

УДК 621.331:621.332

ББК 31.2

Б 15

Б 15 Бадер М. П. Электромагнитная совместимость / Учебник для вузов железнодорожного транспорта. — М.: УМК МПС, 2002. — 638 с.

ISBN 5-89035-065-X

Учебник состоит из четырех частей.

В первой части приведены особенности и параметры влияющих и подверженных влиянию электрических цепей, изложена теория электромагнитного влияния между полностью несимметричными однопроводными цепями. Рассмотрены способы и законы передачи электромагнитной энергии в смежные двухпроводные телефонные цепи и другие слаботочные электросистемы.

Во второй части приведена краткая методика расчета опасных и мешающих электромагнитного и гальванического влияний электрических железных дорог и линий высокого напряжения на смежные сооружения, цепи связи, рельсовые цепи, устройства автоматизации управления движением поездов и другие слаботочные электросистемы.

В третьей части приведена методика расчета гармонических составляющих и гармонический анализ выпрямленного и сетевого тока и напряжения выпрямительно-инверторных агрегатов тяговых подстанций и электроподвижного состава при работе преобразователей в симметричном и несимметричных выпрямительном и инверторном режимах.

В четвертой части рассмотрены защиты, обеспечивающие электромагнитную совместимость, применяемые как в источниках электромагнитных и гальванических влияний — электрической железной дороге и высоковольтных линиях, так и в подверженных влиянию смежных линиях и электросистемах.

Учебник предназначен для студентов вузов специальности 101800 “Электроснабжение железных дорог” и других электротехнических специальностей, изучающих курс “Электромагнитная совместимость”, а также может служить руководством для инженеров и научных сотрудников, занятых разработкой, проектированием и эксплуатацией устройств тягового электроснабжения.

Ил. 240, табл. 48, библиогр. — 63 назв., 638 с.

УДК 621.331:621.332

ББК 31.2

Рецензенты: зав. кафедрой “Автоматизированные системы электроснабжения” РГУПС, д.т.н., профессор Ю.И. Жарков; зам. начальника технического отдела Департамента “Электрификации и электроснабжения” к.т.н. А.В. Кузнецов; зам. начальника службы “Электроснабжения” Московской ж.д. В.К. Лёвкин

ISBN 5-89035-065-X

© М.П. Бадер, 2002

© УМК МПС РФ, 2002

ВВЕДЕНИЕ

Все более очевидным становится факт вступления мирового сообщества в качественно новое состояние, одним из показателей которого является глобальная интенсификация техногенных процессов, связанных с созданием электронных систем информатизации, развитием телекоммуникаций, процессов энергообмена. В возрастающем темпе происходит процесс насыщения производства и быта приборами, технологиями, базирующимися на достижениях электроники, электро- и радиотехники, связанных с внедрением новейших мультимедийных комплексов и инфраструктур. Электроника занимает все более приоритетное место, многочисленные электротехнические, электронные приборы становятся принадлежностью повседневного быта. Номенклатура таких технических средств делается все более разнообразной, а техническое исполнение — все более сложным и дорогим.

Столь широкое использование электротехники наряду с неоспоримыми преимуществами влечет за собой массу негативных последствий. Уже сейчас окружающее нас пространство заполнено переплетающимися сетями радиоволн, электромагнитных полей, высокочастотных и низкочастотных импульсов и излучений. В геометрической прогрессии происходит загрязнение окружающей среды электромагнитными излучениями, влекущими необратимые изменения в биологической, генетической и социальной структурах. На загрязнение окружающей среды оказывает влияние и качество применяемой электроэнергии, параметры которой могут отклоняться от номинальных значений. Возникают провалы, выбросы, импульсные и радиочастотные помехи. Экологическая составляющая этой проблемы, по мнению ряда ученых, связана также с опасностью электромагнитных излучений для жизни и здоровья людей, животного и растительного мира.

Постановлением Государственного комитета Российской Федерации по стандартам, метрологии и сертификации от 28 августа 1998 г. № 338 введен в действие в качестве государственного стандарта Российской Федерации с 01.01.99 г. новый стандарт на

качество электрической энергии и Федеральный закон “Об электромагнитной совместимости”, которые ставят проблему обеспечения электромагнитной совместимости в ряд актуальных и важнейших технико-экономических задач железнодорожного транспорта. Согласно этим законам технические средства, являющиеся источниками электромагнитных излучений, в том числе высоковольтные трехфазные ЛЭП и электрические железные дороги, подлежат обязательной сертификации на соответствие допустимым уровням электромагнитных излучений, установленным государственными стандартами.

В соответствии с определением Международной электротехнической комиссии (МЭК) под электромагнитной совместимостью понимается способность электротехнического оборудования (прибора, аппарата, устройства) работать удовлетворительно в электромагнитной среде, не создавая недопустимого влияния на окружающую среду, а также на другое техническое оборудование. Иными словами, термин “Электромагнитная совместимость” трактуется достаточно широко и включает в себя вопросы электромагнитного влияния друг на друга различных видов электроэнергетического и слаботоочного электрооборудования.

Успешное решение научных проблем и технических задач при разработке и эксплуатации системы электроснабжения железных дорог невозможно без исследования и обеспечения электромагнитной совместимости электрических железных дорог со смежными слаботоочными системами и с питающими электросистемами.

Электромагнитному влиянию подвержены практически любые электрические линии (как воздушные, так и кабельные) с меньшим уровнем передачи энергии, проложенные вблизи от электрической железной дороги: линии телефонной и телеграфной связи, радиовещания, телеуправления и телесигнализации, рельсовые цепи автоблокировки, силовые и осветительные электрические сети, низковольтные линии электропередачи, отключенная контактная сеть соседних путей, а также неэлектрические, но проводящие металлические сооружения, эстакады, трубопроводы и др.

Электрическая железная дорога, оказывающая электромагнитное влияние на смежные слаботоочные системы, включает следующие влияющие линии: тяговая сеть, полностью несимметричная по параметрам

и передающая энергию с несинусоидальными переменными или пульсирующими постоянными токами и напряжениями; распределительные линии переменного тока для продольного электроснабжения автоблокировки и тяговых потребителей с несимметричными несинусоидальными (из-за электрической тяги) напряжениями и токами, а также линии ДПР с несимметричными параметрами.

Повышенное электромагнитное влияние на смежные линии оказывают и трехфазные линии, питающие тяговые подстанции, в том числе продольные линии, вследствие того, что в них могут быть не только несимметричные и несинусоидальные напряжения и токи, но и несимметричные поперечные параметры.

Наличие мощных выпрямителей и инверторов в ЛЭП постоянного тока сверхвысокого напряжения (750 кВ и выше) приводит к появлению в цепях этой ЛЭП гармоник тока и напряжения, которые являются источниками электромагнитного влияния на смежные линии в широком диапазоне частот.

Для трехфазных линий передачи электроэнергии, работающих по системе “два провода — рельс”, а также для линий передачи электроэнергии однофазного тока с использованием земли в качестве обратного провода, в том числе и для электрических железных дорог, особенно постоянного тока, характерно значительное гальваническое влияние на проложенные рядом протяженные подземные сооружения, например нефте- или газопроводы, кабели с металлическими оболочками и т. п.

Разряды молнии, отключение и включение частей и аппаратов электроустановки при рабочих и аварийных режимах приводят к появлению больших импульсных токов и напряжений (атмосферных и коммутационных перенапряжений).

Преобразование на тяговых подстанциях или на электроподвижном составе электрической энергии переменного тока в энергию выпрямленного тока и обратно с помощью статических полупроводниковых преобразователей связано со значительным потреблением реактивной энергии преобразовательными агрегатами. Кроме того, полупроводниковые преобразователи относятся к классу нагрузок, имеющих нелинейные вольт-амперные характеристики, и потребляют из сети несинусоидальный ток, искажая кривую напряжения питающих электросистем.

Электрическая тяга переменного тока является не только мощным потребителем реактивной энергии и несинусоидального тока, но и мощной несимметричной однофазной нагрузкой, что приводит к появлению несимметрии напряжений в питающих электрических трехфазных системах.

Несинусоидальность и несимметрия питающего напряжения, в свою очередь, отрицательно влияют на качество выпрямленного напряжения — приводят к появлению в выпрямленном напряжении дополнительных гармонических составляющих и к повышенному электромагнитному влиянию тяговой сети постоянного тока на смежные слаботочные системы.

Следовательно, при обосновании электромагнитной совместимости, необходимой при проектировании и эксплуатации тягового электроснабжения, следует учитывать следующие взаимовлияющие факторы: несимметрию и несинусоидальность трехфазных питающих напряжений, значительный уровень реактивной энергии, потребляемой тяговыми нагрузками из питающей электросистемы, качество выпрямленного напряжения, перенапряжения, уровни наведенных напряжений и токов индукции в смежных системах.

Полностью исключить электромагнитное и гальваническое влияние одного электротехнического оборудования на другое, одних электрических цепей на другие практически невозможно, поэтому обычно стремятся снизить его до такой степени, при которой не нарушалась бы нормальная работа электрических цепей, подверженных влиянию, и выполнялись требования ГОСТ 13109-97 “Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения”.

В книге “Электромагнитная совместимость” рассматриваются методы математического моделирования источников помех, способы и законы передачи электромагнитной энергии в смежные и питающие электросистемы, алгоритмы расчета уровня помех и способы борьбы с ними.

ЧАСТЬ I

ГЛАВА 1. ОСОБЕННОСТИ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ВЛИЯЮЩИХ И ПОДВЕРЖЕННЫХ ВЛИЯНИЮ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

1.1. Общие сведения

Передача электрической энергии от источников (генераторов электростанций и других питающих центров) к потребителям может осуществляться по однопроводным и многопроводным линиям, имеющим различное назначение.

Если около цепи «провод — земля» с действующим переменным напряжением и током разместить другую цепь, то под влиянием электрической и магнитной индукции в смежной линии возникнут индуцированные напряжения и токи, а также будет протекать ток, обусловленный наличием земли в рассматриваемых электрических цепях.

Большое электромагнитное влияние оказывают цепи с высоким уровнем передачи электроэнергии на цепи с меньшим уровнем передачи, например, высоковольтные линии электропередачи или тяговая сеть электрических железных дорог — на линии связи, низковольтные электрические сети и т.п. Обратное влияние цепей низкого уровня передачи энергии на цепи с высоким уровнем передачи обычно невелико, и с ним практически можно не считаться.

Электрическую цепь с более высоким уровнем передачи электроэнергии, в которой действует переменное напряжение и протекает переменный ток, называют *влияющей*, а электрическую цепь с меньшим уровнем передачи электроэнергии, в которой индуцируются напряжение и ток, называют *подверженной влиянию*, или *смежной* линией.

Следует отметить, что система токов высоковольтных трехфазных ЛЭП, как правило, несинусоидальна. Несинусоидальность токов трехфазных ЛЭП определяется наличием в энергосистеме выпрямительной нагрузки и инверторов, нелинейностью ряда элементов (в частности, трансформаторов, дросселей), а также несинусоидальностью эдс генераторов. Гармоники напряжения и тока

таких ЛЭП являются источниками переменных электрических и магнитных полей, оказывая тем самым значительное электрическое, магнитное и гальваническое влияние на смежные линии.

Наличие выпрямителей и инверторов на тяговых подстанциях постоянного тока или электроподвижном составе переменного тока обуславливает появление гармоник в кривых напряжения и тока тяговой сети и тем самым образование переменных электрических и магнитных полей, оказывающих на смежные линии электрическое, магнитное и гальваническое влияние.

Таким образом, высоковольтные трехфазные ЛЭП и электрические железные дороги являются источником магнитного, электрического и гальванического влияний на смежные линии. Следует заметить, что проблема обеспечения электромагнитной совместимости тяговой сети и линий проводной связи и железнодорожной автоматики является наиболее острой и актуальной, так как линии связи, как правило, прокладывают параллельно трассе электрической железной дороги, а устройства железнодорожной автоматики используют в качестве сигнальных цепей рельсовые цепи, являющиеся одновременно обратным проводом для протекания несинусоидального тягового тока.

При рассмотрении вопросов электромагнитного влияния на смежные электрические цепи линий электропередачи небольшой длины с напряжением до 35 кВ при частоте 50 Гц можно пренебречь в последних токами, обусловленными емкостью между проводами (токами смещения) и проводимостью изоляции (токами утечки через гирлянды изоляторов и токами, обусловленными коронным электрическим разрядом вблизи поверхности проводов), т.е. рассматривать влияющие линии как цепи с сосредоточенными параметрами.

При больших напряжениях, встречающихся в электроэнергетике, и при больших частотах, с которыми имеет дело электросвязь, а также при значительной длине линий пренебрегать токами смещения и утечки недопустимо. Ток в проводах не одинаков в разных сечениях такой линии, вызывает падение напряжения в активном сопротивлении проводов и создает переменное магнитное поле, которое, в свою очередь, наводит вдоль всей линии эдс самоиндукции. Поэтому напряжение между проводами также не остается постоянным вдоль линии.

Чтобы учесть изменение тока и напряжения вдоль линии, нужно считать, что каждый сколь угодно малый элемент линии обладает сопротивлением и индуктивностью, а между проводами — проводимостью и емкостью, т.е. рассматривать линию как цепь с распределенными параметрами.

Электрическими линиями с распределенными параметрами называют такие линии, в которых ток и напряжение непрерывно изменяются при переходе от одной точки (сечения) линии к другой, соседней точке [5].

Под магнитными линиями с распределенными параметрами понимают такие линии, магнитный поток и магнитное напряжение вдоль которых непрерывно меняются при переходе от одной точки линии к соседней [5].

Эффект непрерывного изменения тока (или потока) и электрического (магнитного) напряжения вдоль линии имеет место вследствие того, что линии обладают распределенными продольными и поперечными сопротивлениями (рис. 1.1, а).

На схеме рис. 1.1, а изображен участок линии с распределенными параметрами, через dx обозначен бесконечно малый элемент длины линии.

Сопротивления Z_1, Z_2, Z_3, \dots называют продольными сопротивлениями, в них включены сопротивления и прямого, и обратного проводов; сопротивления Z_4, Z_5, Z_6, \dots называют поперечными сопротивлениями.

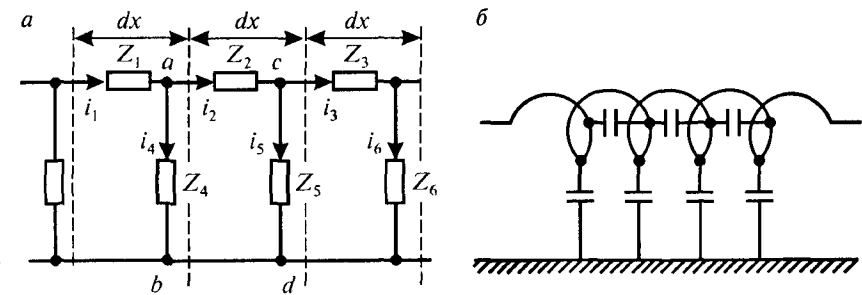


Рис. 1.1. Участок линии с распределенными параметрами

В результате утечки тока через сопротивление Z_4 ток i_2 не равен току i_1 . Аналогично ток i_3 не равен току i_2 и т. д. Напряжение между точками a и b не равно напряжению между точками c и d и т. д.

В электрических линиях с распределенными параметрами продольные сопротивления образованы активными сопротивлениями проводов линии и индуктивностями двух противостоящих друг другу участков линии длиной dx . Поперечные сопротивления состоят из сопротивлений утечки, появляющейся вследствие несовершенства изоляции между проводами линии, и емкостей, образованных противостоящими друг другу элементами (участками) линии. В магнитных линиях с распределенными параметрами продольные сопротивления представляют собой магнитные сопротивления самих магнитных стержней, образующих магнитную линию, а поперечные сопротивления обусловлены утечкой магнитного потока по воздуху между противостоящими друг другу участками линии.

Линию с распределенными параметрами называют *однородной*, если равны друг другу все продольные сопротивления участков линии одинаковой длины и если равны друг другу все поперечные сопротивления участков линии одинаковой длины. Так, участок линии рис. 1.1, a будет однородным, если $Z_1 = Z_2 = Z_3 = \dots$ и $Z_4 = Z_5 = Z_6 = \dots$

Линию с распределенными параметрами называют *неоднородной*, если продольные сопротивления в ней различны или если поперечные сопротивления неодинаковы. Кроме того, линии с распределенными параметрами можно подразделить на две большие группы: нелинейные и линейные. В нелинейных линиях с распределенными параметрами продольные и (или) поперечные сопротивления являются функциями протекающих по ним токов, в линейных — продольные и поперечные сопротивления не являются функциями протекающих через них токов.

В качестве примера нелинейной электрической линии с распределенными параметрами можно назвать электрическую линию передачи высокого напряжения при наличии между прово-

дами линии тихого электрического разряда — явление короны на проводах. В этом случае емкость между противостоящими друг другу участками линии является функцией напряжения между этими участками.

В качестве примера нелинейной магнитной линии с распределенными параметрами можно назвать линию, образованную параллельно расположенными магнитными сердечниками, которые в процессе работы линии могут насыщаться.

Когда говорят о линии с распределенными параметрами, то обычно этот термин мысленно связывают с мощными линиями передачи электрической энергии на большие расстояния, с телефонными и телеграфными воздушными и кабельными линиями, с рельсовыми линиями автоблокировки на железнодорожном транспорте, с антеннами в радиотехнике и другими родственными линиями и установками.

В то же время с линиями с распределенными параметрами имеют дело и тогда, когда «линий» в буквальном смысле слова, казалось бы, вовсе нет. Так, обычная индуктивная катушка практически представляет собой линию с распределенными параметрами. Действительно, между каждыми двумя соседними витками катушки, как и между каждыми двумя телами, есть емкость (рис. 1.1, b). Кроме того, между каждым витком и корпусом прибора (землей) также есть емкость.

Если по катушке будет протекать переменный ток, то через межвитковые емкости и емкости на землю также потечет ток. При одном и том же напряжении между соседними витками ток через емкости будет тем больше, чем выше частота переменного тока. При низкой частоте (десятки, сотни, тысячи герц) ток через емкости будет несоизмеримо мал по сравнению с токами через витки катушки, и наличие емкостей можно не учитывать в расчете (что и делалось до сих пор). В дальнейшем, при рассмотрении теории электрических фильтров, работающих при относительно низких частотах, наличие распределенных емкостей в самих индуктивных катушках также не учитывается.

Если же частота тока будет очень велика, например сотни миллиардов герц, то токи через емкости могут во много раз превышать токи через витки катушки. В этом случае вся катушка в це-

лом будет оказывать прохождению переменного тока емкостное, а не индуктивное сопротивление (количество переходит в новое качество). При промежуточных частотах порядка нескольких мегагерц (когда линейные размеры катушки соизмеримы с длиной волны) индуктивная катушка является типичной линией с распределенными параметрами.

Если индуктивная катушка намотана на стальной сердечник, который способен насыщаться, и частота тока достаточно велика, то все устройство в целом представляет собой сложную совокупность из электрической и магнитной нелинейных цепей с распределенными параметрами.

В этом курсе изучают только основы однородных линейных цепей с распределенными параметрами. Вся теория излагается применительно к электрическим линиям с распределенными параметрами на переменном токе. Теория однородных линейных электрических цепей с распределенными параметрами на постоянном токе непосредственно следует из теории цепей переменного тока, если принять угловую частоту равной нулю.

Теория однородных линейных магнитных линий на постоянном токе в значительной мере аналогична теории однородных линейных электрических линий с распределенными параметрами, только вместо тока в уравнения должен быть подставлен магнитный поток, вместо электрического напряжения — магнитное напряжение, вместо продольного активного сопротивления — продольное магнитное сопротивление, вместо поперечной электрической проводимости — поперечная магнитная проводимость.

1.2. Составление дифференциальных уравнений для однородной линии с распределенными параметрами

Пусть R_0 — продольное активное сопротивление единицы длины линии, L_0 — индуктивность единицы длины линии, C_0 — емкость единицы длины линии и G_0 — поперечная проводимость единицы длины линии. Поперечная проводимость G_0 не является обратной величиной продольного сопротивления R_0 . Разобьем

линию на участки длиной dx (рис. 1.2), где x — расстояние, отсчитываемое от начала линии. На длине dx активное сопротивление равно $R_0 dx$, индуктивность — $L_0 dx$, проводимость утечки — $G_0 dx$ и емкость — $C_0 dx$.

Обозначим ток в начале рассматриваемого участка линии через i и напряжение между проводами линии в начале участка u . И ток, и напряжение являются в общем случае функциями расстояния вдоль линии x и времени t . Поэтому в дальнейшем в уравнениях использованы частные производные от u и от i по времени t и по расстоянию x .

Если для некоторого момента времени t ток в начале рассматриваемого участка равен i , то в результате утечки через поперечный элемент ток в конце участка для того же момента време-

ни равен $i + \frac{di}{dx} dx$, где $\frac{di}{dx}$ — скорость изменения тока в направлении x . Скорость, умноженная на расстояние dx , является приращением тока на пути dx . Аналогично, если напряжение в начале участка u , то в конце участка для того же момента времени напряжение равно $u + \frac{du}{dx} dx$.

Составим уравнение по второму закону Кирхгофа для замкнутого контура, образованного участком линии длиной dx , обойдя его по часовой стрелке:

$$-u + R_0 dx \cdot i + L_0 dx \cdot \frac{di}{dt} + u + \frac{du}{dx} dx = 0.$$

После упрощения и деления уравнения на dx получим

$$-\frac{du}{dx} = L_0 \frac{di}{dt} + R_0 i. \quad (1.1)$$

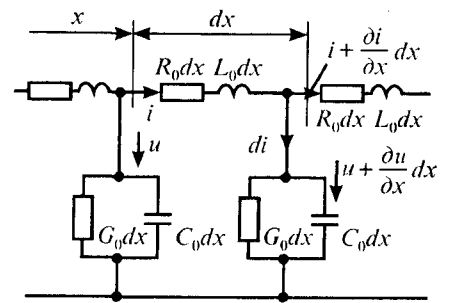


Рис. 1.2. Участки линии длиной dx

По первому закону Кирхгофа

$$i = di + i + \frac{di}{dx} dx. \quad (1.2)$$

Ток di (см. рис. 1.2) равен сумме токов, проходящих через проводимость $G_0 dx$ и через емкость $C_0 dx$:

$$di = (u + \frac{du}{dx} dx) G_0 dx + \frac{d}{dt} C_0 dx \cdot (u + \frac{du}{dx} dx).$$

Пренебрегаем слагаемыми второго порядка малости, тогда

$$di = u G_0 dx + C_0 dx \frac{du}{dt}. \quad (1.3)$$

Подставим (1.3) в (1.2), упростим и поделим уравнение на dx :

$$-\frac{di}{dx} = G_0 u + C_0 \frac{du}{dt}. \quad (1.4)$$

Уравнения (1.1) и (1.4) являются основными дифференциальными уравнениями для линии с распределенными параметрами.

1.3. Решение уравнений линии с распределенными параметрами при установившемся синусоидальном процессе

Пусть напряжение и ток в линии изменяются по синусоидальному закону во времени. Воспользуемся символическим методом. Изображение тока

$$i = I_m \sin(\omega t + \varphi_i) \rightarrow \dot{I} e^{j\omega t},$$

где $\dot{I} = (I_m / \sqrt{2}) e^{j\varphi_i}$.

Изображение напряжения

$$u = U_m \sin(\omega t + \varphi_u) \rightarrow \dot{U} e^{j\omega t},$$

где $\dot{U} = (U_m / \sqrt{2}) e^{j\varphi_u}$.

Комплексы \dot{U} и \dot{I} являются функциями расстояния x , но не являются функциями времени. Множитель $e^{j\omega t}$ есть функция времени t , но не зависит от x .

Представление изображений тока и напряжения в виде произведения двух множителей, из которых один является функцией только x , а другой — функцией только t , дает возможность перейти от уравнений в частных производных (уравнений (1.1) и (1.4)) к уравнениям в простых производных. Действительно,

$$\begin{aligned} \frac{du}{dx} &\rightarrow e^{j\omega t} \frac{d\dot{U}}{dx}, \\ L_0 \frac{di}{dt} &\rightarrow L_0 \dot{I} \frac{d}{dt} e^{j\omega t} = j\omega L_0 \dot{I} e^{j\omega t}, \end{aligned} \quad (1.5)$$

$$\begin{aligned} \frac{di}{dx} &\rightarrow e^{j\omega t} \frac{d\dot{I}}{dx}, \\ C_0 \frac{du}{dt} &\rightarrow j\omega C_0 \dot{U} e^{j\omega t}. \end{aligned} \quad (1.6)$$

Подставим (1.5) и (1.6) в (1.1) и (1.4) и сократим в полученных уравнениях множитель $e^{j\omega t}$. Получим

$$-\frac{d\dot{U}}{dx} = Z_0 \dot{I}, \quad (1.7)$$

$$-\frac{d\dot{I}}{dx} = Y_0 \dot{U}, \quad (1.8)$$

$$Z_0 = R_0 + j\omega L_0, \quad (1.9)$$

$$Y_0 = G_0 + j\omega C_0. \quad (1.10)$$

Решим систему уравнений (1.7) и (1.8) относительно \dot{U} . С этой целью продифференцируем (1.7) по x :

$$-\frac{d^2 \dot{U}}{dx^2} = Z_0 \frac{d\dot{I}}{dx}. \quad (1.11)$$

В (1.11) вместо $\frac{d\dot{I}}{dx}$ подставим правую часть уравнения (1.8), получим

$$\frac{d^2 \dot{U}}{dx^2} = Z_0 Y_0 \dot{U}. \quad (1.12)$$

Уравнение (1.12) представляет собой линейное дифференциальное уравнение второго порядка. Решение его:

$$\dot{U} = \dot{A}_1 e^{\gamma x} + \dot{A}_2 e^{-\gamma x}. \quad (1.13)$$

Комплексные числа \dot{A}_1 и \dot{A}_2 есть постоянные интегрирования, которые в дальнейшем определим через напряжение и ток в начале линии или через напряжение и ток в конце линии.

Комплексное число

$$\gamma = \sqrt{Z_0 Y_0} \quad (1.14)$$

принято называть *постоянной распространения*; его можно представить в таком виде:

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (1.15)$$

здесь α — коэффициент затухания, он характеризует затухание падающей волны на единицу длины линии (на 1 км), β — коэффициент фазы, он характеризует изменение фазы падающей волны на единицу длины линии (на 1 км или 1 м): $[\gamma] = [\alpha] = [\beta] = 1/\text{км}$.

Ток \dot{I} найдем из уравнения (1.7):

$$\dot{I} = -\frac{1}{Z_0} \frac{d\dot{U}}{dx} = \frac{\dot{A}_2 e^{-\gamma x} - \dot{A}_1 e^{\gamma x}}{\frac{Z_0}{\gamma}}. \quad (1.16)$$

Величину $\frac{Z_0}{\gamma} = \frac{Z_0}{\sqrt{Z_0 Y_0}} = \sqrt{\frac{Z_0}{Y_0}}$, имеющую размерность сопротивления, обозначают Z_B и называют *волновым сопротивлением*:

$$Z_B = \sqrt{\frac{Z_0}{Y_0}} = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} = z_B e^{j\varphi_B}, \quad (1.17)$$

где z_B — модуль, а φ_B — аргумент волнового сопротивления Z_B . Следовательно,

$$\dot{I} = \frac{\dot{A}_2}{Z_B} e^{-\gamma x} - \frac{\dot{A}_1}{Z_B} e^{\gamma x}. \quad (1.16')$$

Постоянная распространения γ и волновое сопротивление Z_B

Как уже говорилось ранее, постоянная распространения

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)}. \quad (1.18)$$

Для линии постоянного тока $\omega = 0$ и потому

$$\gamma = \sqrt{R_0 G_0}. \quad (1.19)$$

Для линии переменного тока без потерь ($R_0 = 0$ и $G_0 = 0$)

$$\gamma = j\omega \sqrt{L_0 C_0}. \quad (1.20)$$

Составим выражения для приближенного определения β и α в

линии с малыми потерями, когда $\frac{R_0}{\omega L_0} \leq 1$ и $\frac{G_0}{\omega C_0} \leq 1$. С этой целью перепишем уравнение (1.18) следующим образом:

$$\gamma = j\omega \sqrt{L_0 C_0} \left(1 - j \frac{R_0}{\omega L_0}\right)^{1/2} \left(1 - j \frac{G_0}{\omega C_0}\right)^{1/2}$$

и разложим биномы в ряды, ограничившись двумя членами каждого ряда (т. е. воспользуемся соотношением $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{1}{2}x$).

Получим

$$\gamma \approx \frac{R_0}{2} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} + \frac{G_0}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} + j\omega \sqrt{L_0 C_0}. \quad (1.21)$$

Следовательно,

$$\alpha = \frac{R_0}{2} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} + \frac{G_0}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}, \quad (1.22a)$$

$$\beta = \omega \sqrt{L_0 C_0}. \quad (1.22b)$$

Рассмотрим теперь выражение для волнового сопротивления. Для постоянного тока ($\omega = 0$) из (1.17) следует, что

$$Z_B = \sqrt{\frac{R_0}{G_0}}. \quad (1.23)$$

Для линии переменного тока без потерь ($R_0 = G_0 = 0$)

$$Z_B = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}. \quad (1.23')$$

Для линии переменного тока с малыми потерями, когда

$$\frac{R_0}{\omega L_0} \leq 1 \quad \text{и} \quad \frac{G_0}{\omega C_0} \leq 1,$$

$$Z_B = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \left[1 + j \left(-\frac{R_0}{2\omega L_0} + \frac{G_0}{2\omega C_0} \right) \right]. \quad (1.24)$$

1.4. Формулы для определения комплексов напряжения и тока в любой точке линии через комплексы напряжения и тока в начале или в конце линии

Как и раньше, через x будем обозначать расстояние от начала линии до текущей точки на ней.

Пусть в начале линии при $x = 0$ напряжение \dot{U}_1 и ток \dot{I}_1 . Составим уравнения для определения постоянных \dot{A}_1 и \dot{A}_2 через \dot{U}_1 и \dot{I}_1 . Из (1.13) и (1.16) следует (при $x = 0$):

$$\dot{U}_1 = \dot{A}_2 + \dot{A}_1, \quad (1.25)$$

$$\dot{I}_1 Z_B = \dot{A}_2 - \dot{A}_1. \quad (1.26)$$

Для определения \dot{A}_1 из уравнения (1.25) вычтем уравнение (1.26):

$$\dot{A}_1 = \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_B}{2} = \dot{A}_1 e^{j\varphi_0}, \quad (1.27)$$

где \dot{A}_1 — модуль; φ_0 — аргумент комплекса \dot{A}_1 ;

$$\dot{A}_2 = \frac{\dot{U}_1 + \dot{I}_1 Z_B}{2} = \dot{A}_2 e^{j\varphi_0}, \quad (1.28)$$

где \dot{A}_2 — модуль, φ_0 — аргумент комплекса \dot{A}_2 .

Подставим (1.27) и (1.28) в (1.13):

$$\dot{U} = \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_B}{2} e^{\gamma x} + \frac{\dot{U}_1 + \dot{I}_1 Z_B}{2} e^{-\gamma x} = \dot{U}_1 \frac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2} - \dot{I}_1 Z_B \frac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2}.$$

Введем гиперболические функции. Известно, что

$$\operatorname{ch} x = \frac{e^x + e^{-x}}{2} \quad \text{и} \quad \operatorname{sh} x = \frac{e^x - e^{-x}}{2}.$$

Поэтому

$$\frac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2} = \operatorname{ch} \gamma x, \quad (1.29)$$

$$\frac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2} = \operatorname{sh} \gamma x. \quad (1.30)$$

Следовательно,

$$\dot{U} = \dot{U}_1 \operatorname{ch} \gamma x - \dot{I}_1 Z_B \operatorname{sh} \gamma x. \quad (1.31)$$

Аналогичные преобразования, примененные к (1.16), дают

$$\dot{I} = \dot{I}_1 \operatorname{ch} \gamma x - \frac{\dot{U}_1}{Z_B} \operatorname{sh} \gamma x. \quad (1.32)$$

Формулы (1.31) и (1.32) дают возможность найти комплексы напряжения и тока в точке линии, расположенной на расстоянии x от начала линии.

Следует иметь в виду, что аргументом гиперболических функций в этих формулах является комплексное число $\gamma x = \alpha x + j\beta x$.

Обозначим расстояние от текущей точки на линии до конца линии через y и длину всей линии — через l ;

$$y = l - x. \quad (1.33)$$

Пусть будут известны напряжение и ток в конце линии \dot{U}_2 и \dot{I}_2 .

Подставим в (1.13) и (1.16') $x = l$, $\dot{U} = \dot{U}_2$, $\dot{I} = \dot{I}_2$ и составим два уравнения для определения постоянных интегрирования \dot{A}_1 и \dot{A}_2 :

$$\begin{aligned}\dot{U}_2 &= \dot{A}_2 e^{-\gamma l} + \dot{A}_1 e^{\gamma l}, \\ \dot{I}_2 Z_B &= \dot{A}_2 e^{-\gamma l} - \dot{A}_1 e^{\gamma l}.\end{aligned}$$

Отсюда

$$\begin{aligned}\dot{A}_1 &= \frac{\dot{U}_2 - \dot{I}_2 Z_B}{2} e^{-\gamma l} = \dot{A}_1 e^{j\varphi_0}, \\ \dot{A}_2 &= \frac{\dot{U}_2 + \dot{I}_2 Z_B}{2} e^{\gamma l} = \dot{A}_2 e^{j\varphi_n}.\end{aligned}\quad (1.34)$$

Если подставить (1.34) в (1.13) и (1.16'), заменить $l - x$ на y и перейти к гиперболическим функциям, то получим

$$\dot{U} = \dot{U}_2 \operatorname{ch} \gamma y + \dot{I}_2 Z_B \operatorname{sh} \gamma y, \quad (1.35)$$

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_2}{Z_B} \operatorname{sh} \gamma y + \dot{I}_2 \operatorname{ch} \gamma y. \quad (1.36)$$

Зная \dot{U}_2 и \dot{I}_2 , с помощью формул (1.35) и (1.36) можно найти комплексы напряжения и тока в точке, находящейся на расстоянии y от конца линии.

1.5. Падающие и отраженные волны в линии

Подставив в формулу (1.13) $\dot{A}_1 e^{j\varphi_0}$ вместо \dot{A}_1 , $\dot{A}_2 e^{j\varphi_n}$ вместо \dot{A}_2 (см. (1.34)) и заменив y на $\alpha + j\beta$, получим

$$\dot{U} = \dot{A}_1 e^{\alpha x} e^{j(\varphi_0 + \beta x)} + \dot{A}_2 e^{-\alpha x} e^{j(\varphi_n - \beta x)}. \quad (1.37)$$

Аналогичную операцию проделаем с формулой (1.16'), причем в дополнение заменим Z_B на $z_B e^{j\varphi_B}$ (см. формулу (1.17')):

$$\dot{I} = -\frac{\dot{A}_1}{z_B} e^{\alpha x} e^{j(\varphi_0 + \beta x - \varphi_B)} + \frac{\dot{A}_2}{z_B} e^{-\alpha x} e^{j(\varphi_n - \beta x - \varphi_B)}. \quad (1.38)$$

Для перехода от комплексов напряжения и тока к функциям времени умножим правые части формул (1.37) и (1.38) на $\sqrt{2} e^{j\omega t}$ и от произведений возьмем мнимую часть:

$$u = \dot{A}_1 \sqrt{2} e^{\alpha x} \sin(\omega t + \varphi_0 + \beta x) + \dot{A}_2 \sqrt{2} e^{-\alpha x} \sin(\omega t + \varphi_n - \beta x), \quad (1.37')$$

$$\begin{aligned}i &= \frac{\dot{A}_1}{z_B} \sqrt{2} e^{\alpha x} \sin(\omega t + \varphi_0 + \beta x - \varphi_B) + \\ &+ \frac{\dot{A}_2 \sqrt{2}}{z_B} e^{-\alpha x} \sin(\omega t + \varphi_n - \beta x - \varphi_B).\end{aligned}\quad (1.38')$$

Падающей электромагнитной волной называют процесс перемещения электромагнитного состояния (электромагнитной волны) от источника энергии к приемнику, т. е. в нашем случае в направлении увеличения координаты x . Электромагнитное состояние определяется совокупностью электрического и магнитного полей. Падающая волна, распространяясь от источника энергии к приемнику, несет энергию, заключенную в ее электрическом и магнитном полях.

Отраженной электромагнитной волной называют процесс перемещения электромагнитного состояния (электромагнитной волны) от приемника энергии к источнику энергии, т. е. в нашем случае в сторону уменьшения координаты x .

Падающая электромагнитная волна состоит из падающей волны напряжения (второе слагаемое формулы (1.37)) и падающей волны тока (второе слагаемое формулы (1.38)). Отраженная электромагнитная волна образована отраженной волной напряжения (первое слагаемое формулы (1.37)) и отраженной волной тока (первое слагаемое формулы (1.38)).

Знак минус у отраженной волны тока свидетельствует о том, что поток энергии, который несет с собой отраженная электромагнитная волна, движется в обратном направлении по сравнению с потоком энергии, который несет с собой падающая волна.

Каждая из составляющих падающей волны (волна напряжения или волна тока) представляет собой синусоидальное колебание, амплитуда которого уменьшается по мере роста x (множитель $e^{-\alpha x}$),

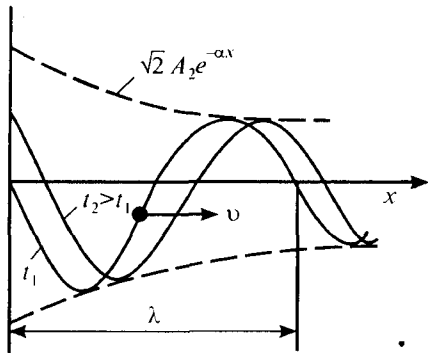


Рис. 1.3. Графики распределения падающей волны

волны напряжения вдоль линии (в функции x) для двух смежных моментов времени: t_1 и $t_2 > t_1$. Падающая волна распространяется слева направо. При построении принято $\omega t_1 + \varphi_n = 0$.

На рис. 1.4 представлены графики распределения отраженной волны напряжения для двух смежных моментов времени: t_1 и $t_2 > t_1$. Отраженная волна распространяется справа налево.

Коэффициент отражения K_u

Отношение напряжения отраженной волны в конце линии к напряжению падающей волны в конце линии называют *коэффициентом отражения по напряжению* и обозначают K_u . В соответствии с формулами (1.34)

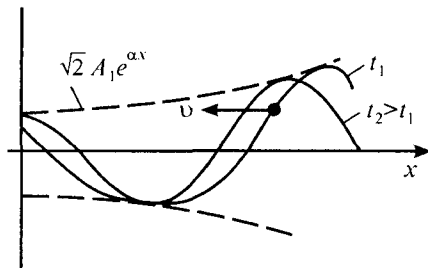


Рис. 1.4. Графики распределения отраженной волны

а аргумент является функцией времени t и координаты x .

Каждая из составляющих отраженной электромагнитной волны затухает по мере продвижения волны от конца линии к началу (множитель $e^{\alpha x}$). Физически эффект уменьшения амплитуд падающей и отраженной волн по мере продвижения их по линии объясняется наличием потерь в линии.

На рис. 1.3 изображены графики распределения падающей

Фазовая скорость v_ϕ

Фазовой скоростью v_ϕ называют скорость, с которой надо перемещаться вдоль линии, чтобы наблюдать одну и ту же фазу колебания, или иначе: фазовая скорость — это скорость перемещения по линии неизменного фазового состояния. Если фаза падающей волны напряжения неизменна, то в соответствии с формулой (1.37)

$$\omega t + \varphi_n - \beta x = \text{const.}$$

Возьмем производную по времени от обеих частей последнего равенства:

$$\frac{d}{dt}(\omega t + \varphi_n - \beta x) = 0, \quad \text{или} \quad \omega - \beta \frac{dx}{dt} = 0.$$

Отсюда

$$v_\phi = \frac{dx}{dt} = \frac{\omega}{\beta}.$$

Пример. Найти фазовую скорость для воздушной двухпроводной линии с малыми потерями.

Решение. Из формулы (1.226) $\beta = \omega \sqrt{L_0 C_0}$.

Поэтому

$$v_\phi = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}. \quad (1.39)$$

Индуктивность единицы длины двухпроводной воздушной линии

$$L_0 = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{d}{r},$$

где μ_0 — магнитная постоянная; d — расстояние между осями проводов; r — радиус каждого провода.

Емкость единицы длины воздушной двухпроводной линии

$$C_0 = \pi \epsilon_0 / \ln \frac{d}{r},$$

где ϵ_0 — электрическая постоянная.

$$K_u = \frac{\dot{A}_1 e^{\gamma l}}{\dot{A}_2 e^{-\gamma l}} = \frac{Z_n - Z_B}{Z_n + Z_B},$$

где Z_n — сопротивление нагрузки.

При согласованной нагрузке $K_u = 0$, при холостом ходе $K_u = 1$. Коэффициент отражения по току $K_i = -K_u$.

$$v_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = \frac{1}{\sqrt{1,256 \cdot 10^{-6} \text{ Гн/м} \cdot 8,86 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}}} \approx 300000 \text{ км/с.}$$

Длина волны λ

Под длиной волны λ понимают расстояние, на которое распространяется волна за один период $T = 1/f$:

$$\lambda = v T = v/f. \quad (1.40)$$

Пример. Найти длину электромагнитной волны при $f = 50$ Гц и при $f = 50 \cdot 10^6$ Гц.

Решение. При $f = 50$ Гц $\lambda = \frac{300000 \text{ км/с}}{50 \text{ с}^{-1}} = 6000 \text{ км.}$

При $f = 50 \cdot 10^6$ Гц $\lambda = 6 \text{ м.}$

1.6. Линия без искажений

Линия без искажений представляет собой линию, вдоль которой волны всех частот распространяются с одинаковой фазовой скоростью и затухают в равной степени.

При движении электромагнитной волны по линии без искажений волна напряжения и волна тока уменьшаются по амплитуде, но формы волн напряжения в конце и начале линии подобны; точно так же подобны формы волн тока в начале и в конце линии.

Неискажающие линии находят применение в линиях связи. При телефонном разговоре по таким линиям не искажается тембр голоса, т. е. не искажается спектральный состав голоса.

Для того чтобы линия была неискажающей, коэффициент затухания α и фазовая скорость v_{ϕ} не должны зависеть от частоты. Это

условие выполняется, если между параметрами линии имеет место следующее соотношение:

$$\frac{R_0}{L_0} = \frac{G_0}{C_0}. \quad (1.41)$$

Для сокращения записи обозначим

$$\frac{R_0}{L_0} = \frac{G_0}{C_0} = k.$$

По определению

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z_0 Y_0}.$$

Тогда

$$Z_0 = R_0 + j\omega L_0 = L_0(k + j\omega),$$

$$Y_0 = G_0 + j\omega C_0 = C_0(k + j\omega)$$

и

$$\gamma = (k + j\omega)\sqrt{L_0 C_0} = k\sqrt{L_0 C_0} + j\omega\sqrt{L_0 C_0}.$$

Следовательно,

$$\alpha = k\sqrt{L_0 C_0} = \sqrt{R_0 G_0}, \quad \beta = \omega\sqrt{L_0 C_0}. \quad (1.42)$$

Фазовая скорость

$$v_{\phi} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}. \quad (1.43)$$

Из формул (1.42) и (1.43) следует, что коэффициент затухания α и фазовая скорость v_{ϕ} в линии без искажений действительно не зависят от частоты.

В линии без искажений волновое сопротивление

$$Z_B = \sqrt{\frac{Z_0}{Y_0}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

является действительным числом и также не зависит от частоты.

Чтобы убедиться, что форма волны напряжения в конце линии u_2 полностью подобна форме волны напряжения в начале линии u_1 , возьмем напряжение на входе линии в виде суммы двух

синусоидальных колебаний, одно из которых имеет частоту ω , а другое 2ω , и составим выражение для u_2 . Пусть

$$u_1 = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1) + U_{2m} \sin(2\omega t + \varphi_2).$$

Так как для линии без искажения коэффициент затухания α не зависит от частоты (см. формулу (1.42)), то амплитуды обоих колебаний на расстоянии l уменьшаются в одинаковой степени и становятся равными $U_{1m}e^{-\alpha l}$ и $U_{2m}e^{-\alpha l}$.

Для линии без искажения коэффициент фазы β прямо пропорционален частоте, поэтому для частоты 2ω коэффициент β в 2 раза больше, чем для частоты ω .

Следовательно, мгновенное значение напряжения в конце линии запишется следующим образом:

$$\begin{aligned} u_2 &= U_{1m}e^{-\alpha l} \sin(\omega t + \varphi_1 - \beta l) + U_{2m}e^{-\alpha l} \sin(2\omega t + \varphi_2 - 2\beta l) = \\ &= U_{1m}e^{-\alpha l} \sin\left[\omega\left(t - \frac{\beta l}{\omega}\right) + \varphi_1\right] + U_{2m}e^{-\alpha l} \sin\left[2\omega\left(t - \frac{2\beta l}{2\omega}\right) + \varphi_2\right]. \end{aligned}$$

Вынесем $e^{-\alpha l}$ за скобку и обозначим время $t - \frac{\beta l}{\omega}$ через τ . Получим

$$u_2 = e^{-\alpha l} [U_{1m} \sin(\omega\tau + \varphi_1) + U_{2m} \sin(2\omega\tau + \varphi_2)].$$

Если сопоставить последнее выражение с выражением для u_1 , то можно сделать вывод, что напряжение в конце линии имеет ту же форму, что и напряжение в начале линии. Однако оно уменьшено

по амплитуде за счет затухания и смещено во времени на $\frac{\beta l}{\omega} = \frac{l}{v_{\phi}}$

секунд — на время движения волны по линии длиной l .

1.7. Согласованная нагрузка

Линия с распределенными параметрами, как правило, служит в качестве промежуточного звена между источником энергии и нагрузкой.

Обозначим сопротивление нагрузки через Z_2 ($Z_2 = \dot{U}_2 / \dot{I}_2$). Если Z_2 не равно волновому сопротивлению линии Z_B , то падающая волна частично пройдет в нагрузку, частично отразится от нее (возникает отраженная волна). Часто берут $Z_2 = Z_B$. Такую нагрузку называют *согласованной*; при ней отраженная волна отсутствует. В этом можно убедиться с помощью формулы (1.34). Действительно, отраженная волна будет отсутствовать, так как \dot{A}_1 будет равно нулю:

$$\dot{A}_1 = \frac{1}{2}(\dot{U}_2 - \dot{I}_2 Z_B)e^{-\gamma l} = \frac{1}{2}(\dot{U}_2 - \dot{U}_2)e^{-\gamma l} = 0.$$

Определение напряжения и тока при согласованной нагрузке

Чтобы получить формулы для определения напряжения и тока в любой точке, удаленной от конца линии на расстояние y , в формулы (1.35) и (1.36) вместо Z_B подставим Z_2 , заменим $\dot{I}_2 Z_2$ на \dot{U}_2 и \dot{U}_2 / Z_2 на \dot{I}_2 .

Получим

$$\dot{U} = \dot{U}_2 (\text{ch } \gamma y + \text{sh } \gamma y) = \dot{U}_2 e^{\gamma y}, \quad (1.44)$$

$$\dot{I} = \dot{I}_2 (\text{ch } \gamma y + \text{sh } \gamma y) = \dot{I}_2 e^{\gamma y}. \quad (1.45)$$

В начале линии при $y = l$

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_2 e^{\gamma l} = U_2 e^{j\varphi_{U_2}} e^{\alpha l} e^{j\beta l}, \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_2 e^{\gamma l} = I_2 e^{j\varphi_{I_2}} e^{\alpha l} e^{j\beta l}, \end{aligned} \quad (1.46)$$

где U_2 — модуль, а φ_{U_2} — аргумент комплекса \dot{U}_2 ; I_2 — модуль, а φ_{I_2} — аргумент комплекса \dot{I}_2 .

Коэффициент полезного действия линии передачи η при согласованной нагрузке

Коэффициент полезного действия линии передачи η равен отношению активной мощности в конце линии P_2 к активной мощности в начале линии P_1 , при этом

$$P_2 = U_2 I_2 \cos(\varphi_{U_2} - \varphi_{I_2}) = U_2 I_2 \cos \varphi_B,$$

где φ_B — аргумент волнового сопротивления Z_B .

При согласованной нагрузке угол между \dot{U}_1 и \dot{I}_1 также равен φ_B , поэтому в соответствии с формулами (1.46)

$$P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_B = U_2 I_2 e^{2\alpha l} \cos \varphi_B.$$

Следовательно,

$$\eta = P_2 / P_1 = e^{-2\alpha l}. \quad (1.47)$$

1.8. Единицы измерения затухания

Произведение αl характеризует собой затухание падающей волны на длине линии l . Логарифмируя формулу (1.47), найдем, что при согласованной нагрузке

$$\alpha l = \frac{1}{2} \ln(P_1 / P_2). \quad (1.48)$$

Произведение αl в технике связи условились измерять в неперах (Нп). Линия обладает затуханием в 1 Нп, если $\frac{1}{2} \ln(P_1 / P_2) = 1$, т.е. если $P_1 / P_2 = e^2$. При этом $U_1 / U_2 = I_1 / I_2 = e$,

где e — основание натурального логарифма.

Затухание измеряют также в белах (Б) и децибелах (дБ). Затухание равно одному белу, если при согласованной нагрузке полная мощность на входе в 10 раз больше полной мощности на выходе. При этом $U_1 / U_2 = \sqrt{10} = 3,16$, что соответствует затуханию в неперах $b = \ln(U_1 / U_2) = \ln 3,16 = 1,15$ Нп.

Таким образом, 1 Б = 1,15 Нп или 1 Нп = 0,868 Б = 8,68 дБ.

Обратим внимание на то, что неперы определены на основе натуральных логарифмов, а белы — на основе десятичных. Понятие затухания относится не только к линиям с распределенными параметрами, но и к четырехполюсникам (пассивным и активным). Активные четырехполюсники усиливают, а не ослабляют входной сигнал. Усиление измеряют как отношение выходного сигнала к входному. Единицами измерения усиления также служат непер и бел.

1.9. Входное сопротивление нагруженной линии

На рис. 1.5 изображена схема, состоящая из источника напряжения \dot{U}_1 линии с распределенными параметрами длиной l и нагрузки Z_2 . Входное сопротивление $Z_{вх}$ равно отношению \dot{U}_1 к \dot{I}_1 . В формулах (1.35) и (1.36) вместо u подставим l и заменим \dot{U}_2 на $\dot{I}_2 Z_2$.

Получим

$$Z_{вх} = \frac{\dot{I}_2 Z_2 \operatorname{ch} \gamma l + \dot{I}_2 Z_B \operatorname{sh} \gamma l}{\dot{I}_2 \frac{Z_2}{Z_B} \operatorname{sh} \gamma l + \dot{I}_2 \operatorname{ch} \gamma l}$$

или

$$Z_{вх} = \frac{Z_2 \operatorname{ch} \gamma l + Z_B \operatorname{sh} \gamma l}{\frac{Z_2}{Z_B} \operatorname{sh} \gamma l + \operatorname{ch} \gamma l}. \quad (1.49)$$

Если нагрузка согласована (т.е. $Z_2 = Z_B$), то из (1.49) следует, что входное сопротивление равно волновому:

$$Z_{вх} = \frac{Z_B (\operatorname{ch} \gamma l + \operatorname{sh} \gamma l)}{\operatorname{sh} \gamma l + \operatorname{ch} \gamma l} = Z_B.$$

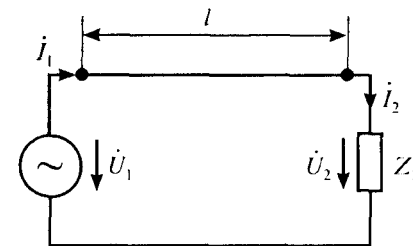


Рис. 1.5. Входное сопротивление линии с распределенными параметрами

Определение напряжения и тока в линии без потерь

Строго говоря, линий без потерь не существует. Однако можно создать линию с очень малыми потерями (с очень малыми R_0 и G_0 по сравнению с ωL_0 и ωC_0 соответственно) и распространить на нее теорию линий без потерь.

Из предыдущего (см. формулу (1.20)) известно, что если $R_0 = G_0 = 0$, то

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{L_0C_0},$$

т. е. коэффициент затухания $\alpha = 0$, а коэффициент фазы $\beta = \omega\sqrt{L_0C_0}$.

При этом волновое сопротивление Z_B является чисто активным (см. формулу (1.23')) и равно $\sqrt{L_0/C_0}$.

Для определения напряжения \dot{U} и тока \dot{I} в любой точке линии обратимся к формулам (1.35) и (1.36):

$$\dot{U} = \dot{U}_2 \operatorname{ch} \gamma y + \dot{I}_2 Z_B \operatorname{sh} \gamma y,$$

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_2}{Z_B} \operatorname{sh} \gamma y + \dot{I}_2 \operatorname{ch} \gamma y.$$

Учтем, что

$$\gamma y = (\alpha + j\beta)y = (0 + j\beta)y = j\beta y.$$

Гиперболический косинус от мнимого аргумента jx равен круговому косинусу от аргумента x :

$$\operatorname{ch} jx = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2} = \frac{1}{2}(\cos x + j \sin x + \cos x - j \sin x) = \cos x.$$

Следовательно,

$$\operatorname{ch} \gamma y = \operatorname{ch} j\beta y = \cos \beta y.$$

Гиперболический синус от аргумента jx равен круговому синусу от аргумента x , умноженному на j :

$$\operatorname{sh} jx = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2} = \frac{1}{2}(\cos x + j \sin x - \cos x + j \sin x) = j \sin x.$$

Следовательно, $\operatorname{sh} \gamma y = \operatorname{sh} j\beta y = j \sin \beta y$.

Поэтому для линии без потерь формулы (1.35) и (1.36) перепишем следующим образом:

$$\dot{U} = \dot{U}_2 \cos \beta y + j \dot{I}_2 Z_B \sin \beta y, \quad (1.35')$$

$$\dot{I} = j \frac{\dot{U}_2}{Z_B} \sin \beta y + \dot{I}_2 \cos \beta y. \quad (1.36')$$

ГЛАВА 2. ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ВЛИЯНИЯ МЕЖДУ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ЦЕПЯМИ

2.1. Общие сведения

Напряжение, приложенное к линии, и ток, протекающий в ней, создают в окружающем пространстве электромагнитное поле, которое для облегчения анализа и расчетов влияния принято расчленять на две составляющие — электрическое и магнитное.

Силовые линии электромагнитного поля симметричного и коаксиального кабеля представлены на рис. 2.1.

Магнитное поле создается током, протекающим по проводу, а электрическое поле — напряжением, приложенным к цепи «провод — земля». Иными словами, любая электрическая цепь при наличии в ней переменного напряжения и тока создает в окружающей среде переменное электромагнитное поле и вследствие этого является источником посторонних напряжений и токов индукции в цепях, находящихся в этой среде.

Степень влияния зависит от симметричности цепей, как влияющих, так и подверженных влиянию. Цепь симметрична, если ее провода имеют одинаковые параметры: первичные (активное сопротивление, индуктивность, емкость между проводами и относительно земли, проводимость изоляции) и вторичные (волновое сопротивление и коэффициент распространения волны). Если напряже-

ния и токи во всех проводах такой цепи одинаковы по величине и сдвинуты по фазе на 180° (в двухпроводной цепи) или на 120° (в трехпроводной), то векторная сумма напряжений (остаточное напряжение) ее проводов равна нулю и нет тока нулевой последовательности (тока в земле). Влияние симметричной цепи на смежные цепи минимально и может возникать только из-за различия параметров связи между отдельными проводами влияющей цепи и проводами цепи, подверженной влиянию, т.е. из-за поперечной асимметрии. Поскольку обычно абсолютно одинаковыми параметрами провода цепи не обладают, то практически все двух- и трехпроводные электрические цепи частично или полностью несимметричны.

В случае, если остаточное напряжение цепи равно рабочему напряжению и ток в земле равен рабочему току рассматриваемой цепи, последняя является полностью несимметричной. Если остаточное напряжение и ток нулевой последовательности составляют только некоторую часть от рабочих величин напряжения и тока, то такая цепь является частично несимметричной.

К полностью несимметричным линиям высокого напряжения можно отнести: тяговую сеть электрических железных дорог; линии передачи энергии однофазного тока с использованием земли в качестве обратного провода; трехфазные линии, работающие по системе «два провода — земля» (ДПЗ) или по системе «два провода — рельс» (ДПР), а также линии с пофазным отключением проводов. Необходимо заметить при этом, что и симметричные высоковольтные ЛЭП в аварийных режимах являются источником неуравновешенной системы токов (короткое замыкание в сетях с заземленной нейтралью — в сетях 110 кВ и выше). Передача электрической энергии на сверхдальние расстояния (свыше 1000 км) осуществляется также несимметричной линией, постоянным (выпрямленным) током сверхвысокого напряжения (более 750 кВ). Наличие в электропередаче сверхвысокого напряжения постоянного тока выпрямителя и инвертора обуславливает искажение форм кривых напряжения и тока, т.е. появление гармоник напряжения и тока.

Все остальные двухфазные и трехфазные линии высокого напряжения следует отнести к группе частично несимметричных цепей. Все трехфазные высоковольтные ЛЭП, вследствие несимметрии точки наблюдения по отношению к трем проводам высоковольтной линии,

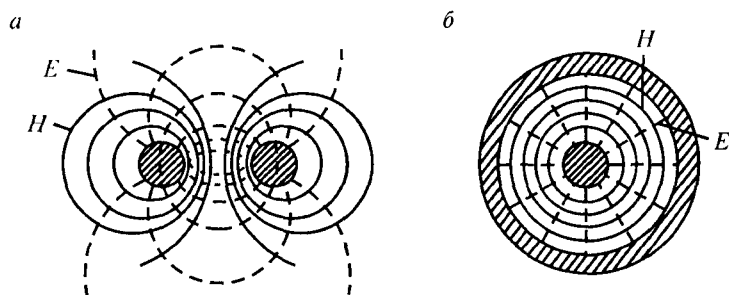


Рис. 2.1. Силовые линии электромагнитного поля цепей симметричного (а) и коаксиального (б) кабелей

создают в окружающем пространстве неуравновешенные электрические и магнитные поля. При этом несимметричные ЛЭП создают значительно большую неуравновешенность, что и приводит к значительно большему электромагнитному влиянию на смежные линии.

Наибольшее электромагнитное влияние будут оказывать те цепи, которые обладают большей степенью несимметрии, так как напряженность электромагнитного поля будет максимальной (при прочих равных условиях) около полностью несимметричной цепи и минимальной около симметричной цепи.

Степень электромагнитного влияния линий высокого напряжения на смежные слаботочные системы зависит также от типа последних. Например, цепи связи так же, как и линии высокого напряжения, можно разделить на симметричные и несимметричные.

Как было показано выше (см. гл. 1), в большинстве случаев, особенно при частотах более высоких, чем частота 50 Гц, необходимо рассматривать влияющую и подверженную влиянию линии как линии с распределенными параметрами. Если длина электромагнитной волны меньше или соизмерима (одного порядка) с длиной рассматриваемой линии, то такую линию также необходимо рассматривать как линию с распределенными параметрами.

Так, для двухпроводной воздушной линии с расстоянием между проводами 3 м, высотой расположения проводов над землей 30 м и длиной 30 км время распространения электромагнитного поля между проводами составит 0,01 мкс, между проводами и землей — 0,1 мкс, вдоль линии — 100 мкс, так что для электромагнитных процессов между проводами можно говорить о малых расстояниях между проводами до частот 10 МГц, между проводами и землей — до 1 МГц, а вдоль проводов — до частот не более 1 кГц, что соответствует частотам высших гармоник электроэнергетических систем. Именно до таких частот можно рассматривать двухпроводную систему как цепь с сосредоточенными параметрами и использовать в расчетах законы Кирхгофа в совокупности с законом Ома и производные от них методы (контурных токов, узловых потенциалов и др.).

Для определения условий, при которых допускается близкое взаимное расположение линий различных электрических систем, необходимо уметь достаточно точно количественно оценить влияние одной цепи на другую. Это достигается благодаря хорошо раз-

работанной теории, на основе которой при помощи выведенных формул проводятся необходимые расчеты величин, характеризующих степень влияния между электрическими цепями.

При выводе расчетных формул электромагнитного влияния между электрическими цепями приходится рассматривать цепи с неодинаковыми, резко отличающимися друг от друга уровнями передачи электроэнергии (влияние линий высокого напряжения на цепи воздушных и кабельных линий связи) и цепи с одинаковыми уровнями передачи (влияние между цепями связи). Однако, независимо от передаваемого уровня электромагнитной энергии, природа влияния одной электрической цепи на другую будет, очевидно, одинакова во всех случаях.

В данной главе показано, что влияние между цепями различных систем определяется из решения одних и тех же дифференциальных уравнений и расчетные формулы электромагнитного влияния имеют одинаковую структуру, отличаясь применительно к различным частным случаям только входящими в них параметрами электрического и магнитного влияния, а также первичными и вторичными параметрами, характеризующими эти цепи.

2.2. Влияние между полностью несимметричными цепями

2.2.1. Общие уравнения

Рассмотрим параллельное сближение между двумя однопроводными цепями, принадлежащими двум различным электрическим системам (рис. 2.2). При включении генератора переменного тока в одну из этих цепей (влияющую — I) во второй цепи (смежной — A) вследствие наличия электрической и магнитной связи будут наводиться напряжения и токи.

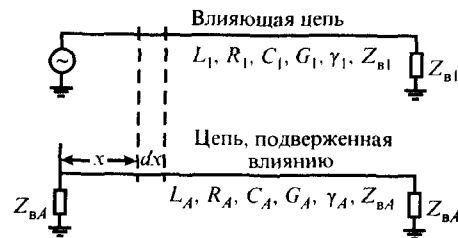


Рис. 2.2. Схема сближения между двумя однопроводными цепями

В приведенных ниже уравнениях будем пользоваться следующими обозначениями:

$L_1, R_1, C_1, G_1, \gamma_1, Z_{в1}$ — первичные и вторичные параметры влияющей однопроводной цепи I , т.е. соответственно индуктивность, сопротивление, емкость, проводимость изоляции, постоянная рас пространения и волновое сопротивление;

$L_A, R_A, C_A, G_A, \gamma_A, Z_{вA}$ — параметры цепи A , подверженной влиянию;

$Z_{1A} = \omega M_{1A} = R_{1A} + j\omega L_{1A}$ — полное сопротивление взаимной индукции между однопроводными цепями I и A (параметр магнитного влияния);

M_{1A} — коэффициент взаимной индукции между однопроводными цепями;

R_{1A} — активная составляющая параметра магнитного влияния;

ωL_{1A} — реактивная составляющая параметра магнитного влияния;

$Y_{1A} = G_{1A} + j\omega C_{1A}$ — полная взаимная проводимость между однопроводными цепями I и A (параметр электрического влияния);

G_{1A} — активная составляющая параметра электрического влияния;

ωC_{1A} — реактивная составляющая параметра электрического влияния (емкостная — проводимость между цепями);

$\omega = 2\pi f$ — угловая частота влияющего тока;

u_1, i_1 — мгновенные значения напряжения и тока в любой точке влияющей цепи I ;

u_A, i_A — мгновенные значения напряжения и тока, индуцируемые в любой точке цепи A , подверженной влиянию.

При выводе уравнений напряжения и тока, индуцированных в цепи A , можно пренебречь обратным влиянием этой цепи на влияющую цепь I .

На элементе длиной dx цепи A будем иметь:

$$\begin{aligned} u_A - (u_A + du_A) &= R_A i_A dx + L_A \frac{di_A}{dt} dx + i_1 R_{1A} dx + L_{1A} \frac{di_1}{dt} dx, \\ i_A - (i_A + di_A) &= G_A u_A dx + C_A \frac{du_A}{dt} dx + G_{1A} (u_A - u_1) dx + \\ &+ C_{1A} \frac{d(u_A - u_1)}{dt} dx. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Переходя от мгновенных значений напряжения и тока к действующим комплексным значениям $\dot{U}_A, \dot{I}_A, \dot{U}_1, \dot{I}_1$, получим следующие выражения:

$$\begin{aligned} -\frac{d\dot{U}_A}{dx} &= R_A \dot{I}_A + L_A \frac{d\dot{I}_A}{dt} + L_{1A} \frac{d\dot{I}_1}{dt} + R_{1A} \dot{I}_1, \\ -\frac{d\dot{I}_A}{dx} &= G_A \dot{U}_A + C_A \frac{d\dot{U}_A}{dt} + G_{1A} (\dot{U}_A - \dot{U}_1) + C_{1A} \frac{d(\dot{U}_A - \dot{U}_1)}{dt}. \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\text{Так как } \dot{U}_A = |U_A| e^{j(\omega t + \varphi)}, \quad \dot{I}_A = |I_A| e^{j(\omega t + \varphi - \alpha)},$$

$$\text{то } \frac{d\dot{U}_A}{dt} = j\omega |U_A| e^{j(\omega t + \varphi)}, \quad \frac{d\dot{I}_A}{dt} = j\omega |I_A| e^{j(\omega t + \varphi - \alpha)}$$

$$\text{или } \frac{d\dot{U}_A}{dt} = j\omega \dot{U}_A; \quad \frac{d\dot{I}_A}{dt} = j\omega \dot{I}_A; \quad \frac{d\dot{I}_1}{dt} = j\omega \dot{I}_1. \quad (2.3)$$

Так как наличие в формулах комплексных выражений величин (\dot{U}, \dot{I}) , изменяющихся по гармоническому закону, понятно из текста, то в дальнейшем для упрощения написания формул точки над этими величинами в большинстве случаев опущены.

Подставив в уравнения системы (2.2) значения производных из уравнения (2.3), получим

$$\begin{aligned} -\frac{dU_A}{dx} &= (R_A + j\omega L_A)I_A + j\omega L_{1A}I_1 + R_{1A}I_1, \\ -\frac{dI_A}{dx} &= (G_A + j\omega C_A)U_A - (G_{1A} + j\omega C_{1A})(U_1 - U_A). \end{aligned} \quad (2.4)$$

Обозначим для краткости: $\frac{dU_A}{dx} = U'_A$, $\frac{dI_A}{dx} = I'_A$.

Тогда, учитывая, что

$$R_{1A} + j\omega L_{1A} = Z_{1A} = \omega M_{1A} \quad \text{и} \quad G_{1A} + j\omega C_{1A} = Y_{1A},$$

а также имея в виду, что индуктированное напряжение U_A значительно меньше влияющего напряжения U_1 , получим систему дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned} -U'_A &= I_A(R_A + j\omega L_A) + Z_{1A}I_1, \\ -I'_A &= U_A(G_A + j\omega C_A) - Y_{1A}U_1. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Если принять, что влияющая однопроводная цепь замкнута на волновое сопротивление, то ток и напряжение в этой цепи изменяются по экспоненциальному закону, т.е.

$$I_1 = I_{\text{лн}} e^{-\gamma_1 x}, \quad U_1 = U_{\text{лн}} e^{-\gamma_1 x}, \quad (2.6)$$

где $I_{\text{лн}}$ и $U_{\text{лн}}$ — ток и напряжение в начале влияющей цепи.

Если обозначить

$$\begin{aligned} R_A + j\omega L_A &= Z_A, \\ G_A + j\omega C_A &= Y_A, \end{aligned} \quad (2.7)$$

то после подстановки этих величин в систему уравнений (2.5) получим

$$\begin{aligned} -U'_A &= I_A Z_A + Z_{1A} I_{\text{лн}} e^{-\gamma_1 x}, \\ -I'_A &= U_A Y_A - Y_{1A} U_{\text{лн}} e^{-\gamma_1 x} \end{aligned} \quad (2.8)$$

или

$$\begin{aligned} U'_A + I_A Z_A + Z_{1A} I_{\text{лн}} e^{-\gamma_1 x} &= 0, \\ I'_A + U_A Y_A - Y_{1A} U_{\text{лн}} e^{-\gamma_1 x} &= 0. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Решим систему этих уравнений методом суперпозиции, полагая, что

$$U_A = u_1 + u_2, \quad I_A = i_1 + i_2, \quad (2.10)$$

где u_1 и i_1 — общие решения однородной системы уравнений

$$\begin{aligned} u'_1 + i_1 Z_A &= 0, \\ i'_1 + u_1 Y_A &= 0, \end{aligned} \quad (2.11)$$

а u_2 и i_2 — частные решения неоднородной системы уравнений

$$\begin{aligned} u'_2 + i_2 Z_A + Z_{1A} I_{\text{лн}} e^{-\gamma_1 x} &= 0, \\ i'_2 + u_2 Y_A - Y_{1A} U_{\text{лн}} e^{-\gamma_1 x} &= 0. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Общее решение системы уравнений (2.11) может быть представлено в следующем виде:

$$\begin{aligned} u_1 &= C_1 e^{\gamma_A x} + C_2 e^{-\gamma_A x}, \\ i_1 &= D_1 e^{\gamma_A x} + D_2 e^{-\gamma_A x}, \end{aligned} \quad (2.13)$$

где C_1, C_2, D_1, D_2 — постоянные интегрирования этих уравнений. Первая производная первого уравнения системы (2.13)

$$u'_1 = \gamma_A (C_1 e^{\gamma_A x} - C_2 e^{-\gamma_A x}). \quad (2.14)$$

Подставив значения u'_1 и i_1 в первое уравнение системы (2.11), получим

$$\gamma_A (C_1 e^{\gamma_A x} - C_2 e^{-\gamma_A x}) + Z_A (D_1 e^{\gamma_A x} + D_2 e^{-\gamma_A x}) = 0. \quad (2.15)$$

Приравнявая здесь коэффициенты при одинаковых степенях основания e , получим

$$\begin{aligned} \gamma_A C_1 + Z_A D_1 &= 0, \\ -\gamma_A C_2 + Z_A D_2 &= 0, \end{aligned}$$

отсюда

$$\begin{aligned} D_1 &= -\frac{\gamma_A}{Z_A} C_1 = -\frac{C_1}{Z_{\text{вА}}}, \\ D_2 &= \frac{\gamma_A}{Z_A} C_2 = \frac{C_2}{Z_{\text{вА}}}. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Следовательно,

$$i_1 = \frac{1}{Z_{BA}}(-C_1 e^{\gamma_A x} + C_2 e^{-\gamma_A x}). \quad (2.17)$$

Решение системы уравнений (2.12) напишем в следующем виде:

$$\begin{aligned} u_2 &= A e^{-\gamma_1 x}, \\ i_2 &= B e^{-\gamma_1 x}. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Подставив эти значения u_2 и i_2 , а также производные от них в уравнение (2.12), получим

$$\begin{aligned} -\gamma_1 A e^{-\gamma_1 x} + Z_A B e^{-\gamma_1 x} + Z_{1A} I_{1H} e^{-\gamma_1 x} &= 0, \\ -\gamma_1 B e^{-\gamma_1 x} + Y_A A e^{-\gamma_1 x} + Y_{1A} U_{1H} e^{-\gamma_1 x} &= 0 \end{aligned} \quad (2.19)$$

или, разделив на $e^{-\gamma_1 x}$:

$$\begin{aligned} -\gamma_1 A + Z_A B + Z_{1A} I_{1H} &= 0, \\ -\gamma_1 B + Y_A A + Y_{1A} U_{1H} &= 0. \end{aligned} \quad (2.20)$$

Детерминанты этой системы

$$\begin{aligned} \Delta &= \begin{vmatrix} -\gamma_1 & Z_A \\ Y_A & -\gamma_1 \end{vmatrix} = \gamma_1^2 - Z_A Y_A = \gamma_1^2 - \gamma_A^2, \\ \Delta_1 &= \begin{vmatrix} -Z_{1A} I_{1H} & Z_A \\ Y_{1A} U_{1H} & -\gamma_1 \end{vmatrix} = \gamma_1 Z_{1A} I_{1H} - Z_A Y_{1A} U_{1H}, \\ \Delta_2 &= \begin{vmatrix} -\gamma_1 & -Z_{1A} I_{1H} \\ Y_A & Y_{1A} U_{1H} \end{vmatrix} = -\gamma_1 Y_{1A} U_{1H} + Z_{1A} I_{1H} Y_A. \end{aligned}$$

Отсюда

$$A = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{\gamma_1 Z_{1A} I_{1H} - Z_A Y_{1A} U_{1H}}{\gamma_1^2 - \gamma_A^2}, \quad (2.21)$$

$$B = \frac{\Delta_2}{\Delta} = \frac{Y_A Z_{1A} I_{1H} - \gamma_1 Y_{1A} U_{1H}}{\gamma_1^2 - \gamma_A^2}. \quad (2.22)$$

Подставляя u_1 , u_2 и i_1 , i_2 в уравнения (2.10), получим

$$\begin{aligned} U_A &= A e^{-\gamma_1 x} + C_1 e^{\gamma_A x} + C_2 e^{-\gamma_A x}, \\ I_A &= \frac{1}{Z_{BA}}(-C_1 e^{\gamma_A x} + C_2 e^{-\gamma_A x}) + B e^{-\gamma_1 x}. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Определим постоянные интегрирования C_1 и C_2 для четырех характерных случаев состояния однопроводной подверженной влиянию цепи при нагрузке влияющей цепи на сопротивление, равное волновому.

При замыкании однопроводной цепи по концам на сопротивления, равные волновому, напряжение в начале цепи будет

$$U_{AH} = -I_{AH} Z_{BA},$$

а напряжение в конце цепи будет

$$U_{AK} = I_{AK} Z_{BA}.$$

В этом случае постоянные интегрирования C_1 и C_2 определяются следующим образом.

При $x = 0$ общие уравнения (2.23) примут вид

$$\begin{aligned} U_{AH} &= A + C_1 + C_2, \\ I_{AH} &= \frac{1}{Z_{BA}}(-C_1 + C_2) + B. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Из решения этих двух уравнений определяем C_1 и C_2 :

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{U_{AH} - A}{2} - \frac{Z_{BA}(I_{AH} - B)}{2}, \\ C_2 &= \frac{U_{AH} - A}{2} + \frac{Z_{BA}(I_{AH} - B)}{2}. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Для однопроводной цепи, изолированной по концам от земли,

$$I_{AH} = I_{AK} = 0,$$

и уравнения (2.23) при $x = 0$ примут вид

$$\begin{aligned} U_{AH} &= A + C_1 + C_2, \\ 0 &= \frac{1}{Z_{BA}}(-C_1 + C_2) + B. \end{aligned} \quad (2.26)$$

Отсюда

$$C_1 = \frac{U_{AH} - A}{2} + \frac{BZ_{BA}}{2}, \quad C_2 = \frac{U_{AH} - A}{2} - \frac{BZ_{BA}}{2}. \quad (2.27)$$

Для однопроводной цепи, замкнутой по концам на землю (сопротивления заземлений принимаются равными нулю),

$$U_{AH} = U_{AK} = 0.$$

Уравнения (2.23) при $x = 0$ будут иметь вид

$$0 = A + C_1 + C_2, \quad I_{AH} = \frac{1}{Z_{BA}}(-C_1 + C_2) + B. \quad (2.28)$$

Отсюда

$$C_1 = -\frac{A}{2} - \frac{I_{AH} - B}{2} Z_{BA}, \quad C_2 = -\frac{A}{2} + \frac{I_{AH} - B}{2} Z_{BA}. \quad (2.29)$$

Для однопроводной цепи, замкнутой на одном конце на землю и изолированной от земли на другом конце,

$$U_{AK} = 0 \quad \text{и} \quad I_{AH} = 0.$$

В этом случае уравнения (2.23) при $x = 0$ будут иметь вид

$$U_{AH} = A + C_1 + C_2, \quad 0 = \frac{1}{Z_{BA}}(-C_1 + C_2) + B. \quad (2.30)$$

Отсюда

$$C_1 = \frac{U_{AH} - A}{2} - \frac{BZ_{BA}}{2}, \quad C_2 = \frac{U_{AH} - A}{2} + \frac{BZ_{BA}}{2}. \quad (2.31)$$

Зная постоянные интегрирования, можно определить величины напряжения и тока в любой точке цепи, подверженной влиянию. Исследуем подробно эти величины для указанных выше случаев состояния цепи.

2.2.2. Основные уравнения влияния на однопроводную воздушную цепь, замкнутую по концам на сопротивления, равные волновому

Подставляя значения C_1 и C_2 из уравнений (2.25) в уравнения (2.23) и выражая показательные функции через гиперболические, получим

$$U_A = Ae^{-\gamma_1 x} + (U_{AH} - A)\text{ch}(\gamma_A x) - Z_{BA}(I_{AH} - B)\text{sh}(\gamma_A x),$$

$$I_A = Be^{-\gamma_1 x} + (I_{AH} - B)\text{ch}(\gamma_A x) - \frac{U_{AH} - A}{Z_{BA}}\text{sh}(\gamma_A x). \quad (2.32)$$

Умножим второе уравнение системы (2.32) на Z_{BA} и приравняем его первому уравнению той же системы, написанному для тех же условий; тогда при $x = l$ получим

$$U_{AK} = I_{AK} Z_{BA} = BZ_{BA}e^{-\gamma_1 l} + (I_{AK} - B)Z_{BA}\text{ch} \gamma_A l - (U_{AK} - A)\text{sh} \gamma_A l.$$

Вместе с тем согласно первому уравнению системы (2.32) при $x = l$ имеем

$$U_{AK} = Ae^{-\gamma_1 l} + (U_{AH} - A)\text{ch} \gamma_A l - Z_{BA}(I_{AH} - B)\text{sh} \gamma_A l.$$

Приравняв правые части последних выражений друг другу и заменив $-I_{AH}Z_{BA}$ на U_{AH} , получим одно уравнение с одним неизвестным U_{AH} :

$$2U_{AH}e^{\gamma_A l} - (A - Z_{BA}B)e^{\gamma_A l} + (A - Z_{BA}B)e^{-\gamma_1 l} = 0.$$

Отсюда

$$2U_{AH} = -(A - Z_{BA}B)(e^{-\gamma_1 l} - e^{\gamma_A l}) \frac{1}{e^{\gamma_A l}}.$$

Тогда

$$U_{AH} = \frac{1}{2}(A - Z_{BA}B)[1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}]. \quad (2.33)$$

Подставив в это уравнение значения A и B из уравнений (2.21) и (2.22), получим

$$U_{AH} = \frac{Z_{1A}I_{1H}(\gamma_1 - Z_{BA}Y_A) + Y_{1A}U_{1H}Z_{BA}\left(\gamma_1 - \frac{Z_A}{Z_{BA}}\right)}{2(\gamma_1^2 - \gamma_A^2)}[1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}] =$$

$$= \frac{Z_{1A}I_{1H} + Y_{1A}U_{1H}Z_{BA}}{2(\gamma_1 + \gamma_A)}[1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}] =$$

$$= U_{1H}Z_{BA}\left(Y_{1A} + \frac{Z_{1A}}{Z_{B1}Z_{BA}}\right) \frac{1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}}{2(\gamma_1 + \gamma_A)}. \quad (2.34)$$

Для дальнего конца цепи аналогично можно написать

$$U_{Ак} = \frac{Z_{1A}I_{1н} - Y_{1A}U_{1н}Z_{BA}}{2(\gamma_1 + \gamma_A)} [1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}] e^{-\gamma_A l} =$$

$$= U_{1н}Z_{BA} \left(Y_{1A} - \frac{Z_{1A}}{Z_{B1}Z_{BA}} \right) \frac{1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}}{2(\gamma_1 + \gamma_A)}. \quad (2.35)$$

Полученные выражения являются общими формулами для расчета индуктированного напряжения по концам однопроводной цепи, нагруженной на свои волновые сопротивления. В эти формулы входят два члена, обусловленные влиянием электрического и магнитного полей влияющей линии.

Отдельные составляющие общего индуктированного напряжения определяются по следующим формулам (для ближнего конца цепи).

Напряжение, обусловленное только электрическим влиянием,

$$U_{Ан}^э = \frac{U_{1н}Z_{BA}Y_{1A}}{2(\gamma_1 + \gamma_A)} [1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}] =$$

$$= \frac{U_{1н}Z_{BA}}{2(\gamma_1 + \gamma_A)} (G_{1A} + j\omega C_{1A}) [1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}], \quad (2.36)$$

где $Y_{1A} = G_{1A} + j\omega C_{1A}$.

Если величина γ_1 мала по сравнению с величиной γ_A , то

$$U_{Ан}^э = \left(\frac{U_{1н}Z_{BA}}{2\gamma_A} G_{1A} + j\omega C_{1A} \right) (1 - e^{-\gamma_A l}). \quad (2.37)$$

Напряжение, обусловленное только магнитным влиянием,

$$U_{Ан}^м = \frac{I_{1н}Z_{1A}}{2(\gamma_1 + \gamma_A)} [1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}] = \frac{\omega I_{1н}M_{1A}}{2(\gamma_1 + \gamma_A)} [1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}], \quad (2.38)$$

где $Z_{1A} = \omega M_{1A}$.

При $\gamma_1 \approx 0$

$$U_{Ан}^м = \frac{\omega M_{1A}I_{1н}}{2\gamma_A} (1 - e^{-\gamma_A l}). \quad (2.39)$$

Определим индуктированные токи, проходящие через сопротивления, включенные по концам однопроводной цепи связи, причем каждое из этих сопротивлений равно волновому сопротивлению цепи.

При электрическом влиянии

$$I_{Ан}^э = \frac{U_{1н}Y_{1A}}{2(\gamma_1 + \gamma_A)} [1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}] =$$

$$= \frac{U_{1н}}{2(\gamma_1 + \gamma_A)} (G_{1A} + j\omega C_{1A}) [1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}] \quad (2.40)$$

и при $\gamma_1 \approx 0$

$$I_{Ан}^э = \frac{U_{1н}}{2\gamma_A} (G_{1A} + j\omega C_{1A}) (1 - e^{-\gamma_A l}).$$

При магнитном влиянии

$$I_{Ан}^м = \frac{\omega M_{1A}I_{1н}}{2(\gamma_1 + \gamma_A)Z_{BA}} [1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}] \quad (2.41)$$

и при $\gamma_1 \approx 0$

$$I_{Ан}^м = \frac{\omega M_{1A}I_{1н}}{2(R_A + j\omega L_A)} (1 - e^{-\gamma_A l}).$$

Влияние одной цепи на другую можно выразить логарифмом отношения мощности, передаваемой по влияющей цепи, к мощности, возникающей в цепи, подверженной влиянию, т.е.

$$\text{для ближнего конца } B_{н} = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{I_{1н}^2 Z_{B1}}{I_{Ан}^2 Z_{BA}} \right| = \ln \frac{I_{1н}}{I_{Ан}} \sqrt{\frac{Z_{B1}}{Z_{BA}}} \quad (2.42)$$

$$\text{и для дальнего конца цепи } B_{к} = \ln \frac{I_{1к}}{I_{Ак}} \sqrt{\frac{Z_{B1}}{Z_{BA}}}.$$

Эти величины называются *переходными затуханиями* между цепями соответственно на ближнем и дальнем концах. Обозначим в уравнениях (2.34) и (2.35)

$$Y_{1A} + \frac{Z_{1A}}{Z_{B1}Z_{BA}} = K_H, \quad Y_{1A} - \frac{Z_{1A}}{Z_{B1}Z_{BA}} = K_K,$$

тогда получим следующие отношения индуктированной мощности к индуктирующей соответственно для ближнего и дальнего концов цепи, подверженной влиянию:

$$\begin{aligned} e^{-B_H} &= \left| \frac{K_H \sqrt{Z_{B1}Z_{BA}}}{2(\gamma_1 + \gamma_A)} [1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}] \right|, \\ e^{-B_K} &= \left| \frac{K_K \sqrt{Z_{B1}Z_{BA}}}{2(\gamma_1 + \gamma_A)} [1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}] e^{-\gamma_A l} \right|. \end{aligned} \quad (2.43)$$

Из этих формул следует, что при $l = 0$ $e^{-B_H} = 0$, т. е. влияние между линиями равно нулю.

При $l = \infty$ член $[1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}] \approx 1$, тогда

$$e^{-B_H} = \left| \frac{K_H \sqrt{Z_{B1}Z_{BA}}}{2(\gamma_1 + \gamma_A)} \right|. \quad (2.44)$$

Для случая, когда $\gamma_1 = \gamma_A = \gamma$ и $Z_{B1} = Z_{BA} = Z_B$, получим

$$e^{-B_H} = \left| \frac{K_H Z_B}{4\gamma} \right|$$

и, следовательно,

$$e^{-B_H} \rightarrow e^{-B_H} (1 - e^{-2\gamma l}). \quad (2.45)$$

Величину B_H называют переходным затуханием между электрически длинными цепями.

При рассмотрении влияния одной цепи на другую пользуются понятием защищенности подверженной влиянию цепи на ее ближнем и дальнем концах.

При влиянии между одинаковыми цепями с равными уровнями (т.е. между цепями связи) защищенность на ближнем конце определяется по формуле

$$B_{\text{заш.н}} = B_H - \beta l, \quad \text{Нп,}$$

а защищенность на дальнем конце — по формуле

$$B_{\text{заш.к}} = B'_K - \beta l, \quad \text{Нп,}$$

где βl — собственное затухание цепи связи.

При влиянии линии высокого напряжения на цепь связи защищенность последней на ближнем конце выражается формулой

$$B_{\text{заш.н}} = (P_A - \beta l) - (P_1 - B'_H);$$

то же на дальнем конце

$$B_{\text{заш.к}} = (P_A - \beta l) - (P_1 - B'_K),$$

где P_A — уровень передачи в цепи связи, Нп; P_1 — уровень передачи влияющей цепи (линии высокого напряжения), Нп.

В данном случае следует учитывать, что оба конца цепи связи могут быть приемными.

Так как $B'_H < B'_K$, то при расчете влияния линии высокого напряжения на цепь связи достаточно определять $B_{\text{заш.н}}$.

Из приведенных выше уравнений следует, что индуктированные напряжения и ток зависят: от напряжения и частоты тока влияющей цепи, от параметров влияющей и подверженной влиянию цепей и от параметров магнитной и емкостной связи между ними.

Если принять, что напряжение и ток влияющей цепи будут оставаться неизменными в начале ее и взаимная емкость и взаимная индукция между цепями по длине также не меняются, то в этом случае индуктированные напряжение и ток на ближнем конце будут прямо пропорциональны множителю

$$\frac{1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}}{\gamma_1 + \gamma_A}.$$

В целом ряде случаев, например, при передаче энергии постоянного тока по системе «провод — земля» или в контактной сети электрифицированной железной дороги постоянного тока рабочий ток полностью или частично проходит в земле. При сближении таких линий высокого напряжения с однопроводными цепями связи (телеграфными) в последних возникают посторонние напряжения и токи, обусловленные только активными составляющими параметров влияния.

Определение этих напряжений и токов может быть получено путем решения общих дифференциальных уравнений системы (2.5), написанных для случая постоянного тока, или из формул (2.34) и (2.35) при $\omega = 0$.

В самом деле, применяя формулу (2.34) и положив $\omega = 0$, получим

$$U_{AH} = U_{IH} Z_{BA} \left(Y_{IA} + \frac{Z_{IA}}{Z_{BI} Z_{BA}} \right) \frac{1 - e^{-(\gamma_I + \gamma_A)l}}{2(\gamma_I + \gamma_A)}, \quad (2.46)$$

где при постоянном токе

$$Y_{IA} = G_{IA}, \quad Z_{IA} = R_{IA}, \quad \gamma_I = \sqrt{R_I G_I}, \quad \gamma_A = \sqrt{R_A G_A}, \quad Z_{BA} = \sqrt{\frac{R_A}{G_A}}, \quad Z_{BI} = \sqrt{\frac{R_I}{G_I}}.$$

Так как при постоянном токе даже при больших значениях l $(\gamma_I + \gamma_A)l \leq 1$, то $1 - e^{-(\gamma_I + \gamma_A)l} \approx (\gamma_I + \gamma_A)l$.

Подставляя значения Y_{IA} , Z_{IA} в уравнение (2.46) и учитывая малое значение выражения $(\gamma_I + \gamma_A)l$, получим

$$U_{AH} = U_{IH} Z_{BA} \left(G_{IA} + \frac{R_{IA}}{Z_{BI} Z_{BA}} \right) \frac{l}{2}.$$

Величиной G_{IA} практически можно пренебречь, тогда

$$U_{AH} = I_{IH} R_{IA} \frac{l}{2}, \quad (2.47)$$

где R_{IA} — параметр влияния при постоянном токе.

2.2.3. Основные уравнения влияния на однопроводную воздушную цепь, изолированную по концам

Подставив в общие уравнения (2.23) значения постоянных интегрирования C_1 и C_2 из уравнений (2.27) и выразив показательные функции через гиперболические, получим

$$\begin{aligned} U_A &= A e^{-\gamma_I x} + (U_{AH} - A) \operatorname{ch} \gamma_A x + B Z_{BA} \operatorname{sh} \gamma_A x, \\ I_A &= B e^{-\gamma_I x} - B \operatorname{ch} \gamma_A x - \frac{U_{AH} - A}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A x. \end{aligned} \quad (2.48)$$

При $x = l$ $I_{AK} = 0$. Тогда второе уравнение системы (2.48) примет вид

$$0 = B e^{-\gamma_I l} - B \operatorname{ch} \gamma_A l - \frac{U_{AH} - A}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A l.$$

Отсюда напряжение в начале однопроводной цепи связи

$$U_{AH} = B Z_{BA} \frac{e^{-\gamma_I l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} + A.$$

Подставляя в это уравнение значения A и B из уравнений (2.21) и (2.22), получим

$$\begin{aligned} U_{AH} &= Z_{BA} \frac{Y_A Z_{IA} I_{IH} - \gamma_I Y_{IA} U_{IH}}{\gamma_I^2 - \gamma_A^2} \cdot \frac{e^{-\gamma_I l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} + \\ &+ \frac{Z_{IA} I_{IH} \gamma_I - Y_{IA} U_{IH} Z_A}{\gamma_I^2 - \gamma_A^2} \end{aligned}$$

или после преобразований

$$\begin{aligned} U_{AH} &= \frac{U_{IH} Z_{BA}}{\gamma_I^2 - \gamma_A^2} \left[\frac{Z_{IA}}{Z_{BI} Z_{BA}} \left(\gamma_I + \gamma_A \frac{e^{-\gamma_I l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) - \right. \\ &\left. - Y_{IA} \left(\gamma_A + \gamma_I \frac{e^{-\gamma_I l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) \right]. \end{aligned} \quad (2.49)$$

Первый член в квадратных скобках этого выражения определяет магнитное влияние, а второй член — электрическое.

Учитывая ранее принятые для Z_{IA} и Y_{IA} обозначения, для определения составляющих напряжения электромагнитного влияния изолированного провода получим следующие выражения:

$$\begin{aligned} U_{AH}^M &= \frac{\omega U_{IH} Z_{BA}}{(\gamma_I^2 - \gamma_A^2) Z_{BI} Z_{BA}} M_{IA} \left(\gamma_I + \gamma_A \frac{e^{-\gamma_I l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) = \\ &= \frac{\omega I_{IH} M_{IA}}{\gamma_I^2 - \gamma_A^2} \left(\gamma_I + \gamma_A \frac{e^{-\gamma_I l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right), \end{aligned} \quad (2.50)$$

$$U_{Aн}^3 = -\frac{U_{1н}Z_{BA}}{\gamma_1^2 - \gamma_A^2} \left(\gamma_1 + \gamma_A \frac{e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) (G_{1A} + j\omega C_{1A}). \quad (2.51)$$

Для рассматриваемого случая, когда подверженный влиянию провод воздушной линии изолирован по концам, величиной G_{1A} можно пренебречь вследствие ее незначительности по сравнению с величиной ωC_{1A} .

Тогда выражение (2.51) примет вид

$$U_{Aн}^3 = -\frac{U_{1н}Z_{BA}}{\gamma_1^2 - \gamma_A^2} \left(\gamma_1 + \gamma_A \frac{e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) j\omega C_{1A}. \quad (2.52)$$

Если пренебречь также и величиной γ_1 вследствие ее незначительности по сравнению с величиной γ_A , для определения величин $U_{Aн}^M$ и $U_{Aн}^3$ получим еще более упрощенные выражения:

$$U_{Aн}^M = \frac{\omega M_{1A} I_{1н}}{\gamma_A} \cdot \frac{1 - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l}, \quad U_{Aн}^3 = -\frac{j\omega C_{1A} Z_{BA}}{\gamma_A} U_{1н} \cdot \frac{1 - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l}.$$

При $\gamma_1 = 0$ для определения напряжения и тока в любой точке прохода связи служат соответственно написанные начальные уравнения (2.48):

$$\begin{aligned} U_A &= A + (U_{Aн} - A) \operatorname{ch} \gamma_A x + B Z_{BA} \operatorname{sh} \gamma_A x, \\ I_A &= B - B \operatorname{ch} \gamma_A x - \frac{U_{Aн} - A}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A x. \end{aligned} \quad (2.53)$$

Для определения величин A и B , входящих в уравнения (2.53), получим из уравнений (2.21) и (2.22) при $\gamma_1 = 0$ следующие выражения:

$$A = \frac{Y_{1A} U_{1н}}{G_A + j\omega C_A} = k_2 U_{1н}, \quad B = -\frac{\omega M_{1A} I_{1н}}{R_A + j\omega L_A} = -k_1 I_{1н}, \quad (2.54)$$

где

$$k_2 = \frac{Y_{1A}}{G_A + j\omega C_A} = \frac{Y_{1A}}{Y_A}, \quad k_1 = \frac{\omega M_{1A}}{R_A + j\omega L_A} = \frac{Z_{1A}}{Z_A}.$$

Подставив значения A и B из уравнений (2.54) в систему уравнений (2.53), получим

$$\begin{aligned} U_A &= k_2 U_{1н} + U_{Aн} \operatorname{ch} \gamma_A x - k_2 U_{1н} \operatorname{ch} \gamma_A x - k_1 I_{1н} Z_{BA} \operatorname{sh} \gamma_A x, \\ I_A &= -k_1 I_{1н} + k_1 I_{1н} \operatorname{ch} \gamma_A x - \frac{U_{Aн}}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A x + \frac{1}{Z_{BA}} k_2 U_{1н} \operatorname{sh} \gamma_A x. \end{aligned} \quad (2.55)$$

Представим эти уравнения в виде двух систем уравнений для напряжений и токов магнитного и электрического влияний. Напряжение U_A^M и ток I_A^M в любой точке однопроводной цепи связи, обусловленные магнитным влиянием, определяются системой уравнений

$$\begin{aligned} U_A^M &= U_{Aн}^M \operatorname{ch} \gamma_A x - k_1 I_{1н} Z_{BA} \operatorname{sh} \gamma_A x, \\ I_A^M + k_1 I_{1н} &= k_1 I_{1н} \operatorname{ch} \gamma_A x - \frac{U_{Aн}^M}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A x, \end{aligned} \quad (2.56)$$

Напряжение U_A^3 и ток I_A^3 , обусловленные электрическим влиянием, определяются системой уравнений

$$\begin{aligned} U_A^3 - k_2 U_{1н} &= U_{Aн}^3 \operatorname{ch} \gamma_A x - k_2 U_{1н} \operatorname{ch} \gamma_A x, \\ I_A^3 &= \frac{1}{Z_{BA}} k_2 U_{1н} \operatorname{sh} \gamma_A x - \frac{U_{Aн}^3}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A x. \end{aligned} \quad (2.57)$$

Исследуем уравнения (2.56). При $x = l$

$$\begin{aligned} U_{Aн}^M &= U_{Aн}^M \operatorname{ch} \gamma_A l - k_1 I_{1н} Z_{BA} \operatorname{sh} \gamma_A l, \\ 0 + k_1 I_{1н} &= k_1 I_{1н} \operatorname{ch} \gamma_A l - \frac{U_{Aн}^M}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A l. \end{aligned} \quad (2.58)$$

Из второго уравнения системы (2.58) следует, что

$$U_{Aн}^M = k_1 I_{1н} Z_{BA} \frac{\operatorname{ch} \gamma_A l - 1}{\operatorname{sh} \gamma_A l} = k_1 I_{1н} Z_{BA} \operatorname{th} \frac{\gamma_A l}{2}. \quad (2.59)$$

Подставив это значение $U_{Ан}^M$ в первое уравнение системы (2.56), получим

$$U_A^M = k_1 I_{лн} Z_{вА} \left(\frac{\operatorname{ch} \gamma_A l - 1}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \operatorname{ch} \gamma_A x - \operatorname{sh} \gamma_A x \right).$$

Тогда

$$U_A^M = k_1 I_{лн} Z_{вА} \left(\frac{\operatorname{sh} \frac{\gamma_A l}{2} \operatorname{ch} \gamma_A x}{\operatorname{ch} \frac{\gamma_A l}{2}} - \operatorname{sh} \gamma_A x \right) = k_1 I_{лн} Z_{вА} \frac{\operatorname{sh} \gamma_A \left(\frac{l}{2} - x \right)}{\operatorname{ch} \gamma_A \frac{l}{2}}. \quad (2.60)$$

Для определения тока в любой точке однопроводной цепи связи воспользуемся вторым уравнением системы (2.56)

$$I_A^M = k_1 I_{лн} (\operatorname{ch} \gamma_A x - 1) - \frac{U_{Ан}^M}{Z_{вА}} \operatorname{sh} \gamma_A x.$$

Подставив сюда значение $U_{Ан}^M$ из уравнения (2.59), получим

$$\begin{aligned} I_A^M &= k_1 I_{лн} (\operatorname{ch} \gamma_A x - 1 - \operatorname{th} \gamma_A \frac{l}{2} \operatorname{sh} \gamma_A x) = \\ &= k_1 I_{лн} \frac{\operatorname{ch} \gamma_A x \operatorname{ch} \gamma_A \frac{l}{2} - \operatorname{ch} \gamma_A \frac{l}{2} - \operatorname{sh} \gamma_A \frac{l}{2} \operatorname{sh} \gamma_A x}{\operatorname{ch}(\gamma_A l/2)} \end{aligned}$$

или после преобразования

$$I_A^M = -k_1 I_{лн} \left[1 - \frac{\operatorname{ch} \gamma_A \left(\frac{l}{2} - x \right)}{\operatorname{ch} \gamma_A \frac{l}{2}} \right]. \quad (2.61)$$

Итак, при изолированной однопроводной цепи связи индуктированные в ней напряжение и ток определяются согласно уравнениям (2.60) и (2.61).

Задаваясь различными значениями x , из уравнения (2.60) определим величину U_A^M :

$$\begin{aligned} \text{при } x = 0 \quad U_{Ан}^M &= k_1 I_{лн} Z_{вА} \frac{\operatorname{sh} \gamma_A \left(\frac{l}{2} - 0 \right)}{\operatorname{ch} \gamma_A \frac{l}{2}} = k_1 I_{лн} Z_{вА} \operatorname{th} \frac{\gamma_A l}{2}, \\ \text{при } x = \frac{l}{2} \quad U_{Аср}^M &= k_1 I_{лн} Z_{вА} \frac{\operatorname{sh} \gamma_A \left(\frac{l}{2} - \frac{l}{2} \right)}{\operatorname{ch} \gamma_A \frac{l}{2}} = 0, \\ \text{при } x = l \quad U_{Ак}^M &= k_1 I_{лн} Z_{вА} \frac{\operatorname{sh} \gamma_A \left(\frac{l}{2} - l \right)}{\operatorname{ch} \gamma_A \frac{l}{2}} = -k_1 I_{лн} Z_{вА} \operatorname{th} \frac{\gamma_A l}{2}. \end{aligned} \quad (2.62)$$

Эти уравнения показывают, что в изолированной однопроводной цепи связи, находящейся на всем протяжении в магнитном поле параллельной с ним линии высокого напряжения, индуктированное напряжение относительно земли распределяется таким образом, что в середине цепи это напряжение $U_{Аср}$ равно нулю, а значения напряжения по концам цепи равны между собой, но различны по знаку.

Кривая изменения индуктированного напряжения вдоль изолированного провода связи, построенная согласно уравнению (2.60), приведена на рис. 2.3.

Индуктированный ток I_A будет иметь разные значения в различных точках цепи связи, а именно:

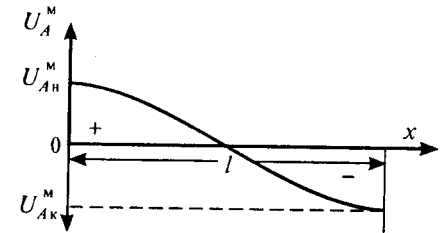


Рис. 2.3. Кривая изменения индуктированного напряжения вдоль изолированного провода связи при магнитном влиянии

при $x = 0$
$$I_{Aн}^M = -k_1 I_{лн} \left[1 - \frac{\text{ch } \gamma_A \left(\frac{l}{2} - 0 \right)}{\text{ch}(\gamma_A l/2)} \right] = 0,$$

при $x = \frac{l}{2}$
$$I_{Aср}^M = -k_1 I_{лн} \left[1 - \frac{\text{ch } \gamma_A \left(\frac{l}{2} - \frac{l}{2} \right)}{\text{ch}(\gamma_A l/2)} \right] =$$

$$= -k_1 I_{лн} \left(1 - \frac{1}{\text{ch}(\gamma_A l/2)} \right),$$

при $x = l$
$$I_{Ак}^M = -k_1 I_{лн} \left[1 - \frac{\text{ch } \gamma_A \left(\frac{l}{2} - l \right)}{\text{ch}(\gamma_A l/2)} \right] = 0.$$

Кривая изменения индуктированного тока, построенная согласно уравнению (2.61), приведена на рис. 2.4.

Разность потенциалов, индуктированных в начале и конце однопроводной цепи связи, согласно первому и третьему уравнениям системы (2.62), выражается уравнением

$$U_{Aн}^M - U_{Ак}^M = 2k_1 Z_{вА} I_{лн} \text{th } \gamma_A \frac{l}{2}.$$

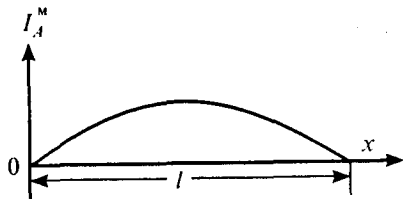


Рис. 2.4. Кривая изменения индуктированного тока вдоль изолированного провода связи при магнитном влиянии

Подставив в это уравнение известные значения k_1 и $Z_{вА}$, получим

$$U_{Aн}^M - U_{Ак}^M = 2 \frac{\omega M_{1A}}{R_A + j\omega L_A} \sqrt{\frac{R_A + j\omega L_A}{G_A + j\omega C_A}} I_{лн} \text{th } \gamma_A \frac{l}{2} =$$

$$= 2\omega M_{1A} I_{лн} \frac{\text{th}(\gamma_A l/2)}{\gamma_A}. \quad (2.64)$$

При $\gamma_A l/2 \ll 1$ $\text{th}(\gamma_A l/2) \approx \gamma_A l/2$.

Следовательно, уравнение (2.64) можно переписать так:

$$U_{Aн}^M - U_{Ак}^M = \frac{2\omega M_{1A} I_{лн} \gamma_A \frac{l}{2}}{\gamma_A} = \omega M_{1A} I_{лн} l. \quad (2.65)$$

Последнее выражение представляет собой, как это следует из теории взаимно связанных контуров, индуктированную эдс, т.е. $\omega M_{1A} I_{лн} l = E$. Эта эдс называется продольной электродвижущей силой, так как индуктированное электрическое поле направлено вдоль провода.

Следует отметить, что уравнение (2.65) может быть принято для вычисления эдс в воздушных линиях только при частоте 50 Гц.

При сближениях линий высокого напряжения с междугородными кабельными линиями для подсчета продольной эдс в жилах кабеля формулой, аналогичной формуле (2.65), можно пользоваться при длине сближения не больше 40 км, так как при большей длине и частоте 50 Гц $\text{th } \gamma_A l$ начинает заметно отличаться от $\gamma_A l$.

Исследуем уравнения, определяющие электрическое влияние, т.е. систему уравнений (2.57). Напишем эти уравнения для конца цепи связи, т.е. при $x = l$:

$$U_{Ак}^3 = k_2 U_{лн} + (U_{Aн}^3 - k_2 U_{лн}) \text{ch } \gamma_A l,$$

$$I_{Ак}^3 = -\frac{U_{Aн}^3 - k_2 U_{лн}}{Z_{вА}} \text{sh } \gamma_A l = 0.$$

Из последнего уравнения следует, что

$$U_{Aн}^3 = k_2 U_{лн}. \quad (2.66)$$

Подставив $U_{Aн}^3$ в первое уравнение системы (2.57), получим

$$U_A^3 - k_2 U_{1н} = (k_2 U_{1н} - k_2 U_{1н}) \operatorname{ch} \gamma_A l = 0$$

или

$$U_A^3 = k_2 U_{1н}. \quad (2.67)$$

Как видим, напряжение, обусловленное электрическим влиянием в изолированной однопроводной цепи связи, по всей длине остается одинаковым.

Подставляя в уравнение (2.67) значение k_2 из первого уравнения системы (2.54) и имея в виду, что для рассматриваемого случая $G_{1A} = 0$, получим

$$U_A^3 = \frac{j\omega C_{1A}}{G_A + j\omega C_A} U_{1н}.$$

Если G_A будет величиной весьма малой по сравнению с $j\omega C_A$, то

$$U_A^3 \approx \frac{C_{1A}}{C_A} U_{1н}.$$

Кривая изменения напряжения по отношению к земле U_A^3 вдоль изолированного провода при электрическом влиянии показана на рис. 2.5.

Величина индуктированного тока в изолированной однопроводной цепи связи определится из второго уравнения системы (2.57).

Подставив в это уравнение значение $U_{Aн}^3$ из уравнения (2.66),

получим

$$I_A^3 = -\frac{k_2 U_{1н} - k_2 U_{1н}}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A x = 0.$$

Как видим, ток электрической индукции вдоль изолированного провода связи будет равен нулю.

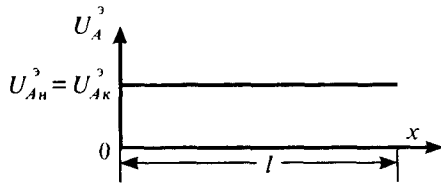


Рис. 2.5. Кривая изменения напряжения по отношению к земле вдоль изолированного провода связи при электрическом влиянии

2.2.4. Основные уравнения влияния на однопроводную воздушную цепь, замкнутую по концам на землю

Подставив в общие уравнения (2.23) значения C_1 и C_2 для данного случая из уравнений (2.29) и выражая показательные функции через гиперболические, получим

$$\begin{aligned} U_A &= Ae^{-\gamma_1 x} - A \operatorname{ch} \gamma_A x - (I_{Aн} - B) Z_{BA} \operatorname{sh} \gamma_A x, \\ I_A &= Be^{-\gamma_1 x} + \frac{A}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A x + (I_{Aн} - B) \operatorname{ch} \gamma_A x. \end{aligned} \quad (2.68)$$

Напишем первое уравнение при $x = l$, когда $U_{Aк} = 0$:

$$0 = Ae^{-\gamma_1 l} - A \operatorname{ch} \gamma_A l - (I_{Aн} - B) Z_{BA} \operatorname{sh} \gamma_A l.$$

Из этого уравнения можно определить $I_{Aн}$:

$$I_{Aн} = \frac{A}{Z_{BA}} \frac{e^{\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} + B.$$

Подставляя сюда значения A и B из уравнений (2.21) и (2.22), получим после преобразования

$$\begin{aligned} I_{Aн} &= \frac{Z_{1A} I_{1н}}{Z_{BA} (\gamma_1^2 - \gamma_A^2)} \left(\gamma_A + \gamma_1 \frac{e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) - \\ &\quad - \frac{Y_{1A} U_{1н}}{\gamma_1^2 - \gamma_A^2} \left(\gamma_1 + \gamma_A \frac{e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right). \end{aligned}$$

При низкой частоте (например, при $f = 50$ Гц) величину γ_1 в некоторых случаях можно приравнять нулю, тогда получим

$$I_{Aн} = \frac{Z_{1A} I_{1н}}{Z_{BA} (-\gamma_A^2)} \gamma_A - \frac{Y_{1A} U_{1н}}{-\gamma_A^2} \gamma_A \frac{1 - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \quad (2.69)$$

или

$$I_{Aн} = -\frac{Z_{1A} I_{1н}}{Z_{BA} \gamma_A} + \frac{Y_{1A} U_{1н}}{\gamma_A} \frac{1 - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l}.$$

Обозначая, как и раньше,

$$\frac{Z_{1A}}{Z_{BA}} = k_1, \quad \frac{Y_{1A}}{Y_A} = \frac{Y_{1A}}{Y_A Z_{BA}} = \frac{k_2}{Z_{BA}},$$

получим

$$I_{AH} = -k_1 I_{IH} - \frac{k_2 U_{IH}}{Z_{BA}} \frac{1 - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{ch} \gamma_A l}.$$

Первый член этой формулы обусловлен магнитным влиянием, а второй член — электрическим влиянием.

Для более подробного анализа величин напряжения и тока в цепи, замкнутой по концам на землю, напишем две системы уравнений, характеризующих раздельно магнитное и электрическое влияния для случая, когда $\gamma_1 = 0$. Из общих уравнений (2.68) после подстановки в них значений A и B из уравнения (2.54) получим, что только при магнитном влиянии

$$U_A^M = -Z_{BA}(k_1 I_{IH} + I_{AH}^M) \operatorname{sh} \gamma_A x, \quad (2.70)$$

$$I_A^M + k_1 I_{IH} = (k_1 I_{IH} + I_{AH}^M) \operatorname{ch} \gamma_A x,$$

то же при электрическом влиянии

$$U_A^3 - k_2 U_{IH} = -k_2 U_{IH} \operatorname{ch} \gamma_A x - Z_{BA} I_{AH}^3 \operatorname{sh} \gamma_A x, \quad (2.71)$$

$$I_A^3 = I_{AH}^3 \operatorname{ch} \gamma_A x + \frac{k_2 U_{IH}}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A x.$$

Исследуем систему уравнений (2.70) для магнитного влияния. Напишем эти уравнения для конца линии, т. е. при $x = l$:

$$U_{AK}^M = 0 = -Z_{BA}(k_1 I_{IH} + I_{AH}^M) \operatorname{sh} \gamma_A l,$$

$$I_{AK}^M + k_1 I_{IH} = (k_1 I_{IH} + I_{AH}^M) \operatorname{ch} \gamma_A l.$$

Из первого уравнения этой системы следует, что

$$I_{AH}^M = -k_1 I_{IH}.$$

Подставив это значение I_{AH}^M в уравнение (2.70), найдем, что $U_A^M = 0$, т. е. при магнитном влиянии потенциал провода по отношению к земле в любой точке провода равен нулю.

Найдем теперь ток в любой точке провода. Из второго уравнения системы (2.70), подставив в него значение $I_{AH}^M = -k_1 I_{IH}$, получим

$$I_A^M + k_1 I_{IH} = (I_{AH}^M + k_1 I_{IH}) \operatorname{ch} \gamma_A x = 0,$$

отсюда

$$I_A^M = -k_1 I_{IH}.$$

Это значит, что индуктированный ток в замкнутом по концам на землю проводе связи будет везде одинаков и равен $k_1 I_{IH}$. Этот ток имеет одни и те же фазу и амплитуду по длине линии, не зависит от изоляции и емкости, а также и от длины сближения (рис. 2.6), между тем как напряжение по отношению к земле во всех точках провода связи равно нулю.

Далее исследуем систему уравнений (2.71) для электрического влияния.

Напишем эти уравнения для конца линии, т. е. при $x = l$:

$$U_{AK}^3 - k_2 U_{IH} = -k_2 U_{IH} \operatorname{ch} \gamma_A l - Z_{BA} I_{AH}^3 \operatorname{sh} \gamma_A l,$$

$$I_{AK}^3 = I_{AH}^3 \operatorname{ch} \gamma_A l + \frac{k_2 U_{IH}}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A l.$$

Из первого уравнения этой системы следует, что

$$0 - k_2 U_{IH} = -k_2 U_{IH} \operatorname{ch} \gamma_A l - Z_{BA} I_{AH}^3 \operatorname{sh} \gamma_A l.$$

Отсюда

$$I_{AH}^3 = \frac{k_2 U_{IH}(1 - \operatorname{ch} \gamma_A l)}{Z_{BA} \operatorname{sh} \gamma_A l} =$$

$$= -k_2 \frac{U_{IH}}{Z_{BA}} \frac{\operatorname{ch} \gamma_A l - 1}{\operatorname{sh} \gamma_A l}$$

или

$$I_{AH}^3 = -k_2 \frac{U_{IH}}{Z_{BA}} \operatorname{th} \gamma_A \frac{l}{2}.$$

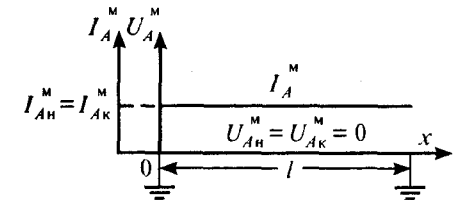


Рис. 2.6. Кривые изменения тока и напряжения вдоль провода, замкнутого по концам на землю, при магнитном влиянии

Подставив это значение I_{AH}^3 во второе уравнение системы (2.71), получим

$$I_A^3 = -k_2 U_{1H} \frac{\operatorname{sh}\left(\gamma_A \left(\frac{l}{2} - x\right)\right)}{Z_{BA} \operatorname{ch}\left(\gamma_A \frac{l}{2}\right)}. \quad (2.72)$$

По этому уравнению можно, задаваясь значением x , определить ток в любой точке провода связи. Так,

$$\text{при } x = 0 \quad I_{AH}^3 = -k_2 \frac{U_{1H}}{Z_{BA}} \frac{\operatorname{sh}\left(\gamma_A \frac{l}{2}\right)}{\operatorname{ch}\left(\gamma_A \frac{l}{2}\right)} = -k_2 \frac{U_{1H}}{Z_{BA}} \operatorname{th}\left(\gamma_A \frac{l}{2}\right), \quad (2.73)$$

$$\text{при } x = \frac{l}{2} \quad I_{Acp}^3 = -k_2 \frac{U_{1H}}{Z_{BA}} \frac{\operatorname{sh} \gamma_A \left(\frac{l}{2} - \frac{l}{2}\right)}{\operatorname{ch}\left(\gamma_A \frac{l}{2}\right)} = 0,$$

$$\text{при } x = l \quad I_{AK}^3 = -k_2 \frac{U_{1H}}{Z_{BA}} \frac{\operatorname{sh} \gamma_A \left(\frac{l}{2} - l\right)}{\operatorname{ch}\left(\gamma_A \frac{l}{2}\right)} = k_2 \frac{U_{1H}}{Z_{BA}} \operatorname{th}\left(\gamma_A \frac{l}{2}\right). \quad (2.74)$$

Как видим, токи в начале и в конце провода связи одинаковы по абсолютной величине, но различны по направлению. От середины провода, где ток равен нулю, он начинает нарастать в обе стороны и достигает максимальной величины в местах заземления провода.

Аналогично предыдущему, заменим в уравнениях (2.73) и (2.74) значения $\operatorname{th}(\gamma_A l/2)$ аргументом $\gamma_A l/2$. Тогда

$$I_{AH}^3 = -k_2 U_{1H} \frac{\gamma_A l}{2 Z_{BA}},$$

и после подстановки сюда значений γ_A и Z_{BA} , а также k_2 из второго уравнения системы (2.57) получим

$$I_{AH}^3 = Y_{1A} U_{1H} l/2. \quad (2.75)$$

Посмотрим, как изменяется напряжение вдоль провода, заземленного по концам. Подставим в первое уравнение системы (2.71) значение I_{AH}^3 из (2.75), тогда

$$\begin{aligned} U_A^3 &= k_2 U_{1H} \left(1 - \frac{\operatorname{ch} \gamma_A x \operatorname{ch} \gamma_A \frac{l}{2} - \operatorname{ch} \gamma_A x \operatorname{sh} \gamma_A \frac{l}{2}}{\operatorname{ch}(\gamma_A l/2)} \right) = \\ &= k_2 U_{1H} \left[1 - \frac{\operatorname{ch} \gamma_A \left(\frac{l}{2} - x\right)}{\operatorname{ch}(\gamma_A l/2)} \right]. \end{aligned}$$

Согласно этому уравнению напряжение в различных точках провода имеет следующие значения:

$$\text{при } x = 0 \quad U_{AH}^3 = k_2 U_{1H} \left(1 - \frac{\operatorname{ch}(\gamma_A l/2)}{\operatorname{ch}(\gamma_A l/2)} \right) = 0,$$

$$\text{при } x = \frac{l}{2} \quad U_{Acp}^3 = k_2 U_{1H} \left(1 - \frac{1}{\operatorname{ch}(\gamma_A l/2)} \right),$$

$$\text{при } x = l \quad U_{AK}^3 = k_2 U_{1H} \left[1 - \frac{\operatorname{ch} \gamma_A \left(\frac{l}{2} - l\right)}{\operatorname{ch}(\gamma_A l/2)} \right] = 0.$$

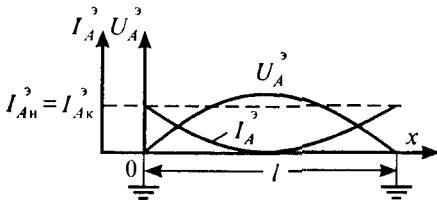


Рис. 2.7. Кривые изменения тока и напряжения вдоль провода, замкнутого по концам на землю, при электрическом влиянии

Кривые изменения тока и напряжения вдоль заземленного по концам провода связи, построенные по уравнениям (2.72) и (2.75), приведены на рис. 2.7.

2.2.5. Основные уравнения влияния на однопроводную воздушную цепь, изолированную на одном конце и замкнутую на землю на другом

Подставив в общие уравнения (2.23) значения C_1 и C_2 из уравнений (2.31), после соответствующих преобразований будем иметь (при $\gamma_1 = 0$) две системы уравнений:

при магнитном влиянии

$$\begin{aligned} U_A^M &= U_{Aн}^M \operatorname{ch} \gamma_A x - Z_{BA} k_1 I_{лн} \operatorname{sh} \gamma_A x, \\ I_A^M + k_1 I_{лн} &= k_1 I_{лн} \operatorname{ch} \gamma_A x - \frac{U_{Aн}^M}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A x, \end{aligned} \quad (2.76)$$

то же при электрическом влиянии

$$\begin{aligned} U_A^3 - k_2 U_{лн} &= -k_2 U_{лн} \operatorname{ch} \gamma_A x - Z_{BA} I_{Aн}^3 \operatorname{sh} \gamma_A x, \\ I_A^3 &= I_{Aн}^3 \operatorname{ch} \gamma_A x + \frac{k_2 U_{лн}}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A x. \end{aligned} \quad (2.77)$$

Исследуем систему уравнений (2.76) при магнитном влиянии. Напишем эту систему для дальнего заземленного конца цепи, подверженной влиянию, т.е. при $x = l$:

$$\begin{aligned} U_{Ак}^M &= 0 = U_{Aн}^M \operatorname{ch} \gamma_A l - Z_{BA} k_1 I_{лн} \operatorname{sh} \gamma_A l, \\ I_{Ак}^M + k_1 I_{лн} &= k_1 I_{лн} \operatorname{ch} \gamma_A l - \frac{U_{Aн}^M}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A l. \end{aligned}$$

Подставляя значения Z_{BA} (разд. 2.21) и k_1 (разд. 2.23) в первое из этих уравнений, получим

$$U_{Aн}^M = \frac{\omega M_{1A} I_{лн}}{\gamma_A} \operatorname{th} \gamma_A l. \quad (2.78)$$

Подставив значение $U_{Aн}^M$ в первое уравнение системы (2.76), получим

$$\begin{aligned} U_A^M &= k_1 Z_{BA} I_{лн} \frac{\operatorname{sh} \gamma_A l \operatorname{ch} \gamma_A x - \operatorname{ch} \gamma_A l \operatorname{sh} \gamma_A x}{\operatorname{ch} \gamma_A l} = \\ &= k_1 Z_{BA} I_{лн} \frac{\operatorname{sh} \gamma_A (l - x)}{\operatorname{ch} \gamma_A l}. \end{aligned} \quad (2.79)$$

При различных значениях x имеем:

при $x = 0$ $U_{Aн}^M = k_1 I_{лн} Z_{BA} \operatorname{th} \gamma_A l,$

при $x = \frac{l}{2}$ $U_{Acp}^M = k_1 I_{лн} Z_{BA} \frac{\operatorname{sh}(\gamma_A l/2)}{\operatorname{ch} \gamma_A l},$

при $x = l$ $U_{Ак}^M = k_1 I_{лн} Z_{BA} \frac{\operatorname{sh} 0}{\operatorname{ch} \gamma_A l} = 0.$

Кривая изменения напряжения вдоль однопроводной цепи, построенная согласно уравнению (2.79), приведена на рис. 2.8.

Если принять $\operatorname{th} \gamma_A l \approx \gamma_A l$, то уравнение (2.78) примет вид

$$U_{Aн}^M = \omega M_{1A} I_{лн} l = E,$$

где E — продольная эдс, индуцируемая в проводе.

Как видим, напряжение по отношению к земле на одном конце однопроводной цепи воздушной линии связи при зазем-

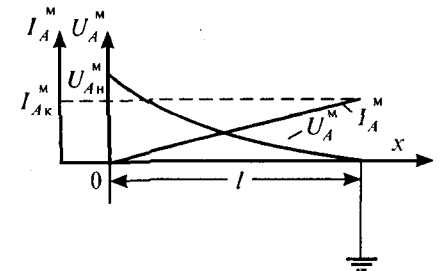


Рис. 2.8. Кривые изменения напряжения и тока в проводе, замкнутом на землю на одном конце и изолированном на другом конце, при магнитном влиянии

лении другого конца этой цепи равно полной индуктированной эдс. Индуктированный ток в той же цепи вычисляется из второго уравнения системы (2.76). Подставив в это уравнение значение U_{AH}^M из уравнения (2.78), после преобразования получим

$$I_A^M = k_1 I_{IH} \operatorname{ch} \gamma_A x - k_1 I_{IH} \operatorname{th} \gamma_A l \operatorname{sh} \gamma_A x - k_1 I_{IH}$$

или

$$I_A^M = k_1 I_{IH} \left(\frac{\operatorname{ch} \gamma_A l \operatorname{ch} \gamma_A x - \operatorname{sh} \gamma_A l \operatorname{sh} \gamma_A x}{\operatorname{ch} \gamma_A l} - 1 \right) = -k_1 I_{IH} \left(1 - \frac{\operatorname{ch} \gamma_A (l-x)}{\operatorname{ch} \gamma_A l} \right).$$

Задавая различные значения для x , получим величины токов в различных точках провода:

$$\text{при } x = 0 \quad I_{AH}^M = 0,$$

$$\text{при } x = \frac{l}{2} \quad I_{Acp}^M = -k_1 I_{IH} \left[1 - \frac{\operatorname{ch}(\gamma_A l/2)}{\operatorname{ch} \gamma_A l} \right], \quad (2.80)$$

$$\text{при } x = l \quad I_{AK}^M = -k_1 I_{IH} \left(1 - \frac{1}{\operatorname{ch} \gamma_A l} \right).$$

Кривая изменения индуктированного тока вдоль заземленной на одном конце однопроводной цепи приведена на рис. 2.8. Как видно из этой кривой, по мере уменьшения величины l величина тока I_A^M приближается к нулю.

Теперь предположим, что та же однопроводная цепь, подверженная магнитному влиянию однопроводной цепи высокого напряжения, заземлена на дальнем конце через сопротивление Z , а на ближнем конце изолирована от земли. Определим ток, который пойдет через сопротивление Z . От величины этого тока будет зависеть степень его разрушающего действия на аппарат связи или, если Z является сопротивлением тела человека, степень электрического удара для организма человека. Здесь также будем исходить из уравнений системы (2.76). В данном случае

$$I_{AH}^M = 0 \quad \text{и} \quad U_{AK}^M = I_{AK}^M Z;$$

при $x = l$

$$U_{AK}^M = I_{AK}^M Z = U_{AH}^M \operatorname{ch} \gamma_A l - k_1 I_{IH} Z_{BA} \operatorname{sh} \gamma_A l.$$

Определим из этого уравнения значение U_{AH}^M и подставим его во второе уравнение системы (2.76):

$$U_{AH}^M = \frac{Z_{BA} k_1 I_{IH} \operatorname{sh} \gamma_A l + I_{AK}^M Z}{\operatorname{ch} \gamma_A l},$$

$$I_{AK}^M + k_1 I_{IH} = k_1 I_{IH} \operatorname{ch} \gamma_A l - \frac{I_{AH}^M Z + k_1 Z_{BA} I_{IH} \operatorname{sh} \gamma_A l}{Z_{BA} \operatorname{ch} \gamma_A l} \operatorname{sh} \gamma_A l.$$

Отсюда определим I_{AK}^M :

$$\begin{aligned} I_{AK}^M &= \frac{k_1 I_{IH} [\operatorname{th}(\gamma_A l/2) - \operatorname{th} \gamma_A l] Z_{BA} \operatorname{th} \gamma_A l}{Z_{BA} + Z \operatorname{th} \gamma_A l} = \\ &= -k_1 I_{IH} Z_{BA} \frac{\operatorname{th}(\gamma_A l/2) \operatorname{sh} \gamma_A l}{Z_{BA} + Z \operatorname{th} \gamma_A l}. \end{aligned} \quad (2.81)$$

Для медной цепи воздушной линии связи каждую из величин $\operatorname{sh} \gamma_A l$ и $\operatorname{th} \gamma_A l$ можно принять равной $\gamma_A l$, тогда уравнение (2.81) можно переписать так:

$$I_{AK}^M \approx -\frac{k_1 I_{IH}}{2} \cdot \frac{(\gamma_A l)^2 Z_{BA}}{Z_{BA} + Z \gamma_A l}.$$

Подставляя значения k_1 , γ_A и Z_{BA} , получим

$$\begin{aligned} I_{AK}^M &= -\frac{\omega M_{1A} I_{IH}^2 (R_A + j\omega L_A)(G_A + j\omega C_A) \sqrt{\frac{R_A + j\omega L_A}{G_A + j\omega C_A}}}{2(R_A + j\omega L_A) \left[\sqrt{\frac{R_A + j\omega L_A}{G_A + j\omega C_A}} + Z l \sqrt{(R_A + j\omega L_A)(G_A + j\omega C_A)} \right]} = \\ &= -\frac{\omega M_{1A} l^2 I_{IH} (G_A + j\omega C_A)}{2[1 + lZ(G_A + j\omega C_A)]}. \end{aligned}$$

Если пренебречь величиной G_A , которая мала по сравнению с величиной ωC_A , то

$$I_{AK}^M = -\frac{\omega M_{1A} l^2 I_{1H} j \omega C_A}{2(1 + j \omega C_A l Z)} = -j \frac{\omega^2 M_{1A} l^2 C_A}{2(1 + j \omega C_A l Z)} I_{1H}.$$

Отсюда модуль тока, проходящего через сопротивление Z ,

$$|I_{AK}^M| = \frac{\omega^2 M_{1A} l^2 C_A}{2\sqrt{1 + \omega^2 C_A^2 l^2 Z^2}} I_{1H}.$$

Кривые изменения напряжения и тока вдоль однопроводной цепи, построенные для этого случая по уравнению (2.76), приведены на рис. 2.9.

Исследуем систему уравнений (2.77) для электрического влияния.

Напишем эту систему для изолированного конца цепи, т.е. при $x = l$:

$$\begin{aligned} U_{AK}^3 &= -k_2 U_{1H} \operatorname{ch} \gamma_A l + k_2 U_{1H} - Z_{BA} I_{1H} \operatorname{sh} \gamma_A l, \\ I_{AK}^3 &= I_{AH}^3 \operatorname{ch} \gamma_A l + \frac{k_2}{Z_{BA}} U_{1H} \operatorname{sh} \gamma_A l = 0. \end{aligned} \quad (2.82)$$

Из второго уравнения этой системы следует, что

$$I_{AH}^3 = -\frac{k_2 U_{1H} \operatorname{sh} \gamma_A l}{Z_{BA} \operatorname{ch} \gamma_A l} = -\frac{k_2 U_{1H}}{Z_{BA}} \operatorname{th} \gamma_A l. \quad (2.83)$$

Напряжение по отношению к земле в любой точке цепи, согласно первому уравнению системы (2.77), будет

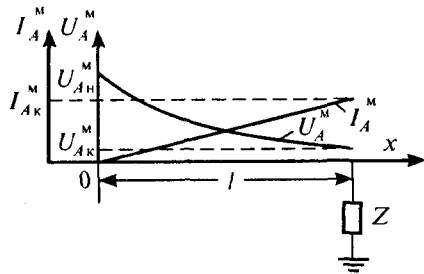


Рис. 2.9. Кривые изменения напряжения и тока в проводе, замкнутом на одном конце на сопротивление Z , а на другом изолированном, при магнитном влиянии

$$\begin{aligned} U_A^3 (1 - \operatorname{ch} \gamma_A x) k_2 U_{1H} + Z_{BA} k_2 U_{1H} \frac{\operatorname{th} \gamma_A l}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A x &= \\ &= k_2 U_{1H} \left(\frac{\operatorname{sh} \gamma_A x \operatorname{sh} \gamma_A l}{\operatorname{ch} \gamma_A l} + 1 - \operatorname{ch} \gamma_A x \right) \end{aligned}$$

или

$$U_A^3 = k_2 U_{1H} \left(1 - \frac{\operatorname{ch} \gamma_A (l - x)}{\operatorname{ch} \gamma_A l} \right). \quad (2.84)$$

Таким образом,

$$\begin{aligned} \text{при } x = 0 \quad U_{AH}^3 &= k_2 U_{1H} \left(1 - \frac{\operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{ch} \gamma_A l} \right) = 0, \\ \text{при } x = \frac{l}{2} \quad U_{Acp}^M &= k_2 U_{1H} \left(1 - \frac{\operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{ch} \gamma_A l} \right), \\ \text{при } x = l \quad U_{AK}^3 &= k_2 U_{1H} \left(1 - \frac{1}{\operatorname{ch} \gamma_A l} \right). \end{aligned} \quad (2.85)$$

Определим ток в различных точках цепи. Подставив значение I_{AH}^3 во второе уравнение системы (2.77), получим

$$\begin{aligned} I_A^3 &= -k_2 U_{1H} \frac{\operatorname{th} \gamma_A l}{Z_{BA}} \operatorname{ch} \gamma_A x + k_2 \frac{U_{1H}}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A x = \\ &= -\frac{k_2 U_{1H}}{Z_{BA}} \frac{\operatorname{sh} \gamma_A l \operatorname{ch} \gamma_A x - \operatorname{ch} \gamma_A l \operatorname{sh} \gamma_A x}{\operatorname{ch} \gamma_A l} = -\frac{k_2 U_{1H}}{Z_{BA}} \frac{\operatorname{sh} \gamma_A (l - x)}{\operatorname{ch} \gamma_A l}, \end{aligned} \quad (2.86)$$

$$\begin{aligned} \text{при } x = 0 \quad I_{AH}^3 &= -k_2 U_{1H} \frac{\operatorname{th} \gamma_A l}{Z_{BA}}, \\ \text{при } x = \frac{l}{2} \quad I_{Acp}^3 &= -k_2 U_{1H} \frac{\operatorname{sh}(\gamma_A l/2)}{Z_{BA} \operatorname{ch} \gamma_A l}, \\ \text{при } x = l \quad U_{AK}^3 &= -k_2 \frac{U_{1H}}{Z_{BA}} \frac{\operatorname{sh} \gamma_A (l - l)}{\operatorname{ch} \gamma_A l} = 0. \end{aligned} \quad (2.87)$$

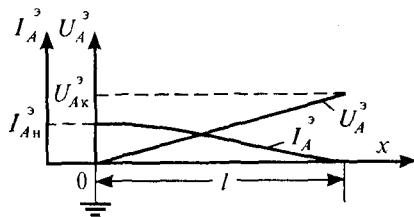


Рис. 2.10. Кривые изменения напряжения и тока вдоль провода, замкнутого на землю на одном конце и изолированного на другом конце, при электрическом влиянии

Ранее были приняты следующие обозначения:

$$\gamma_A = \sqrt{(R_A + j\omega L_A)(G_A + j\omega C_A)}; \quad Z_{вА} = \sqrt{\frac{R_A + j\omega L_A}{G_A + j\omega C_A}};$$

$$k_2 = \frac{G_{1A} + j\omega C_{1A}}{G_A + j\omega C_A}.$$

При $\gamma_A l \ll 1$ можно считать, что $\text{th } \gamma_A l \approx \gamma_A l$, а величиной G_{1A} в выражении для k_2 в данном случае можно пренебречь.

Тогда, подставив в первое уравнение системы (2.87) значения γ_A , $Z_{вА}$ и k_2 , получим

$$I_{Ан}^3 = -\frac{j\omega C_{1A}}{G_A + j\omega C_A} U_{1н} \frac{\sqrt{(R_A + j\omega L_A)(G_A + j\omega C_A)}}{\sqrt{(R_A + j\omega L_A)/(G_A + j\omega C_A)}} l = j\omega / C_{1A} U_{1н}.$$

Кривые изменения напряжения U_A^3 и тока I_A^3 , построенные для данного случая согласно уравнениям (2.84) и (2.86), приведены на рис. 2.10.

ГЛАВА 3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СВЯЗЬ В МНОГОПРОВОДНЫХ СИСТЕМАХ

3.1. Влияние полностью несимметричной цепи высокого напряжения на двухпроводную цепь воздушной линии связи

3.1.1. Общие уравнения

Рассмотрим приведенную на рис. 3.1 схему двух взаимно связанных цепей: несимметричную влияющую цепь «провод — земля» и подверженную влиянию двухпроводную цепь.

Введем следующие обозначения:

U_a , U_b — напряжения по отношению к земле в любой точке проводов телефонной цепи, В;

I_a , I_b — токи в проводах телефонной цепи, А;

$Y_{ab} = G_{ab} + j\omega C_{ab}$ — параметр электрического влияния между проводами a и b телефонной цепи, См/км;

$Z_{ab} = R_{ab} + j\omega L_{ab}$ — параметр магнитного влияния между проводами телефонной цепи, Ом/км;

$Y_{1a} = R_{1a} + j\omega C_{1a}$
 $Y_{1b} = R_{1b} + j\omega C_{1b}$ — параметры электрического влияния между

влияющей цепью и каждым проводом телефонной цепи, См/км;

$Z_{1a} = R_{1a} + j\omega L_{1a}$
 $Z_{1b} = R_{1b} + j\omega L_{1b}$ —

параметры магнитного влияния между влияющей цепью и каждым проводом телефонной цепи, Ом/км.

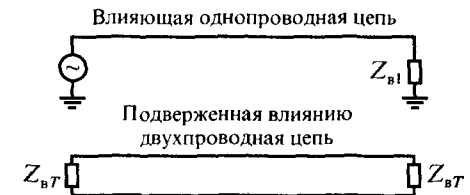


Рис. 3.1. Схема двух взаимно связанных цепей: несимметричная влияющая цепь «провод — земля» и подверженная влиянию двухпроводная цепь

Линейные дифференциальные уравнения напряжения и тока в каждом проводе телефонной цепи имеют вид

$$\left. \begin{aligned} -\frac{dU_a}{dx} &= [R_a - R_{ab} + j\omega(L_a - L_{ab})]I_a + I_1(R_{1a} + j\omega L_{1a}) \\ -\frac{dU_b}{dx} &= [R_b - R_{ba} + j\omega(L_b - L_{ba})]I_b + I_1(R_{1b} + j\omega L_{1b}) \\ -\frac{dI_a}{dx} &= (G_a + j\omega C_a)U_a + (U_a - U_b)(G_{ab} + j\omega C_{ab}) + \\ &\quad + (U_a - U_1)(G_{1a} + j\omega C_{1a}) \\ -\frac{dI_b}{dx} &= (G_b + j\omega C_b)U_b + (U_b - U_a)(G_{ba} + j\omega C_{ba}) + \\ &\quad + (U_b - U_1)(G_{1b} + j\omega C_{1b}) \end{aligned} \right\}, \quad (3.1)$$

где U_1 и I_1 — напряжение и ток влияющей цепи в любой ее точке.

При анализе индуктированных напряжений и токов в двухпроводных цепях целесообразно пользоваться терминологией метода симметричных составляющих.

Как известно, метод симметричных составляющих может быть применен при рассмотрении любой n -фазной системы, причем число симметричных составляющих равно числу фаз (в трехфазной системе три: нулевая, прямая и обратная).

Двухпроводную цепь связи можно условно назвать двухфазной по аналогии с трехфазной по числу проводов. В такой системе две составляющие: нулевая и прямая. Токи и напряжения нулевой последовательности равны в обоих проводах и имеют одинаковое направление, причем ток в земле равен удвоенному значению тока в проводе.

Напряжения нулевой последовательности между проводом и землей равны между собой для обоих проводов.

Токи прямой последовательности в обоих проводах равны между собой, но имеют направления, обратные друг другу.

Напряжение прямой последовательности в каждом проводе равно половине напряжения между проводами.

Токи и напряжения прямой последовательности в данном анализе представляют собой токи и напряжения помех в двухпроводной цепи, которые и требуется определить.

Имея это в виду, составим дифференциальные уравнения для индуктированных в двухпроводной несимметричной цепи напряжений и токов, выразив последние через симметричные составляющие прямой и нулевой последовательности:

$$\left. \begin{aligned} U_A &= \frac{U_a + U_b}{2} \\ I_A &= \frac{I_a + I_b}{2} \end{aligned} \right\}, \quad \text{где} \quad \left. \begin{aligned} U_a &= U_A - \Delta U \\ U_b &= U_A + \Delta U \\ I_a &= I_A - \Delta I \\ I_b &= I_A + \Delta I \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

Составляющие прямой последовательности в каждом проводе обозначены через $\pm \Delta U$, $\pm \Delta I$.

Далее выведем средние арифметические значения всех первичных параметров цепи связи, представив их в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} R_A &= \frac{R_a + R_b}{2}, & L_A &= \frac{L_a + L_b}{2}, \\ R_a &= R_A - \Delta R, & L_a &= L_A - \Delta L, \\ R_b &= R_A + \Delta R, & L_b &= L_A + \Delta L, \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

$$\left. \begin{aligned} C_A &= \frac{C_a + C_b}{2}, & G_A &= \frac{G_a + G_b}{2}, \\ C_a &= C_A - \Delta C, & G_a &= G_A - \Delta G, \\ C_b &= C_A + \Delta C, & G_b &= G_A + \Delta G. \end{aligned} \right\}$$

Точно так же полные взаимные проводимости между цепями и полные взаимные сопротивления между ними представим в виде следующих уравнений:

$$\left. \begin{aligned} Y_{1A} &= \frac{Y_{1a} + Y_{1b}}{2} \\ Y_{1a} &= Y_{1A} - \Delta Y_{1A} = G_{1A} - \Delta G_{1A} + j\omega(C_{1A} + \Delta C_{1A}) \\ Y_{1b} &= Y_{1A} + \Delta Y_{1A} = G_{1A} + \Delta G_{1A} + j\omega(C_{1A} - \Delta C_{1A}) \\ Z_{1A} &= \frac{Z_{1a} + Z_{1b}}{2} \\ Z_{1a} &= Z_{1A} - \Delta Z_{1A} = R_{1A} - \Delta R_{1A} + j\omega(L_{1A} - \Delta L_{1A}) \\ Z_{1b} &= Z_{1A} + \Delta Z_{1A} = R_{1A} + \Delta R_{1A} + j\omega(L_{1A} + \Delta L_{1A}) \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

В этих выражениях величины с индексами a и b обозначают действительные значения напряжений, токов и параметров цепи связи; величины же с индексами A означают составляющие нулевой последовательности.

Заменяя действительные значения всех величин, входящих в уравнения системы (3.1), через симметричные составляющие, приведенные в формулах (3.2) — (3.4), и вычитая второе уравнение системы (3.1) из первого уравнения этой системы, а четвертое из третьего, получим

$$-\frac{d(2\Delta U)}{dx} = 2\Delta I[R_a - R_{ab} + j\omega(L_A - L_{ab})] + 2I_A(\Delta R + j\omega\Delta L) + 2I_1(\Delta R_{1A} + j\omega\Delta L_{1A}), \quad (3.5)$$

$$-\frac{d(2\Delta I)}{dx} = 2\Delta U[G_a + 2(G_{ab} + j\omega C_{ab}) + j\omega C_A + G_{1A} + j\omega C_{1A}] + 2U_A(\Delta G + j\omega\Delta C + \Delta G_{1A} + j\omega\Delta C_{1A}) - 2U_1(\Delta G_{1A} + j\omega\Delta C_{1A}). \quad (3.6)$$

Введем дополнительные обозначения:

$\Delta G + j\omega\Delta C = \rho$ — асимметрия полной проводимости проводов цепи связи относительно земли, См/км;

$2(\Delta R + j\omega\Delta L) = \xi$ — асимметрия полного сопротивления проводов цепи связи, Ом/км;

$2I_1(\Delta R_{1A} + j\omega\Delta L_{1A}) = 2\Delta Z_{1A} = Z_{1T}$ — параметр магнитного влияния между проводом высокого напряжения и двухпроводной цепью связи, Ом/км;

$\Delta G_{1A} + j\omega\Delta C_{1A} = Y_{1T}$ — параметр электрического влияния между проводом высокого напряжения и двухпроводной цепью связи, См/км;

Z_T и Y_T — параметры двухпроводной цепи связи, которые выражаются уравнениями

$$\left. \begin{aligned} Z_T &= 2[R_a + R_{ab} + j\omega(L_A - L_{ab})] \\ Y_T &= \frac{G_A + G_{1A} + j\omega(C_A + C_{1A})}{2} + G_{ab} + j\omega C_{ab} \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

$$2\Delta U = U_T, \quad \frac{dU_T}{dx} = U'_T;$$

$$\Delta I = I_T, \quad \frac{dI_T}{dx} = I'_T.$$

Вводя эти обозначения в уравнения (3.5) и (3.6), получим

$$\left. \begin{aligned} U'_T + I_T Z_T + I_A \xi + I_1 Z_{1T} &= 0 \\ I'_T + U_T Y_T + U_A(\rho + Y_{1T}) - U_1 Y_{1T} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

Так как в эти уравнения входят величины, характеризующие асимметрию цепи связи по отношению к влияющей линии и по отношению к земле, то каждую из величин U_T и I_T можно подставить в виде суммы двух составляющих:

$$\begin{aligned} U_T &= U_{T1} + U_{T2}, \\ I_T &= I_{T1} + I_{T2}, \end{aligned}$$

где U_{T1} и I_{T1} — напряжение и ток помех, возникающих в цепи связи вследствие асимметрии расположения ее проводов по отношению к влияющему проводу, а U_{T2} и I_{T2} — напряжение и ток помех в той же цепи, возникающих вследствие асимметрии полного сопротивления и полной проводимости проводов цепи связи по отношению к земле.

Удобнее всего определить указанные составляющие напряжения и тока в отдельности, пользуясь методом суперпозиции. Для этого при определении первых составляющих U_{T1} и I_{T1} принимаем, что факторы, обуславливающие появление напряжения U_{T2} и тока I_{T2} помех, отсутствуют; при определении же вторых составляющих U_{T2} и I_{T2} принимаем аналогично, что отсутствуют факторы, обуславливающие появление напряжения U_{T1} и тока I_{T1} помех. Тогда общую систему дифференциальных уравнений (3.8) можно представить в виде двух систем уравнений, а именно:

1) при $\Delta R = 0$, $\Delta G = 0$, $\Delta L = 0$, $\Delta C = 0$ и наличии асимметрии проводов цепи по отношению к влияющему проводу ($Y_{1T} \neq 0$; $Z_{1T} \neq 0$) получим первую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U'_{T1} + I_{T1}Z_T + I_1Z_{1T} &= 0 \\ I'_{T1} + U_{T1}Y_T + (U_A - U_1)Y_{1T} &= 0 \end{aligned} \right\}; \quad (3.9)$$

2) при $Y_{1T} = 0$ и $Z_{1T} = 0$ и наличии асимметрии в сопротивлении проводов и в их проводимости по отношению к земле, т.е. при $\Delta R \neq 0$, $\Delta G \neq 0$, $\Delta L \neq 0$, $\Delta C \neq 0$, получим вторую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U'_{T2} + I_{T2}Z_T + I_A\xi &= 0 \\ I'_{T2} + U_{T2}Y_T + U_A\rho &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

3.1.2. Определение составляющих напряжения и тока помех, обусловленных асимметрией расположения проводов цепи связи по отношению к влияющему проводу

Для определения первых составляющих U_{T1} и I_{T1} — напряжения и тока помех в цепи связи — необходимо решить систему уравнений (3.9).

Так как составляющая напряжения U_A нулевой последовательности, индуктируемого в цепи связи, мала по сравнению с величиной влияющего напряжения U_1 во влияющем проводе, то в уравнениях (3.9) ею можно пренебречь. Тогда получим

$$\left. \begin{aligned} U'_{T1} + I_{T1}Z_T + Z_{1T}I_1 &= 0 \\ I'_{T1} + U_{T1}Y_T - Y_{1T}U_1 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

Определим составляющую U_{T1} для цепи связи. Систему уравнений (3.11) решаем методом суперпозиции, полагая, что каждая из величин U_{T1} и I_{T1} состоит из двух слагаемых, т.е.

$$U_{T1} = u_1 + u_2, \quad I_{T1} = i_1 + i_2,$$

где u_1 и i_1 удовлетворяют однородной системе уравнений

$$\left. \begin{aligned} u'_1 + i_1Z_T &= 0 \\ i'_1 + u_1Y_T &= 0 \end{aligned} \right\}. \quad (3.12)$$

Общее решение каждого уравнения однородной системы определяется в виде суммы двух слагаемых:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= C_1e^{\gamma_T x} + C_2e^{-\gamma_T x} \\ i_1 &= D_1e^{\gamma_T x} + D_2e^{-\gamma_T x} \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

где $\gamma_T = \sqrt{Z_T Y_T}$.

Выразим i_1 через C_1 и C_2 , для чего возьмем первую производную от i_1 и подставим ее во второе уравнение системы (3.12). Тогда получим

$$i'_1 = \gamma_T D_1 e^{\gamma_T x} - \gamma_T D_2 e^{-\gamma_T x} = \gamma_T (D_1 e^{\gamma_T x} - D_2 e^{-\gamma_T x}).$$

Отсюда

$$\begin{aligned} &\gamma_T (D_1 e^{\gamma_T x} - D_2 e^{-\gamma_T x}) + Y_T u_1 = \\ &= \gamma_T (D_1 e^{\gamma_T x} - D_2 e^{-\gamma_T x}) + Y_T (C_1 e^{\gamma_T x} + C_2 e^{-\gamma_T x}) = 0. \end{aligned}$$

Влияние, обусловленное асимметрией расположения проводов цепи, подверженной влиянию, можно выразить через $B_{T1n}^{эм}$ — переходное затухание на ближнем конце между влияющей однопроводной цепью и смежной двухпроводной цепью (подробно вывод см. в [7]): при электромагнитном влиянии

$$B_{T1n}^{эм} = \ln \left| \frac{2(\gamma_1 + \gamma_T)}{\left(Y_{1T} + \frac{Z_{1T}}{Z_{B1}Z_{BT}} \right) \sqrt{Z_{B1}Z_{BT}} [1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_T)l}]} \right|,$$

только при магнитном влиянии

$$B_{T1H}^M = \ln \left| \frac{2(\gamma_1 + \gamma_T) \sqrt{Z_{B1} Z_{BT}}}{Z_{1T} |1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_T)l}|} \right|,$$

только при электрическом влиянии

$$B_{T1H}^E = \ln \left| \frac{2(\gamma_1 + \gamma_T)}{\gamma_{1T} \sqrt{Z_{B1} Z_{BT}} |1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_T)l}|} \right|.$$

3.1.3. Определение составляющих напряжения и тока помех, обусловленных асимметрией электрических параметров проводов цепи связи

Напряжение U_{T2} и ток I_{T2} , обусловленные асимметрией электрических параметров проводов телефонной цепи, получим из решения системы уравнений

$$\begin{cases} U'_{T2} + I_{T2} Z_T + I_A \xi = 0 \\ I'_{T2} + U_{T2} Y_T + U_A \rho = 0 \end{cases} \quad (3.14)$$

Входящие в эти уравнения напряжение U_A и ток I_A , являющиеся в свою очередь функциями длины линии (x), возникают под действием влияющего тока и напряжения в каждом из проводов двухпроводной цепи связи.

Приведем полученные выше выражения для U_A и I_A :

а) при нагрузке однопроводной цепи на свое волновое сопротивление

$$\begin{cases} U_A = Ae^{-\gamma_1 x} + (U_{AH} - A) \operatorname{ch} \gamma_A x - Z_{BA} (I_{AH} - B) \operatorname{sh} \gamma_A x \\ I_A = Be^{-\gamma_1 x} + (I_{AH} - B) \operatorname{ch} \gamma_A x - \frac{U_{AH} - A}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A x \end{cases} \quad (3.15)$$

б) при цепи, изолированной по концам,

$$\begin{cases} U_A = Ae^{-\gamma_1 x} + (U_{AH} - A) \operatorname{ch} \gamma_A x + B Z_{BA} \operatorname{sh} \gamma_A x \\ I_A = Be^{-\gamma_1 x} - B \operatorname{ch} \gamma_A x - \frac{U_{AH} - A}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A x \end{cases} \quad (3.16)$$

Здесь

$$A = \frac{\gamma_1 Z_{1A} I_{1H} - Z_A Y_{1A} U_{1H}}{\gamma_1^2 - \gamma_A^2}, \quad B = \frac{Y_A Z_{1A} I_{1H} - \gamma_1 Y_{1A} U_{1H}}{\gamma_1^2 - \gamma_A^2}.$$

Напряжение в начале цепи связи, наведенное электромагнитным полем влияющей линии, определяется следующим общим уравнением [4]:

$$\begin{aligned} U_{T2H} = & 1/2 [A_1 + A_2 - (B_1 + A_3) Z_{BT}] + 1/2 \left\{ B_1 Z_{BT} - A_1 \right\} e^{-\gamma l} + \\ & + [(A_3 Z_{BT} - A_2) \operatorname{ch} \gamma_A l + (B_3 Z_{BT} - B_2) \operatorname{sh} \gamma_A l] e^{-\gamma_T l}. \end{aligned} \quad (3.16')$$

Представим это общее уравнение в виде двух составляющих, обусловленных электрическим и магнитным влияниями.

Для определения составляющей, обусловленной только электрическим влиянием, т.е. для случая $Z_{1A} I_{1H} = 0$, подставим в общее уравнение постоянные интегрирования

$$\begin{cases} A_1 = \frac{\xi B \gamma_1 + Z_T \rho A}{\gamma_1^2 - \gamma_T^2}; & B_1 = \frac{\xi B Y_T + \gamma_1 \rho A}{\gamma_1^2 - \gamma_T^2} \\ A_2 = \frac{(\xi Y_A + \rho Z_T)(U_{AH} - A)}{\gamma_A^2 - \gamma_T^2}; & B_2 = \frac{B(\rho Z_{BA} Z_T + \xi Y_A)}{\gamma_A^2 - \gamma_T^2} \\ A_3 = \frac{-B}{\gamma_A^2 - \gamma_T^2} (\xi Y_T + \rho Z_A); & B_3 = -\frac{U_{AH} - A}{Z_{BA}} \frac{\xi Y_T + \rho Z_A}{\gamma_A^2 - \gamma_T^2} \end{cases}.$$

Тогда после преобразований получим следующее уравнение:

$$U_{T2H}^3 = \frac{1}{2} \frac{U_{IH} Z_{BA} Y_{IA}}{\gamma_1^2 - \gamma_A^2} \left(\gamma_A + \gamma_1 \frac{e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) \left\{ \frac{1}{\gamma_A + \gamma_1 \frac{e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l}} \times \right. \\ \times \frac{\xi \gamma_1^2 + \rho Z_A Z_T - (\xi Y_T + \rho Z_A) \gamma_1 Z_{BT}}{Z_{BA}} \frac{1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_T)l}}{\gamma_1^2 - \gamma_T^2} + \frac{(1 - e^{-\gamma_T l} \operatorname{ch} \gamma_A l) \gamma_1}{\gamma_A^2 - \gamma_T^2} \times \\ \times \left[\frac{(\rho Z_T + \xi Y_A)(e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l)}{\operatorname{sh} \gamma_A l} + \frac{(\xi Y_T + \rho Z_A) Z_{BT}}{Z_{BA}} \right] - \\ \left. - \frac{\gamma_1 e^{-\gamma_T l}}{(\gamma_A^2 - \gamma_T^2) Z_{BA}} \left[(e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l)(\xi Y_T + \rho Z_A) Z_{BT} + \right. \right. \\ \left. \left. + (\rho Z_{BA} Z_T + \xi Y_A) \operatorname{sh} \gamma_A l \right] \right\}. \quad (3.17)$$

В этом уравнении перед фигурными скобками стоит выражение, определяющее величину напряжения U_{AH}^3 в начале однопроводной изолированной по концам цепи при электрическом влиянии.

Таким образом, уравнение (3.17) можно представить в следующем виде:

$$U_{T2H}^3 = \frac{1}{2} U_{AH}^3 \eta_1^3,$$

где множитель η_1^3 равен величине всего выражения, заключенного в фигурные скобки в правой части уравнения (3.17). Этот множитель равен отношению удвоенного напряжения, индуктированного в двухпроводной цепи, к напряжению в начале одного из проводов той же цепи и характеризует чувствительность двухпроводной цепи к помехам, поэтому его называют коэффициентом чувствительности телефонной цепи к помехам при электрическом влиянии.

Таким образом,

$$U_{T2H}^3 = \frac{1}{2} \frac{U_{IH} Z_{BA} Y_{IA}}{\gamma_1^2 - \gamma_A^2} \left(\gamma_A + \gamma_1 \frac{e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) \eta_1^3. \quad (3.18)$$

Для определения второй составляющей, обусловленной только магнитным влиянием, т.е. для случая $Y_{IA} U_{IH} = 0$, подставим в общее уравнение (3.16') постоянные интегрирования $A_1, B_1, \dots, A_3, B_3$, после преобразований получим следующее уравнение:

$$U_{T2H}^M = \frac{I_{IH} Z_{IA}}{\gamma_1^2 - \gamma_A^2} \left(\gamma_1 + \gamma_A \frac{e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) \left\{ \frac{1}{\gamma_1 + \gamma_A \frac{e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l}} \times \right. \\ \times \frac{1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_T)l}}{\gamma_1^2 - \gamma_T^2} \left[\gamma_1 (\xi Y_A + \rho Z_T) - Z_{BT} (\xi Y_T Y_A + \gamma_1^2 \rho) \right] + \frac{\operatorname{ch} \gamma_A l \cdot e^{-\gamma_T l}}{\gamma_A^2 - \gamma_T^2} \times \\ \times \left[\frac{(\rho Z_T + \xi Y_A)(e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l) \gamma_A}{\operatorname{sh} \gamma_A l} + Y_A \gamma_T \xi + Z_{BT} \gamma_A^2 \rho \right] - \frac{Y_A e^{-\gamma_T l}}{\gamma_A^2 - \gamma_T^2} \times \\ \times \left[(\gamma_T \xi + Z_{BT} \rho Z_A)(e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l) + (\rho Z_{BA} Z_T + \xi Y_A) \operatorname{sh} \gamma_A l \right] \right\}. \quad (3.19)$$

В уравнении (3.19) перед фигурными скобками стоит выражение напряжения в начале однопроводной изолированной по концам цепи при магнитном влиянии (U_{AH}^M). Выражение в фигурных скобках представляет собой коэффициент чувствительности телефонной цепи к помехам при магнитном влиянии. Таким образом,

$$U_{T2H}^M = \frac{I_{IH} Z_{IA}}{\gamma_1^2 - \gamma_A^2} \left(\gamma_1 + \gamma_A \frac{e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) \eta^{M'}. \quad (3.20)$$

Решим теперь уравнения (3.14) для случая, когда средние точки линейных трансформаторов цепи связи замкнуты на сопротивление, равные волновому сопротивлению цепи "провод — земля".

Подставив значения U_A и I_A из уравнений (3.15) в уравнения (3.14) и применив тот же способ решения, что и для случая, когда

средние точки линейных трансформаторов изолированы от земли, получим следующие выражения для U_{T2} и I_{T2} :

$$\left. \begin{aligned} U_{T2} &= (U_{T2H} - A'_1 - A'_2) \operatorname{ch} \gamma_T x + Z_{BT} (B'_1 + A'_3 - I_{T2H}) \operatorname{ch} \gamma_T x + \\ &\quad + A'_1 e^{-\gamma_1 x} + A'_2 \operatorname{ch} \gamma_A x + B'_2 \operatorname{sh} \gamma_A x \\ I_{T2} &= -\frac{1}{Z_{BT}} (U_{T2H} - A'_1 - A'_2) \operatorname{sh} \gamma_T x - (B'_1 + A'_3 - I_{T2H}) \operatorname{ch} \gamma_T x + \\ &\quad + B'_1 e^{-\gamma_1 x} + A'_3 \operatorname{ch} \gamma_A x + B'_3 \operatorname{sh} \gamma_A x \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

где

$$\left. \begin{aligned} A'_1 &= \frac{\xi B \gamma_1 + Z_T \rho A}{\gamma_1^2 - \gamma_T^2}, \quad B'_1 = \frac{\xi B Y_T + \gamma_1 \rho A}{\gamma_1^2 - \gamma_T^2}, \\ A'_2 &= \frac{(\xi Y_A + \rho Z_T)(U_{AH} - A)}{\gamma_A^2 - \gamma_T^2}, \quad B'_2 = \frac{(\rho Z_{BA} Z_T + \xi Y_A)(I_{AH} - B)}{\gamma_A^2 - \gamma_T^2}, \\ A'_3 &= \frac{I_{AH} - B}{\gamma_A^2 - \gamma_T^2} (\xi Y_T + \rho Z_A), \quad B'_3 = \frac{U_{AH} - A}{Z_{BA}} \frac{\xi Y_T + \rho Z_A}{\gamma_A^2 - \gamma_T^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

Решая совместно два уравнения системы (3.21) при $x=l$ относительно U_{T2H} , получим для данного случая

$$U_{T2H} = \frac{1}{2} \left\{ (A'_1 - B'_1 Z_{BT}) (1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_T)l}) + (A'_2 - A'_3 Z_{BT}) (1 - e^{-\gamma_T l} \operatorname{ch} \gamma_A l) + \right. \\ \left. + e^{-\gamma_T l} \operatorname{sh} \gamma_A l (B'_3 Z_{BT} - B'_2) \right\}. \quad (3.23)$$

Представим выражение (3.23) в виде двух составляющих, обусловленных электрическим и магнитным влияниями.

Для определения составляющей напряжения, обусловленной только электрическим влиянием, подставим в общее уравнение (3.23) постоянные интегрирования $A'_1, B'_1, A'_2, B'_2, A'_3$ и B'_3 , определенные для данного случая из уравнений (3.22). Тогда для величины U_{T2H}^E после преобразований получим уравнение

$$\begin{aligned} U_{T2H}^E &= \frac{U_{1H} Z_{BA} Y_{1A}}{2(\gamma_1 + \gamma_A)} \left(1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l} \right) \left\{ \frac{\gamma_1}{(\gamma_1 - \gamma_A) Z_{BA} (\gamma_1^2 - \gamma_T^2)} \times \right. \\ &\quad \times \left(\xi Y_T + \rho Z_A Z_{BT} - \xi \gamma_1 - \frac{\rho Z_A Z_T}{\gamma_1} \right) \frac{1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_T)l}}{1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}} + \\ &\quad + \left. \frac{\rho Z_T + \xi Y_A}{(\gamma_1^2 - \gamma_A^2)(\gamma_A^2 - \gamma_T^2)} \frac{1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}}{1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}} \right\} \times \\ &\quad \times \left[(\gamma_1 - \gamma_A) (1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}) + 2\gamma_A + \frac{Z_{BT}}{Z_{BA}} \left[(\gamma_1 - \gamma_A) (1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}) - 2\gamma_1 \right] \times \right. \\ &\quad \times \left. \left(\xi Y_T + \rho Z_A \right) \frac{1 - e^{-\gamma_T l} \operatorname{ch} \gamma_A l}{1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}} - \frac{e^{-\gamma_T l} \operatorname{sh} \gamma_A l}{(\gamma_1^2 - \gamma_A^2)(\gamma_A^2 - \gamma_T^2)} \frac{1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}}{1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}} \right] \times \\ &\quad \times \left[\frac{Z_{BT}}{Z_{BA}} \left[(\gamma_1 - \gamma_A) (1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}) + 2\gamma_A \right] \times \right. \\ &\quad \times \left. \left(\xi Y_T + \rho Z_A \right) + \left[(\gamma_1 - \gamma_A) (1 - e^{-(\gamma_1 + \gamma_A)l}) - 2\gamma_1 \right] (\rho Z_T + \xi Y_A) \right]. \end{aligned} \quad (3.24)$$

Выражение, стоящее в фигурных скобках этого уравнения, представляет собой коэффициент чувствительности двухпроводной цепи связи к помехам при электрическом влиянии η^E для случая, когда цепь “провод — земля” замкнута по концам на волновые сопротивления Z_{BA} . Таким образом,

$$U_{T2H}^E = \frac{1}{2} \frac{U_{1H} Z_{BA} Y_{1A}}{\gamma_1 + \gamma_A} \left(1 - e^{-(\gamma_A + \gamma_1)l} \right) \eta^E. \quad (3.25)$$

Для определения составляющей напряжения, обусловленной магнитным влиянием, подставим в общее уравнение (3.23) постоянные интегрирования $A, B, A_1, B_1, A_2, B_2, A_3$ и B_3 , определенные для данного случая из вышеприведенных уравнений. Тогда для определения величины U_{T2H}^M после преобразований получим уравнение

$$U_{T2H}^M = \frac{1}{2} \frac{I_{1H} Z_{1A}}{\gamma_1 + \gamma_A} \left(1 - e^{-(\gamma_A + \gamma_1)l} \right) \eta^M, \quad (3.26)$$

где η^M — коэффициент чувствительности двухпроводной цепи связи к помехам при магнитном влиянии и замкнутых концах цепи «провод — земля» на волновые сопротивления.

Напишем теперь формулы для определения напряжения шума в двухпроводной цепи, обусловленного асимметрией этой цепи, для случая, когда средние точки линейных телефонных трансформаторов замкнуты на землю.

Решения уравнений (3.16), написанные для этого случая, будут аналогичны предыдущим решениям для других случаев состояния двухпроводной цепи связи. Исходные дифференциальные уравнения, требующие решения, будут для данного случая иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} U'_{T2} + I_{T2}Z_T + \xi \left[Be^{-\gamma_1 x} + (I_{Aн} - B) \operatorname{ch} \gamma_A x + \frac{A}{Z_{BA}} \operatorname{sh} \gamma_A x \right] &= 0, \\ I'_{T2} + U_{T2}Y_T + \rho \left[Ae^{-\gamma_1 x} - (I_{Aн} - B)Z_{BA} \operatorname{sh} \gamma_A x - A \operatorname{ch} \gamma_A x \right] &= 0. \end{aligned}$$

В результате решения этих уравнений получим следующие окончательные выражения: для составляющей напряжения в начале двухпроводной цепи, обусловленной электрическим влиянием,

$$U_{T2н}^3 = \frac{U_{лн} Z_{BT} Y_{lA}}{\gamma_1^2 - \gamma_A^2} \left(\gamma_1 + \gamma_A \frac{e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) \eta^{3''}; \quad (3.27)$$

и для составляющей напряжения, обусловленной магнитным влиянием, в начале цепи

$$U_{T2н}^M = \frac{I_{лн} Z_{BT} Z_{lA}}{Z_{BA} (\gamma_1^2 - \gamma_A^2)} \left(\gamma_A - \gamma_1 \frac{e^{-\gamma_1 l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) \eta^{M''}, \quad (3.28)$$

где $\eta^{3''}$ и $\eta^{M''}$ — коэффициенты чувствительности к помехам для данного случая (аналогичные вышеприведенным коэффициентам чувствительности к помехам).

3.1.4. Влияние трехфазных линий высокого напряжения на двухпроводные цепи связи

Каждую многопроводную линию высокого напряжения из n проводов при рассмотрении влияния ее на цепь связи целесообразно представить состоящей из двух влияющих цепей: полностью симметричной и полностью несимметричной (« n проводов — земля»).

Например, двухфазную влияющую цепь можно по методу суперпозиции так же, как и двухпроводную подверженную влиянию цепь представить в виде двух цепей: а) двухпроводной симметричной цепи с приложенным влияющим напряжением U и влияющим током I (током прямой последовательности) и б) полностью несимметричной цепи «два провода — земля» с приложенным к каждому проводу одинаковым влияющим напряжением U_0 по отношению к земле и одинаковым влияющим общим током I_0 в общих проводах, проходящим в одном направлении (ток нулевой последовательности).

Трехфазную влияющую цепь также можно представить состоящей из двух влияющих цепей: а) симметричной трехфазной цепи с одинаковыми линейными напряжениями и фазными токами, сдвинутыми по фазе на 120° (токи прямой последовательности); б) полностью несимметричной цепи «три фазы — земля» с напряжением U_0 между каждым проводом и землей и общим током в трех проводах I_0 (ток нулевой последовательности).

Указанные цепи высокого напряжения своими электрическим и магнитным полями индуцируют в цепях связи посторонние токи и напряжения. Расчетные формулы для определения этих токов и напряжений при влиянии каждой составляющей цепи многопроводной линии получаются из решения рассмотренных выше общих дифференциальных уравнений.

Расчет влияния многопроводных линий высокого напряжения на однопроводную цепь связи сводится к определению влияния на нее двух цепей: полностью несимметричной цепи «два провода — земля» или «три провода — земля» и симметричной цепи (двухфазной или трехфазной).

Составляющие индуктированного напряжения, обусловленные влиянием этих цепей, определяют по формулам, полученным из решения рассмотренных выше дифференциальных уравнений.

Первая составляющая, обусловленная влиянием полностью несимметричной влияющей цепи, подсчитывается по формулам

а) для случая, когда однопроводная цепь, подверженная влиянию, замкнута на волновые сопротивления:

$$U_{Aн1} = \frac{1}{2} U_{iон} Z_{вА} \left(Y_{iА} + \frac{Z_{iА}}{Z_{вi} Z_{вА}} \right) \frac{1 - e^{-(\gamma_i + \gamma_A)l}}{\gamma_i + \gamma_A}, \quad (3.29)$$

б) для случая, когда цепь, подверженная влиянию, изолирована по концам:

$$U_{Aн1} = \frac{U_{iон} Z_{вА}}{\gamma_i^2 - \gamma_A^2} \left[\frac{Z_{iА}}{Z_{вi} Z_{вА}} \left(\gamma_i + \gamma_A \frac{e^{-\gamma_i l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) + Y_{iА} \left(\gamma_A + \gamma_i \frac{e^{-\gamma_i l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) \right]. \quad (3.30)$$

Вторая составляющая, обусловленная влиянием симметричной двух- или трехфазной цепи, подсчитывается по формулам

а) для случая, когда цепь, подверженная влиянию, замкнута на волновые сопротивления:

$$U_{Aн2} = \frac{1}{2} \frac{U_{iiн} Z_{вА}}{\gamma_{ii} + \gamma_A} \left(Y_{iiА} + \frac{Z_{iiА}}{Z_{вii} Z_{вА}} \right) \left[1 - e^{-(\gamma_{ii} + \gamma_A)l} \right], \quad (3.31)$$

б) для случая, когда цепь, подверженная влиянию, изолирована по концам:

$$U_{Aн2} = \frac{U_{iiн} Z_{вА}}{\gamma_{ii}^2 - \gamma_A^2} \left[\frac{Z_{iiА}}{Z_{вii} Z_{вА}} \left(\gamma_{ii} + \gamma_A \frac{e^{-\gamma_{ii} l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) + Y_{iiА} \left(\gamma_A + \gamma_{ii} \frac{e^{-\gamma_{ii} l} - \operatorname{ch} \gamma_A l}{\operatorname{sh} \gamma_A l} \right) \right]. \quad (3.32)$$

В этих формулах:

1) индекс i относится к несимметричной влияющей цепи и равен 2 для двухфазной влияющей цепи или 3 для трехфазной влияющей цепи;

2) $U_{iон}$ — остаточное напряжение по отношению к земле, действующее в начале влияющей несимметричной цепи ($U_{2он}$ — в двухфазной цепи; $U_{3он}$ — в трехфазной цепи); на практике величина этого напряжения достигает 5% рабочего напряжения;

3) $Y_{iА}$ и $Z_{iА}$ — параметры соответственно электрического и магнитного влияний между несимметричной влияющей цепью («два провода — земля» или «три провода — земля») и подверженной влиянию однопроводной цепью (A);

4) $Z_{вi}$ и γ_i — соответственно волновое сопротивление и постоянная распространения волны указанной выше несимметричной влияющей цепи;

5) индекс ii относится к симметричной влияющей цепи и равен 22 для двухфазной цепи или 33 для трехфазной цепи;

6) $U_{iiн}$ — рабочее напряжение между проводами в начале влияющей симметричной цепи;

7) $Y_{iiА}$ и $Z_{iiА}$ — параметры соответственно электрического и магнитного влияний между симметричной влияющей цепью и однопроводной цепью связи;

8) $Z_{вii}$ и γ_{ii} — соответственно волновое сопротивление и постоянная распространения волны симметричной влияющей цепи.

Расчет влияния многопроводной линии высокого напряжения на двухпроводную цепь связи сводится к определению четырех составляющих, обусловленных влиянием между следующими цепями:

1) несимметричной влияющей и двухпроводной симметричной, подверженной влиянию;

2) несимметричной влияющей и несимметричной, подверженной влиянию (случаи замыкания средних точек линейных трансформаторов на согласованные сопротивления соответствующих цепей «провод — земля»).

Коэффициенты чувствительности η к помехам характеризуют сложные явления перехода индуктированной энергии с однопроводной цепи на двухпроводную. Расчетным путем эти коэффициенты определить можно только на ЭВМ и с применением статис-

тических методов, так как значения асимметрии ξ и ρ , которые входят в каждый член выражений для η , могут изменяться в широких пределах и распределяться по длине цепи, т.е. представляют случайный процесс.

Из приведенных выше формул следует, что коэффициент чувствительности к помехам зависит от асимметрии полного сопротивления ξ и полной проводимости ρ проводов двухпроводной цепи связи, от её вторичных параметров, постоянной распространения волны тока во влияющей цепи γ_1 , которые могут изменяться в широких пределах и распределяться по длине цепи неравномерно. Из этих формул также следует, что коэффициент чувствительности равен отношению напряжения в начале двухпроводной цепи к напряжению в начале однопроводной цепи, т.е. при электрическом влиянии, когда средние точки линейных трансформаторов цепи изолированы,

$$\eta^3 = 2U_{T2H}^3 / U_{AH}^3; \quad (3.33)$$

то же, когда средние точки замкнуты на согласованные сопротивления,

$$\eta^3 = U_{T2H}^3 / U_{AH}^3. \quad (3.34)$$

При магнитном влиянии в обоих указанных случаях состояния цепи

$$\eta^M = U_{T2H}^M / U_{AH}^M. \quad (3.35)$$

Поэтому значения коэффициентов чувствительности при различных видах влияния могут быть получены путем измерений. При экспериментальном определении указанных коэффициентов чувствительности пользуются несколькими схемами измерения, приведенными в [4, 11].

3.1.5. Упрощенный расчет коэффициентов чувствительности к помехам двухпроводной цепи связи

Как показано выше, коэффициенты чувствительности к помехам двухпроводной цепи связи η_k характеризуются отношением поперечной эдс к эквивалентной продольной, определяющей на-

пряжение между каждым из проводов цепи и землей. Они, как правило, измеряются или берутся из справочной литературы [2, 11] и нормативных документов [19]. Для упрощения расчетов с использованием вычислительной техники значения коэффициента чувствительности η_k к помехам двухпроводной цепи связи, приведенные в таблицах действующих правил [9], аппроксимированы полиномом второго порядка, дающим достаточную для практики инженерных расчетов точность:

$$\eta_k = (A_q k^2 + B_q k + C_q) \cdot 10^{-3}, \quad (3.36)$$

где A_q, B_q, C_q — коэффициенты из табл. 3.1, соответствующие рассматриваемой линии связи.

Таблица 3.1
Значения коэффициентов для расчета коэффициента чувствительности η_k к помехам двухпроводной цепи связи

Тип линии связи		A_q	B_q	C_q
Воздушная из цветного металла	На траверсах	0	0,067	0,913
	На крюках:			
	$a_c = 40$ см	0	0,136	1,828
	$a_c = 60$ см	0	0,20	2,80
Воздушная из стали	На траверсах	0	0,165	2,37
	На крюках:			
	$a_c = 40$ см	0	0,236	3,28
	$a_c = 60$ см	0	0,33	4,69
Цепи магистрального кабеля связи	Непупинизированные	-0,00072	0,0574	-0,022
	Пупинизированные	0,00376	-0,0049	0,036
Цепи, выполненные кабелем ПРВМ 1х2х12	Непупинизированные	0,00048	0,033	0,457
	Пупинизированные	0,00069	0,0089	1,820

Примечание. Величина a_c — расстояние между проводами двухпроводной воздушной линии связи.

3.1.6. Упрощенный расчет гиперболических функций от комплексного аргумента

Гиперболические функции от комплексного аргумента могут быть выражены через функции действительного аргумента:

$$\begin{aligned} \operatorname{sh} \gamma l &= \operatorname{sh} (\alpha l \pm j\beta l) = \operatorname{sh} \alpha l \cos \beta l \pm j \operatorname{ch} \alpha l \sin \beta l, \\ \operatorname{ch} \gamma l &= \operatorname{ch} (\alpha l \pm j\beta l) = \operatorname{ch} \alpha l \cos \beta l \pm j \operatorname{sh} \alpha l \sin \beta l. \end{aligned}$$

Эти формулы удобны для массовых расчетов при использовании вычислительной техники, имеющей подпрограммы тригонометрических и гиперболических функций. При сравнительно немногочисленных оценочных расчетах целесообразно определять функции $\operatorname{sh} \gamma l$ и $\operatorname{ch} \gamma l$ по номограмме рис. 3.2.

Результат получается в показательной форме:

$$\operatorname{sh} \gamma l = \operatorname{sh} (\alpha l \pm j\beta l) = S e^{j\varphi_s}; \quad \operatorname{ch} \gamma l = \operatorname{ch} (\alpha l \pm j\beta l) = C e^{j\varphi_c}.$$

Для значений аргумента $\alpha l = 1$ и $\beta l = 1$ (или $\beta l \approx 57^\circ 18'$) значения гиперболических функций, полученные по номограмме, равны: $\operatorname{sh} \gamma l = 1,45 e^{j63}$ (точка S_1 на рис. 3.2) и $\operatorname{ch} \gamma l = e^{j50}$ (точка C_1).

По номограмме определяют значения $\operatorname{sh} \gamma l$ и $\operatorname{ch} \gamma l$ для изменения βl в пределах $0 \leq \beta l \leq \pi/2$. Для значений βl в других диапазонах определение функций по номограмме производится с учетом пересчетных формул, приведенных в табл. 3.2.

Таблица 3.2

Пересчетные формулы для определения гиперболических функций

Диапазон изменения	$\operatorname{ch} \gamma l$	$\operatorname{sh} \gamma l$
$0 \leq \beta l \leq 0,5\pi$	$\operatorname{ch} (\alpha l + j\beta l)$	$\operatorname{ch} (\alpha l + j\beta l)$
$0,5\pi \leq \beta l \leq \pi$	$j \operatorname{ch} [\alpha l + j(\beta l - 0,5\pi)]$	$j \operatorname{sh} [\alpha l + j(\beta l - \pi)]$
$\pi \leq \beta l \leq 1,5\pi$	$-\operatorname{sh} [\alpha l + j(\beta l - \pi)]$	$-\operatorname{ch} [\alpha l + j(\beta l - \pi)]$
$1,5\pi \leq \beta l \leq 2\pi$	$-j \operatorname{ch} [\alpha l + j(\beta l - 1,5\pi)]$	$-j \operatorname{sh} [\alpha l + j(\beta l - \pi)]$

При $\beta l > 2\pi$ в эти формулы следует подставлять вместо βl значения $(\beta l - 2k\pi)$. Умножение на j функций, найденных по номограмме, для диапазонов $0,5\pi < \beta l < \pi$ и $1,5\pi < \beta l < 2\pi$, можно провести по формулам:

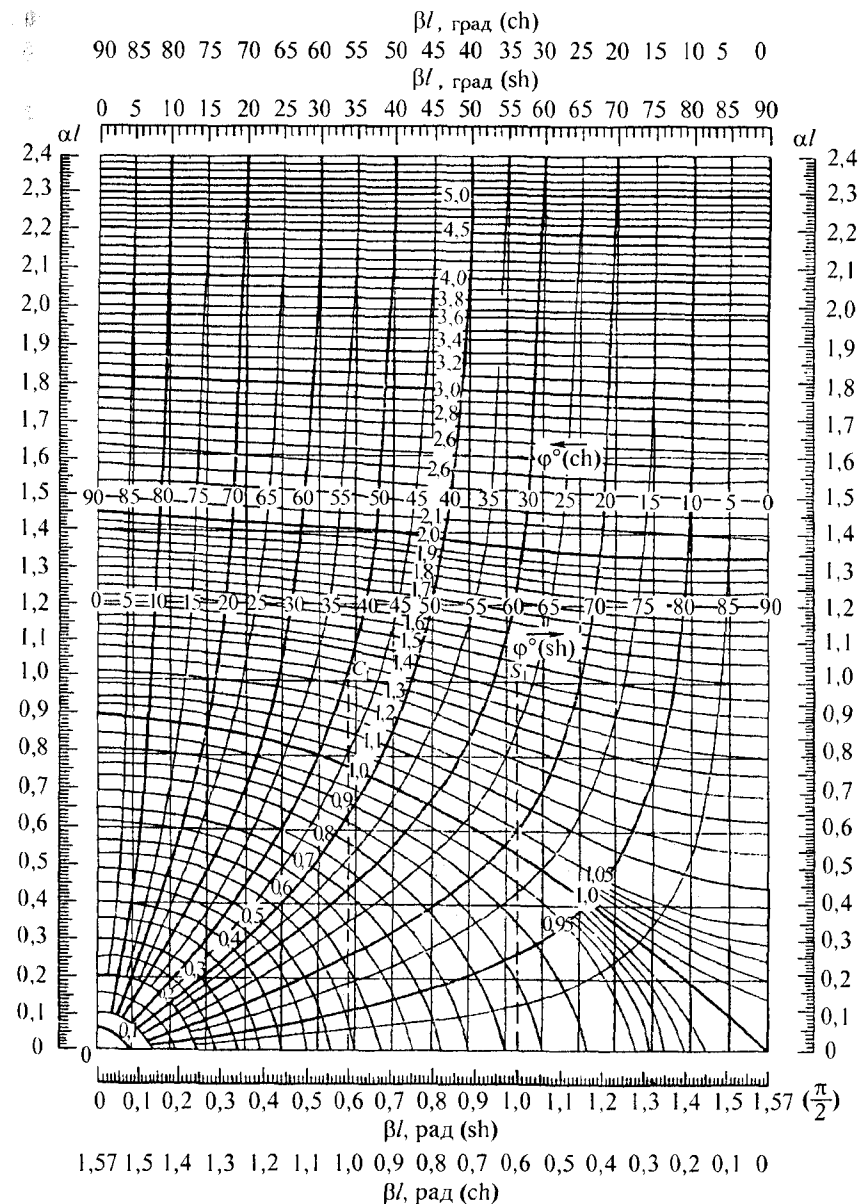


Рис. 3.2. Гиперболические функции от комплексного аргумента

$$\pm jSe^{j\varphi_S} = \pm Se^{-j(0,5\pi - \varphi_S)};$$

$$\pm jCe^{j\varphi_C} = \pm Ce^{-j(0,5\pi - \varphi_C)}.$$

По номограмме функции определяются для значений $\alpha l \leq 2,4$. При $\alpha l > 2,4$ без большой погрешности можно пользоваться формулой

$$\operatorname{sh} \gamma l \approx \operatorname{ch} \gamma l \approx 0,5 e^{\alpha l} e^{\beta l}.$$

Эта формула дает требуемую в инженерных расчетах точность, увеличивающуюся с ростом аргумента.

3.2. Электромагнитная связь в многопроводных системах

Как отмечалось выше, электромагнитная связь линий имеет место при наличии одновременного электрического и магнитного влияний между двумя или несколькими электрически длинными линиями. В электрически длинных линиях напряжения и токи не могут рассматриваться независимыми друг от друга. Они связаны друг с другом через волновое сопротивление соответствующей линии (подобно тому, как электрические и магнитные поля электромагнитных волн связаны друг с другом через волновое сопротивление пространства).

Является ли линия электрически длинной или короткой — определяется во временной и частотной областях по разным критериям [25]: во временной области линия считается электрически длинной, если время нарастания передаваемых по ней импульсов имеет один порядок со временем распространения импульса вдоль линии или даже меньше его, тем самым напряжение и ток линии зависят от места, т.е. $u = u(t, x)$ и $i = i(t, x)$; в частотной области линия считается электрически длинной, если комплексные амплитуды импульсов напряжения и тока зависят от расположения на линии, т.е. $U = U(x)$ и $I = I(x)$. Этот эффект имеет место, если длина волны имеет один порядок с длиной линии или даже меньше ее.

Математическое описание электромагнитной связи в многопроводных системах зависит от очень многих условий, поэтому принципиальный подход вначале проиллюстрируем на двухпро-

водной системе. Затем формально этот подход распространим на $(n+1)$ -проводную систему.

3.2.1. Электромагнитная связь двух линий

На рис. 3.3 показаны полевая и цепочечная модели двух параллельных линий с общим обратным проводом. Переменное магнитное поле $H(x, t)$, связанное с линейным током активного проводящего контура 1 (полезный сигнал), вернее, его поток, пронизывает пассивный соседний проводящий контур 2 и индуцирует там напряжение, которое вызывает в этом контуре индуктивный паразитный ток. Вследствие имеющейся между обеими линиями разности потенциалов существует переменное электрическое поле $E(x, t)$, которое наводит в пассивной линии емкостный паразитный ток.

Отличие от чисто индуктивной и емкостной связей состоит в том, что при электромагнитной связи величины u , i , а также E и H являются функциями места и времени и, кроме того, связаны между собой волновым сопротивлением соответствующей системы.

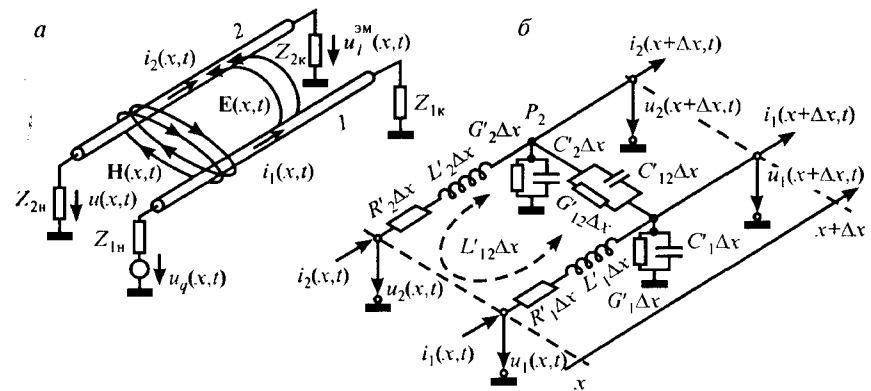


Рис. 3.3. Полевая (а) и цепочечная (б) модели электромагнитносвязанной двухпроводной системы с общим обратным проводом; 1 — линия, создающая помехи; 2 — линия, воспринимающая помехи; $R' = R/l$, $L' = L/l$, $C' = C/l$, $G' = G/l$ — удельные параметры линий

При выводе дифференциальных уравнений для напряжений и токов в связанных линиях рассмотрим вначале электрически короткий участок линий длиной Δx (рис. 3.3, б). Индуцирующее действие магнитного поля мешающей системы моделируется в схеме замещения взаимной индуктивностью $L'_{12}\Delta x$, действие электрического поля — емкостью связи $C'_{12}\Delta x$.

Применение второго закона Кирхгофа $\sum u = 0$ к контуру, образованному каждой линией с ее обратным проводом, последующее деление на Δx и, наконец, осуществление предельного перехода $\Delta x \rightarrow 0$ [23] дают:

$$\text{для линии 1} \quad -\frac{\partial u_1(x,t)}{\partial x} = R'_1 i_1(x,t) + L'_1 \frac{\partial i_1(x,t)}{\partial t} + L'_{12} \frac{\partial i_2(x,t)}{\partial t}, \quad (3.37)$$

$$\text{для линии 2} \quad -\frac{\partial u_2(x,t)}{\partial x} = R'_2 i_2(x,t) + L'_2 \frac{\partial i_2(x,t)}{\partial t} + L'_{21} \frac{\partial i_1(x,t)}{\partial t}.$$

Аналогично этому, применяя первый закон Кирхгофа к узлам P_1 и P_2 , получаем для линии 1 и для линии 2 соответственно:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial i_1(x,t)}{\partial x} &= (G'_1 + G'_{12})u_1(x,t) + (G'_1 + G'_{12})\frac{\partial u_1(x,t)}{\partial t} - \\ &\quad - G'_{12}u_2(x,t) - C'_{12}\frac{\partial u_2(x,t)}{\partial t}, \\ -\frac{\partial i_2(x,t)}{\partial x} &= (G'_2 + G'_{21})u_2(x,t) + (G'_2 + G'_{21})\frac{\partial u_2(x,t)}{\partial t} - \\ &\quad - G'_{21}u_1(x,t) - C'_{21}\frac{\partial u_1(x,t)}{\partial t}. \end{aligned} \quad (3.38)$$

В этих уравнениях появляются частные производные как по координате, так и по времени. Переходом из временной области $u(x,t), i(x,t)$ в частотную $\dot{U}(x), \dot{I}(x)$, т.е. ограничением синусоидальных возбуждений и переходом к комплексным амплитудам, которые содержат коэффициент $e^{j\omega t}$, временная зависимость может быть исключена с помощью подстановок

$$\frac{\partial}{\partial t} \rightarrow j\omega, \quad \frac{\partial}{\partial x} \rightarrow \frac{d}{dx}, \quad u_i(x,t) \rightarrow \dot{U}_i, \quad i_i(x,t) \rightarrow \dot{I}_i.$$

Получаем системы обыкновенных дифференциальных уравнений в частной области:

$$\text{для линии 1} \quad -\frac{d}{dx}\dot{U}_1 = (R'_1 + j\omega L'_1)\dot{I}_1 + j\omega L'_{12}\dot{I}_2,$$

$$\text{для линии 2} \quad -\frac{d}{dx}\dot{U}_2 = j\omega L'_{21}\dot{I}_1 + (R'_2 + j\omega L'_2)\dot{I}_2, \quad (3.39)$$

$$\text{или для линии 1} \quad -\frac{d}{dx}\dot{I}_1 = [G'_1 + G'_{12} + j\omega(C'_1 + C'_{12})]\dot{U}_1 - [G'_{12} + j\omega C'_{12}]\dot{U}_2,$$

$$\begin{aligned} \text{для линии 2} \quad -\frac{d}{dx}\dot{I}_2 &= (G'_{21} + j\omega C'_{21})\dot{U}_1 + \\ &+ [G'_2 + G'_{21} + j\omega(C'_2 + C'_{21})]\dot{U}_2. \end{aligned} \quad (3.40)$$

Переходя к матричной записи, можно компактно записать при одновременном сохранении наглядности:

$$-\frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R'_1 + j\omega L'_1) & j\omega L'_{12} \\ j\omega L'_{21} & (R'_2 + j\omega L'_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}, \quad (3.41)$$

$$-\frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G'_1 + G'_{12} + j\omega(C'_1 + C'_{12}) & -[G'_{12} + j\omega C'_{12}] \\ -[G'_{21} + j\omega C'_{21}] & G'_2 + G'_{21} + j\omega(C'_2 + C'_{21}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix}. \quad (3.42)$$

$$\begin{bmatrix} (R'_1 + j\omega L'_{11}) & j\omega L'_{12} \\ j\omega L'_{21} & (R'_2 + j\omega L'_{22}) \end{bmatrix}$$

называется матрицей удельных сопротивлений $[Z']$,
матрица коэффициентов

$$\begin{bmatrix} G'_1 + G'_{12} + j\omega(C'_1 + C'_{12}) & -(G'_{12} + j\omega C'_{12}) \\ -(G'_{21} + j\omega C'_{21}) & G'_2 + G'_{21} + j\omega(C'_2 + C'_{21}) \end{bmatrix} -$$

матрицей полных удельных проводимостей $[Y']$.

При помощи этих сокращений системы линейных дифференциальных уравнений (3.31) и (3.32) могут быть еще более упрощены:

$$-\frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \dot{U} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Z}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I} \end{bmatrix}, \quad (3.43)$$

$$-\frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Y}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U} \end{bmatrix}. \quad (3.44)$$

Повторное дифференцирование по координате и взаимная подстановка приводят к обыкновенным дифференциальным уравнениям 2-го порядка для напряжений U и токов I :

$$\frac{d^2}{dx^2} \begin{bmatrix} \dot{U} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Z}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{Y}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U} \end{bmatrix}, \quad (3.45)$$

$$\frac{d^2}{dx^2} \begin{bmatrix} \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Y}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{Z}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I} \end{bmatrix}. \quad (3.46)$$

После подстановки соответствующих величин и граничных условий по этим уравнениям могут быть определены напряжения и токи в любой точке, в частности, в начале и в конце обеих линий в частотной области [25].

3.2.2. Многопроводные системы с электромагнитной связью

Для многопроводной системы с n параллельными прямыми проводами и одним общим обратным матрицы удельных полных сопротивлений и проводимостей вышеприведенных систем дифференциальных уравнений (3.45) и (3.46) могут быть формально записаны в виде

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R'_{11} + j\omega L'_{11}) & j\omega L'_{12} & \dots & j\omega L'_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ j\omega L'_{n1} & j\omega L'_{n2} & \dots & (R'_{nn} + j\omega L'_{nn}) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \dot{Y}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^n (G'_{1k} + j\omega C'_{1k}) & \dots & -(G'_{1n} + j\omega C'_{1n}) \\ \dots & \dots & \dots \\ -(G'_{n1} + j\omega C'_{n1}) & \dots & \sum_{k=1}^n (G'_{nk} + j\omega C'_{nk}) \end{bmatrix}.$$

Электромагнитная связь отображается в матрицах $[A]$ и $[B]$ [25]. Они, как правило, не являются диагональными матрицами, так что напряжение и ток одной линии зависят от напряжений и токов всех других линий. Разделение дифференциальных уравнений возможно с помощью модального анализа. Этот подход демонстрируется для уравнения (3.45). В предположении существования матрицы преобразования $[T]$ с помощью линейного преобразования

$$\begin{bmatrix} \dot{U} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{W} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

получают новые, друг от друга линейно независимые напряжения

$$\begin{bmatrix} \dot{W} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \dot{W}_1(x), \dots, \dot{W}_n(x) \end{bmatrix},$$

для которых справедливы известные уравнения [25] простой линии

$$\frac{d^2}{dx^2} \begin{bmatrix} \dot{W} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{W} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

с диагональной матрицей

$$\begin{bmatrix} \dot{\Gamma}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\gamma}_1^2 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \dot{\gamma}_n^2 \end{bmatrix}.$$

Величины $\dot{\gamma}_1, \dots, \dot{\gamma}_n$ представляют собой известные из теории простой линии комплексные постоянные распространения. Если ввести в (3.45) преобразование, то получим

$$\frac{d^2}{dx^2} \begin{bmatrix} \dot{W} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{W} \end{bmatrix}. \quad (3.49)$$

При этом должны соблюдаться соотношения

$$\begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\Gamma}^2 \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \dot{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\Gamma}^2 \end{bmatrix}, \quad (3.50)$$

что непосредственно следует из сравнения (3.48) и (3.49). Для определения элементов неизвестной матрицы преобразования $\begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix}$ прежде всего нужно определить собственные значения матрицы $\begin{bmatrix} \dot{A} \end{bmatrix}$ из характеристического уравнения

$$\text{Det}(\begin{bmatrix} \dot{A} \end{bmatrix} - \lambda \begin{bmatrix} E \end{bmatrix}) = 0.$$

Матрица $\begin{bmatrix} E \end{bmatrix}$ представляет собой единичную матрицу.

Решение характеристического уравнения приводит к линейному уравнению n -й степени, решения которого $\lambda_1, \dots, \lambda_n$ называются собственными значениями матрицы $\begin{bmatrix} \dot{A} \end{bmatrix}$ и идентичны с квадратами постоянных распространения $\dot{\gamma}_1^2, \dots, \dot{\gamma}_n^2$. Элементы матрицы преобразования $\begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix}$ получают, например, путем применения правила Крамера [25].

Таким образом, с помощью модального анализа получают n новых волн напряжения, которые независимо друг от друга с принадлежащими им постоянными распространения движутся по проводной системе. Эти волны называют собственными волнами, или модами системы. Продемонстрированный выше подход может быть применен и к (3.46). Таким образом, каждое состояние связанной проводной системы по напряжению и току может быть представлено наложением ее собственных волн.

Так как для каждой собственной волны справедливо волновое уравнение, то, как и для простой линии, система дифференциальных уравнений (3.48) может быть решена по экспоненциальному закону Даламбера для каждой собственной волны отдельно:

$$\begin{bmatrix} \dot{W} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\dot{\gamma}x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{K} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e^{\dot{\gamma}x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{K}_0 \end{bmatrix}.$$

После определения векторов-столбцов прямой волны $\begin{bmatrix} \dot{K} \end{bmatrix}$ и обратной волны $\begin{bmatrix} \dot{K}_0 \end{bmatrix}$ из граничных условий в началах линий получают путем несколько более длинных вычислений значения напряжения и тока в любом месте многопроводной системы в зависимости от напряжений и токов в началах линий:

$$\begin{aligned} \dot{U}(x) = & \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} e^{-\dot{\gamma}x} \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{U}(0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\Gamma} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{Z}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}(0) \end{bmatrix} \right) + \right. \\ & \left. + \begin{bmatrix} e^{\dot{\gamma}x} \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{U}(0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\Gamma} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{Z}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}(0) \end{bmatrix} \right) \right\}, \end{aligned} \quad (3.51)$$

$$\begin{aligned} \dot{I}(x) = & \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \dot{Z}' \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\Gamma} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} e^{-\dot{\gamma}x} \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{U}(0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\Gamma} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{Z}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}(0) \end{bmatrix} \right) - \right. \\ & \left. - \begin{bmatrix} e^{\dot{\gamma}x} \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{U}(0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\Gamma} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{T} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{Z}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}(0) \end{bmatrix} \right) \right\}. \end{aligned} \quad (3.52)$$

Эти уравнения называются также обобщенными телеграфными уравнениями $(n + 1)$ -проводной системы. Первый член описывает бегущие по проводной системе, второй — обратные волны. Из наложения бегущих и обратных волн напряжения и тока получаются напряжения и токи в любом месте проводной системы.

При учете условий соединений в начале и конце линий из телеграфных уравнений при двух линиях могут быть определены возникающие на концах линии напряжения связи. Рассмотрение связанных многопроводных систем во временной области математически получается более сложным. По данному вопросу имеется обширная специальная литература, приведенная в [25].

3.2.3. Связь электромагнитным излучением

Под такой связью подразумевают воздействие электромагнитного волнового поля на структуры проводников.

В главе 2 предполагалось, что электрические и магнитные переменные поля возникают как самостоятельные феномены без взаимной связи. Впрочем, это предположение всегда допустимо, пока мы находимся в ближнем поле мешающей системы (см. ниже разд. 5.1). В дальнем поле напряженности \mathbf{E} и \mathbf{H} возникают всегда вместе и связаны законом электромагнитной индукции

$$\text{rot} \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t. \quad (3.53)$$

В этом случае говорят об электромагнитной волне. Ее напряженности \mathbf{E} и \mathbf{H} могут быть указаны индивидуально, однако они более не являются независимыми друг от друга, как у квазистатических, электрических и магнитных полей.

Падающая на некоторую конфигурацию системы проводов электромагнитная волна \mathbf{E}_n , \mathbf{H}_n вызывает там токи и напряжения, которые, со своей стороны, являются причиной отраженной электромагнитной волны \mathbf{E}_o , \mathbf{H}_o . Падающая и отраженная волны в сумме образуют остаточное поле. Напряженности этого остаточного поля получают путем решения уравнений Максвелла для данных граничных условий. С другой стороны, можно быстро составить уравнения линии с учетом вызванных падающей волной токов и напряжений. Принцип происходящего покажем здесь на примере

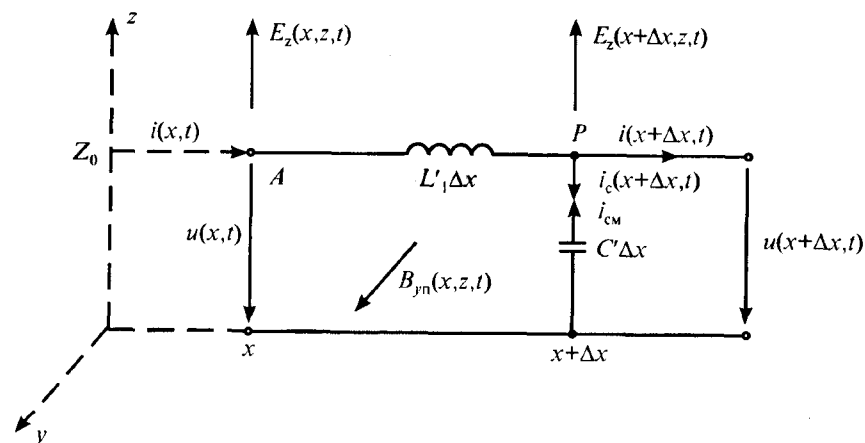


Рис. 3.4. Отрезок Δx электрически длинной двухпроводной линии без потерь

короткого отрезка Δx электрически длинной, не имеющей потерь двухпроводной измерительной линии [25] (рис. 3.4).

Индуктивность проводящего контура, образованного прямым и обратным проводами, а также емкость между прямым и обратным проводами относятся к длине линии, т.е. представляются как погонные параметры линии:

$$L' = \Delta L / \Delta l \text{ и } C' = \Delta C / \Delta l.$$

Меняющиеся во времени величины $u(t)$ и $i(t)$ определяются только сосредоточенными элементами эквивалентной схемы замещения. Применение метода контурных токов для контура C площадью A при учете эдс позволяет рассчитать индуктированное магнитным полем напряжение

$$U_0 = -\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_A B_n dA = -\frac{\partial}{\partial t} \int_x^{x+\Delta x} \int_0^{Z_0} B_{yn}(x, z, t) dz dx, \quad (3.54)$$

или

$$L' \Delta x \frac{di(x, t)}{dt} + u(x + \Delta x, t) - u(x, t) - \frac{\partial}{\partial t} \int_x^{x+\Delta x} \int_0^{Z_0} B_{yn}(x, z, t) dz dx = 0.$$

После деления на Δx и перехода к пределу для $\Delta x \rightarrow 0$ имеем

$$L' \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} + \frac{\partial u(x, t)}{\partial x} = \frac{\partial}{\partial t} \int_0^{Z_0} B_{yn}(x, z, t) dz. \quad (3.55)$$

Расчет по методу узловых потенциалов в точке P с учетом индуктивной электрической составляющей поля электромагнитной волны дополнительного тока смещения через емкость $C'\Delta x$

$$i_{cm} = C'\Delta x \frac{\partial}{\partial t} \int_0^{Z_0} E_{zn}(x + \Delta x, z, t) dz \quad (3.56)$$

приводит к

$$i(x, t) - i(x + \Delta x, t) - C'\Delta x \frac{\partial u(x + \Delta x, t)}{\partial t} + C'\Delta x \frac{\partial}{\partial t} \int_0^{Z_0} E_{zn}(x + \Delta x, z, t) dz = 0$$

После деления на Δx и перехода к пределу для $\Delta x \rightarrow 0$ получим

$$C' \frac{\partial u(x, t)}{\partial t} + \frac{\partial i(x, t)}{\partial x} = C' \frac{\partial}{\partial t} \int_0^{Z_0} E_{zn}(x, z, t) dz. \quad (3.57)$$

Левые части уравнений (3.55) и (3.57) представляют собой известные связанные дифференциальные уравнения первого порядка, которые описывают напряжения и токи в длинных линиях в зависимости от места и времени, правые части — функции помех, или возмущающие функции системы. Решение этой системы уравнений по методу параметров состояния приводит при любых возмущениях к искомым напряжениям на нагрузке, соответствующей волновому сопротивлению при $x = 0$ и $x = l$ (на рис. 3.4 не показаны).

В эквивалентной схеме, составленной только на основании теории цепей, связь через излучение может быть представлена распределенными источниками напряжения и тока, которые соответствуют возмущающим функциям (рис. 3.5).

Моделирование связи электромагнитным излучением на линиях с помощью индуктивностей и емкостей линии по рис. 3.4 и 3.5 справедливо только для возмущающих функций, время нарастания которых велико по сравнению с временем движения между проводами поперек направления распространения (ТЕМ-моды,

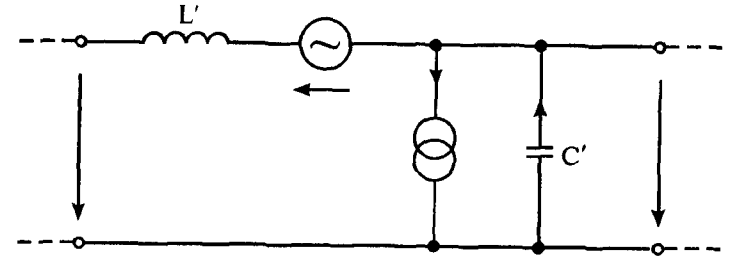


Рис. 3.5. Моделирование связи через излучение распределенными источниками напряжения и тока

теория бегущих волн). Эта предпосылка при связи электромагнитным излучением с обычными измерительными и сигнальными линиями практически всегда выполнена. Что касается воздействия электромагнитного импульса ядерного взрыва на линии энергопередачи, то этот случай должен быть обсужден с позиций теории поля.

Оба уравнения (3.55) и (3.57) для двух неизвестных $u(x, t)$ и $i(x, t)$ могут быть также преобразованы в два отдельных уравнения, каждое для одной неизвестной. Если продифференцировать одно уравнение по x , другое по t и оба преобразовать, то это приведет к разделению напряжения и тока:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} - L'C' \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} = & -C' \frac{\partial^2}{\partial t^2} \int_0^{Z_0} B_{yn}(x, z, t) dz + \\ & + \frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial}{\partial x} C' \int_0^{Z_0} E_{zn}(x, z, t) dz, \end{aligned} \quad (3.58)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - L'C' \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = & -L'C' \frac{\partial^2}{\partial t^2} \int_0^{Z_0} E_{zn}(x, z, t) dz + \\ & + \frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial}{\partial x} \int_0^{Z_0} B_{yn}(x, z, t) dz. \end{aligned} \quad (3.59)$$

Наконец, можно при использовании соотношения $\text{rot } \mathbf{E} = -d\mathbf{B}/dt$ в декартовых координатах [25] выразить правые части только электрической или магнитной составляющей поля.

Рассмотренные выше решения уравнений были приведены во временной области. Для упрощения расчетов математическая модель может быть представлена в частотной области. Неизвестные величины $u(x, t)$ и $i(x, t)$ переходят в этом случае в комплексные амплитуды $\dot{U}(x)$ и $\dot{I}(x)$, зависящие только от координат. Далее мы заменяем d/dt на $j\omega$, а d^2/dt^2 на $(j\omega)^2$, уравнения (3.57) переходят в более простые:

$$j\omega C' \dot{U}(x) + \frac{d\dot{I}(x)}{dx} = j\omega C' \int_0^{Z_0} \dot{E}_{zn}(x, z) dz,$$

$$j\omega L' \dot{I}(x) + \frac{d\dot{U}(x)}{dx} = j\omega \int_0^{Z_0} \dot{B}_{yn}(x, z) dz.$$

Уравнения (3.57) и (3.58) приобретают вид

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \dot{U}(x)}{dx^2} - (j\omega)^2 L' C' \dot{U}(x) = \\ = -(j\omega)^2 L' C' \int_0^{Z_0} \dot{E}_{zn}(x, z) dz + j\omega \frac{d}{dx} \int_0^{Z_0} \dot{B}_{yn}(x, z) dz, \end{aligned} \quad (3.60)$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \dot{I}(x)}{dx^2} - (j\omega)^2 L' C' \dot{I}(x) = \\ = -(j\omega)^2 C' \int_0^{Z_0} \dot{B}_{yn}(x, z) dz + j\omega C' \frac{d}{dx} \int_0^{Z_0} \dot{E}_{zn}(x, z) dz. \end{aligned} \quad (3.60')$$

Уравнения (3.58) — (3.60') формально соответствуют известному телеграфному уравнению во временной и частотной областях.

По сравнению с квазистатической связью решения для наведенных напряжений и токов при связи электромагнитным излучением

обнаруживают одну особенность. Несмотря на согласование по концам в линиях из-за многократного отражения синфазных величин образуются явно выраженные колебания, вызванные волнами, основная частота которых определяется постоянной распространения линий. Поэтому наведенные помехи могут при этой частоте и кратных ей обнаруживать явные резонансные всплески или другие проявления. Подробные числовые примеры для большого количества различных линий приводятся в [25].

Важную модификацию рассмотренной здесь симметричной линии в свободном пространстве представляет система «провод — земля», например, в форме оболочки кабеля, подвешенного над землей. В этом случае падающая электромагнитная волна отражается от более или менее хорошо проводящей поверхности земли, так что в качестве возмущающих функций должна быть представлена суперпозиция полей приходящей и отраженной волн. Если токи по оболочке рассчитаны, может быть определено и напряжение помех с учетом полного сопротивления связи, действующее внутри сигнального кабеля.

Вышеприведенные соображения дают лишь беглый взгляд на принципиальную методику расчета связей электромагнитным излучением. Более подробно с математическими расчетами связей электромагнитного излучения можно ознакомиться в [25].

Уменьшение связей электромагнитного излучения достигается путем скручивания, экранирования и другими способами.

3.3. Распространение электромагнитных колебаний по многопроводным линиям

Строгое решение задачи о распространении электромагнитной энергии вдоль проводов, осуществляемое с помощью уравнений электромагнитного поля, сопряжено со значительными математическими трудностями. Поэтому в технике проводной связи и энергетике прибегают к упрощенному способу описания, основанному на применении телеграфных уравнений. Эти уравнения позволяют достаточно просто учесть конечную проводимость проводов и окружающей среды, а также приближенно определять отражение от неоднородных (нерегулярных) участков линии и от сосредоточен-

ных неоднородностей. Для двухпроводной линии, расположенной в однородном пространстве, эти уравнения впервые были получены Кирхгофом и Хевисайдом на базе теории квазистационарных электрических цепей. Общеизвестными они стали после того, как Пуанкаре исследовал их решение. В последующем было показано, что телеграфные уравнения для двухпроводной линии, расположенной в однородной диэлектрической среде, могут быть получены из уравнений электромагнитного поля, если для проводов и среды выполняются следующие условия:

1) токи смещения в проводах настолько малы, что ими можно пренебречь по сравнению с токами проводимости;

2) волновое сопротивление среды между проводами значительно больше удельного поверхностного сопротивления проводов.

Особое место среди работ, посвященных выводу телеграфных уравнений из уравнений электромагнитного поля, занимает работа Карсона [30]. Она имеет очень важное практическое значение, так как доказывает справедливость этих двух уравнений для цепи, образованной проводом, расположенным над плоской однородной землей, и самой землей. Решение строится следующим образом. задается вид продольной составляющей напряженности электрического поля в земле E , а поперечные составляющие напряженности магнитного поля выражаются через производные от E . Магнитное поле представляется суперпозицией первичного (возбуждаемого током в проводе) и вторичного (отраженного от поверхности земли) полей. Используются граничные условия на поверхности земли для составляющих напряженности магнитного поля и отыскиваются неизвестные функции, входящие в эти составляющие. Таким образом, магнитное поле в воздухе и земле, а также электрическое поле оказываются выраженными через ток в проводе и производную потенциала вдоль поверхности провода. На этом завершается первый этап, связанный с построением электромагнитного поля бесконечно протяженного провода, расположенного над плоской поверхностью однородной земли.

В действительности однородная структура земли встречается очень редко. Поэтому был разработан метод перехода от многослойной земли к эквивалентной однородной, который заключается в последовательном графическом или аналитическом (с помо-

щью ЭВМ) приведении нижних двух слоев к одному эквивалентному, затем эквивалентного и следующего слоя к новому эквивалентному и т.д. до верхнего слоя. При этом однородной структуре присваиваются все свойства многослойного массива и вводится понятие удельной эквивалентной проводимости земли $\sigma_{\text{экр}}$. Если аргумент незначительно отличается от нуля, т. е. справедливо равенство

$$|I_m[\sigma_{\text{экр}}]| \leq \frac{|\operatorname{Re}[\sigma_{\text{экр}}]|}{10},$$

то расчет коэффициента взаимной индуктивности можно производить по формулам Поллячека [29] для однородной земли.

Следующий этап связан с решением краевой задачи о распределении тока по длине провода при известном поле. Для решения этой задачи используется представление продольной составляющей электрического поля в воздухе через векторный и скалярный потенциалы:

$$E_z = j\omega A_z - \operatorname{grad} U.$$

Эта продольная составляющая выражается через продольную составляющую электрического поля на поверхности земли, линейный интеграл от поперечной составляющей напряженности магнитного поля в воздухе по вертикальной координате и производную вдоль провода от скалярного потенциала. Ключевым моментом этой части задачи является запись граничного условия на поверхности провода в виде равенства продольной составляющей напряженности электрического поля и падения напряжения на внутреннем сопротивлении провода. Это равенство сразу же дает уравнение, связывающее ток с изменением напряжения вдоль провода на малом его отрезке, т.е. телеграфное уравнение.

При доказательстве, наряду с указанными ранее условиями 1, 2, было привлечено дополнительное предположение о равенстве нулю поперечных составляющих электрического поля и продольной составляющей магнитного поля в земле. Составляющие электромагнитного поля провода выражались, таким образом, только через продольную составляющую напряженности электромагнитного поля, т.е. предполагалось, что в электромагнитном поле провода

над землей, как и в волноводе, существует деление на E - и H -волны. Это предположение, вообще говоря, не верно, так как электромагнитное поле прямолинейного провода, расположенного над плоской поверхностью земли, не является симметричным ни по отношению к току в проводе, ни по отношению к току в земле. Такое поле является гибридным и должно содержать все шесть компонентов векторов E и H .

Последовавшие за этой работой многочисленные уточнения показали, что, несмотря на принятые допущения, в диапазоне частот вплоть до 1 МГц результаты, полученные Карсоном для длинных линий, несущественно отличаются от результатов исследований, выполненных в более строгой постановке. Наглядность вывода и простота конечных выражений определили популярность этого решения и его широкое практическое применение.

3.3.1. Матричные телеграфные уравнения

Современные воздушные линии различного назначения являются, как правило, многопроводными. Поэтому в распространении электромагнитных колебаний по линии принимают участие все ее провода. Это обстоятельство учитывается введением матричных телеграфных уравнений, которые внешне выглядят так же, как уравнения двухпроводной линии:

$$-\frac{d\dot{U}}{dx} = \mathbf{Z}\dot{I}; \quad -\frac{d\dot{I}}{dx} = \mathbf{Y}\dot{U}. \quad (3.61)$$

Но в отличие от двухпроводной линии все величины, входящие в (3.61), являются матрицами. Коэффициенты \mathbf{Z} и \mathbf{Y} являются квадратными матрицами, а токи и напряжения — столбцовыми. Эти уравнения определяют связь между токами и напряжениями во всех проводах многопроводной линии. Решение матричных телеграфных уравнений без применения вычислительной техники возможно только для самых простых случаев однородных линий и когда количество проводов невелико. Поэтому в теории связи по проводным линиям, становление которой происходило в начале XX века, когда ЭВМ не существовало, развились приближенные методы. В приближенных методах рассматривалась не вся линия в целом со

всеми ее проводами, а отдельная цепь связи. Влияние остальных цепей на распространение сигналов связи по отдельной цепи учитывалось как влияние через третьи цепи [32]. Этот термин, принятый в теории связи, означает следующее. Первоначально предполагается, что токи и напряжения в рассматриваемой цепи не зависят от соседних цепей. Однородные уравнения решают для уединенной цепи и определяют токи и напряжения, действующие в ней. Затем из решения неоднородных уравнений находят токи и напряжения, наведенные в соседней цепи.

Зная наведенные токи и напряжения в соседней цепи, определяют наведенные токи и напряжения в первой цепи по той же схеме и т.д. По существу этот метод есть не что иное, как первый шаг метода последовательных приближений. На линиях связи расстояния между проводами существенно меньше расстояний между проводами и землей; именно это обстоятельство позволяет получить удовлетворительную точность от применения описанного приближенного метода к задачам о распространении сигнала по линиям связи. По этой же причине описанный метод оказался непригодным для исследования распространения сигналов высокочастотной связи по проводам высоковольтных линий. Развитие техники высокочастотной связи по высоковольтным линиям поставило перед специалистами вопрос о необходимости разработки более точного, удобного и универсального метода расчетного определения токов и напряжений в проводах многопроводных линий при различных конечных условиях.

Усилиями отечественных и зарубежных исследователей были разработаны методы решения матричных телеграфных уравнений для различных ВЛ. Эти методы развивались по двум направлениям: модальному и фазному [32]. В модальном методе предполагается, что фазные токи и напряжения в проводах многопроводной линии могут быть представлены суперпозицией независимых модальных составляющих:

$$U = \lambda \cdot U_S; \quad I = \delta \cdot I_S, \quad (3.62)$$

где U_S и I_S — столбцовые матрицы напряжений и токов волновых мод;

λ и δ — некоторые преобразующие квадратные матрицы.

Подставляя (3.62) в (3.61), выполняя несложные преобразования и решения уравнений, находят выражения, связывающие модальные составляющие токов и напряжений в начале и конце участка линии:

$$\begin{aligned} U_{SН} &= \text{ch}(\gamma_S l) U_{SК} + \text{sh}(\gamma_S l) Z_B I_{SК}, \\ I_{SН} &= Z_B^{-1} \text{sh}(\gamma_S l) U_{SК} + \text{ch}(\gamma_S l) I_{SК}, \end{aligned} \quad (3.63)$$

где $\text{sh } \gamma_S l$ и $\text{ch } \gamma_S l$ — гиперболические функции от диагональной матрицы $\gamma_S l$;

$\gamma_S = \lambda^{-1} \tilde{A} \lambda$ — диагональная матрица коэффициентов распространения волновых мод;

$\tilde{A} = \sqrt{ZY}$ — матричный коэффициент распространения в фазных координатах;

Z и Y — квадратные матрицы собственных и взаимных сопротивлений и проводимостей единицы длины проводов линии;

Z_B — диагональная матрица модальных волновых сопротивлений;

l — длина однородного участка линии.

Фазные токи и напряжения в начале и конце однородного участка линии в соответствии с (3.62) оказываются связанными уравнениями симметричного многополюсника:

$$\begin{aligned} U_H &= A_{11} U_K + A_{12} I_K, \\ I_H &= A_{21} U_K + A_{22} I_K, \end{aligned} \quad (3.64)$$

где

$$\begin{aligned} A_{11} &= \lambda \text{ch } \gamma_S l \cdot \lambda^{-1}, & A_{12} &= \lambda \text{sh } \gamma_S l \cdot Z_B \delta^{-1}, \\ A_{21} &= \delta Z_B^{-1} \text{sh } \gamma_S l \cdot \lambda^{-1}, & A_{22} &= \delta \text{ch } \gamma_S l \cdot \delta^{-1}. \end{aligned} \quad (3.65)$$

Таким образом, найдя матрицу γ_S для однородного участка линии и зная токи и напряжения в его начале, можно определить напряжения и токи в конце указанного участка линии. Если линия состоит из большого числа различных однородных участков, а это соответствует реальным условиям, то определение токов и напряжений в конце такой линии становится весьма сложным, требующим привлечения современной вычислительной техники и сложного программного обеспечения.

В фазном методе формальное решение (3.62) записывается так же, как и для двухпроводной линии, т. е.

$$\begin{aligned} U &= e^{-Ax} B_1 + e^{Ax} B_2, \\ Z_B I &= e^{-Ax} B_1 - e^{Ax} B_2, \end{aligned} \quad (3.66)$$

где Z_B — квадратная матрица волновых сопротивлений в фазных координатах.

Полагая в (3.66) $x = 0$ и $x = l$, можно получить уравнения (3.64), коэффициенты которых выражаются через гиперболические функции Al :

$$\begin{aligned} A_{11} &= \text{ch } \tilde{A} l, & A_{12} &= Z_B \text{sh } \tilde{A} l, & A_{21} &= Z_B^{-1} \text{sh } \tilde{A} l, \\ A_{22} &= Z_B^{-1} \text{ch } \tilde{A} l. \end{aligned} \quad (3.67)$$

Легко показать, что фазный и модальный методы в конечном итоге дают полностью совпадающие результаты. Трудоемкость вычисления коэффициентов (3.64) по обоим методам примерно одинакова. Некоторым преимуществом фазного метода является сравнительно простое описание с помощью функций от матриц результатов решения и промежуточных вычислений. Недостатком модального метода в сравнении с фазным является отсутствие наглядности и возможности упрощенного анализа распространения сигналов вдоль многопроводных линий.

С помощью перечисленных методов весьма удобно исследовать проблему электромагнитной совместимости такой сложной функциональной системы, как система тягового электроснабжения и протяженных линий воздушной связи и железнодорожной автоматики. Причем решать эту задачу можно исходя из анализа электромагнитных процессов в многопроводных линиях, включающих в себя как влияющие линии (тяговая сеть, линии продольного электроснабжения, питающие линии автоблокировки и т.д.), так и подверженные влиянию (линии связи, рельсовые цепи железнодорожной автоматики и т.п.), т. е. рассматривать одновременно взаимодействие всего множества перечисленных проводов, а не как это делается в работе [32], где используется метод суперпозиций.

В итоге можно оценить не только влияние сильноточных линий на слаботочные, но и экранирующее действие соседних проводов.

3.3.2. Электромагнитное поле над поверхностью земли

Вывод телеграфных уравнений, учитывающих взаимное расположение и протяженность линий, требует определения параметров электромагнитного поля провода ограниченной длины. Волновые параметры многопроводной воздушной линии определяются на основе решения уравнений Максвелла, с учетом влияния земли.

Задача решается при следующих допущениях:

1) полагаем, что линия состоит из n длинных параллельных однородных проводов круглого сечения с гладкой поверхностью, параллельных поверхности земли;

2) пренебрегаем эффектом близости в проводах, который очень мало влияет на решение вследствие больших расстояний между проводами и проводов до земли по сравнению с радиусами проводов;

3) пренебрегаем влиянием активной проводимости изоляции, которая очень мала для проводов воздушных линий;

4) не учитываем влияния концевых эффекта и излучения в начале и конце линии.

В однородных и изотропных средах при отсутствии свободных зарядов уравнения Максвелла имеют вид

$$\operatorname{rot} \dot{H} = j\omega\epsilon \dot{E}, \quad \operatorname{rot} \dot{E} = -j\omega\mu \dot{H}, \quad (3.68)$$

$$\operatorname{div} \dot{H} = 0, \quad \operatorname{div} \dot{E} = 0,$$

где \dot{H} и \dot{E} — комплексные амплитуды напряженности магнитного и электрического полей;

$$\epsilon = \epsilon - j\frac{1}{\omega\rho},$$

μ , ϵ и ρ — соответственно магнитная и диэлектрическая проницаемости и удельное сопротивление среды.

Из уравнений (3.68) при последовательном исключении \dot{H} и \dot{E} получаются волновые уравнения:

$$\Delta\Psi + k^2\Psi = 0, \quad (3.69)$$

$$k^2 = \omega^2\epsilon\mu, \quad (3.70)$$

где Ψ — любая из прямоугольных составляющих \dot{H} и \dot{E} ,

$$\Delta\Psi = \frac{\partial^2\Psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2\Psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2\Psi}{\partial z^2}. \quad (3.71)$$

При этом решение уравнения (3.69) можно представить в виде суммы падающих и отраженных волн:

$$\Psi = \Psi_n + \Psi_o = \Psi_n(0)e^{-\gamma x} + \Psi_o(0)e^{\gamma x}. \quad (3.72)$$

Здесь $\gamma = \alpha + j\beta$ — коэффициент распространения, где α и β — коэффициенты затухания и фазы.

Следовательно,

$$\frac{\partial^2\Psi}{\partial x^2} = \gamma^2\Psi. \quad (3.73)$$

Подставляя (3.73) в (3.69), получаем

$$\begin{aligned} \Delta_{yz}\Psi + m^2\Psi &= 0, \\ m^2 &= k^2 + \gamma^2, \end{aligned} \quad (3.74)$$

$$\Delta_{yz} = \frac{\partial^2\Psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2\Psi}{\partial z^2}. \quad (3.75)$$

Таким образом, в случае поверхностных волн задача сводится к решению уравнения с двухмерным лапласианом [32].

3.3.3. Распространение электромагнитных колебаний вдоль однородных воздушных линий

В электротехнике общепринято анализировать распространение волн вдоль линии на основе решения телеграфных уравнений. Представляя телеграфные уравнения в матричной форме (речь о них уже шла выше), можно применить специфические матричные методы решения, которые хорошо реализуются на ЭВМ.

Вывод телеграфных уравнений в матричной форме выглядит следующим образом.

Обозначим столбцовые матрицы напряжений и токов в проводах:

$$\|U\| = \begin{pmatrix} U_1 \\ \vdots \\ U_n \end{pmatrix}, \quad \|I\| = \begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix}. \quad (3.76)$$

Представим уравнение для комплексной амплитуды потенциала k -го провода:

$$U_k = \frac{j}{2\pi\omega\epsilon_0} \sum_{i=1}^n N_{ik} \frac{dI_i}{dx} \quad (k=1,2,\dots,n) \quad (3.77)$$

и уравнение

$$\sum_{i=1}^n B_{ik} I_i = 0 \quad (k=1,2,\dots,n), \quad (3.78)$$

где I_i — ток в i -м проводе; ω — круговая частота;

$$B_{kk} = -\xi N_{kk} + F_{kk} + M_k, \quad B_{ik} = -\xi N_{ik} + F_{ik}, \quad (3.79)$$

$$N_{ik} = \ln \frac{r'_{ik}}{r_{ik}}, \quad N_{kk} = \ln \frac{2h_k}{r_k}, \quad (3.80)$$

$$r_{ik} = \sqrt{(h_i - h_k)^2 + (b_i - b_k)^2}, \quad (3.81)$$

$$r'_{ik} = \sqrt{(h_i + h_k)^2 + (b_i - b_k)^2},$$

$$F_{ik} = 2 \int_0^\infty \frac{1}{v + \sqrt{v^2 - (k_3^2 - k_0^2)}} e^{-v(h_p + h_{ik})} \times \\ \times \cos v(b_p - b_{ik}) \cdot dv, \quad (3.82)$$

k_0 — волновой коэффициент в воздухе, k_3 — в земле,

$k_i = \omega \sqrt{\epsilon_i \mu_i}$ — волновое число;

в матричной форме

$$\|U\| = \frac{j}{2\pi\omega\epsilon_0} \|N\| \frac{d}{dx} \|I\|, \quad (3.83)$$

$$\|B\| \|I\| = 0, \quad (3.84)$$

где $\|N\|$ — квадратная симметричная ($N_{ik} = N_{ki}$) матрица, члены которой определяются формулами (3.80);

$\|F\|$ — квадратная симметричная матрица, члены которой определяются выражением (3.82);

$\|M\|$ — диагональная матрица, ее члены определяются формулами

$$M_k = \frac{2\pi}{j\omega\mu_0} Z_{k \text{ вт}}, \quad (3.85)$$

$$Z_{k \text{ вт}} = \frac{k_1 \rho_1 J_0(k_1 \eta)}{2\pi \eta J_1(k_1 \eta)}, \quad (3.86)$$

J_0 и J_1 — функции Бесселя 1-го рода нулевого и 1-го порядков (индексы «1» при k , ρ и η показывают, что эти величины относятся к первому проводу).

После дифференцирования (3.83) по x :

$$-\frac{d}{dx} \|U\| = -\frac{\gamma^2}{k_0^2} \cdot \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \|N\| \|I\|. \quad (3.87)$$

Умножив уравнение (3.84) на величину $\frac{j\omega\mu_0}{2\pi}$ и сложив результат с правой частью (3.87), получим

$$-\frac{d}{dx} \|U\| = \|Z\| \|I\|. \quad (3.88)$$

Здесь $\|Z\|$ — квадратная симметричная матрица погонных сопротивлений линии:

$$\|Z\| = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} (\|N\| + \|F\| + \|M\|). \quad (3.89)$$

В этом выражении матрица $\|N\|$ характеризует внешние собственные и взаимные индуктивные сопротивления проводов при идеальной проводимости земли, матрица $\|F\|$ — дополнительные внешние собственные и взаимные сопротивления проводов, возникшие из-за конечной проводимости земли, а матрица $\|M\|$ — собственные внутренние сопротивления проводов.

Из уравнения (3.83) получим

$$-\frac{d}{dx}\|I\| = \|Y\|\|U\|, \quad (3.90)$$

где квадратная симметричная матрица погонных проводимостей земли

$$\|Y\| = 2\pi\epsilon_0 j\omega\|N\|^{-1}, \quad (3.91)$$

$\|N\|^{-1}$ — матрица, обратная матрице $\|N\|$.

Итак, из уравнений Максвелла получены обычные телеграфные уравнения линии (3.88) и (3.90) в матричной форме.

Для решения уравнений (3.88) и (3.90) преобразуем их, исключая из них матрицы токов и напряжений:

$$\frac{d^2\|U\|}{dx^2} = \|P\|\|U\|, \quad \frac{d^2\|I\|}{dx^2} = \|P'\|\|I\|, \quad (3.92)$$

где обозначено: $\|P\| = \|Z\|\|Y\|$, $\|P'\| = \|Y\|\|Z\|$. (3.93)

Штрих сверху — знак транспозиции матрицы.

Решение уравнения (3.92) в матричном виде для напряжений на проводах n -проводной линии, написанное по аналогии с решением для двухпроводной линии, имеет вид

$$\|U\| = e^{-\|\Gamma\|x}\|B_1\| + e^{\|\Gamma\|x}\|B_2\| = \|U_n\| + \|U_o\|. \quad (3.94)$$

Здесь квадратная недиагональная матрица коэффициентов распространения

$$\|\Gamma\| = (\|Z\|\|Y\|)^{\frac{1}{2}}, \quad (3.95)$$

где $e^{-\|\Gamma\|x}$, $e^{\|\Gamma\|x}$ — экспоненциальные функции от квадратной матрицы $\|\Gamma\|x$, которые также являются квадратными матрицами; $\|B_1\|$, $\|B_2\|$ — столбцовые матрицы постоянных интегрирования.

Главной трудностью является вычисление функции от матрицы. Для этого предварительно необходимо определить все собственные значения матрицы $\|P\|$, т.е. найти все коэффициенты распространения волновых каналов. Однако непосредственная диагонализация этой матрицы связана с серьезными вычислительными трудностями, так как коэффициенты распространения различных волновых каналов мало отличаются по модулю друг от друга. Решение существенно упрощается, если преобразовать матрицу $\|P\|$ так, чтобы при диагонализации получать матрицу не коэффициентов распространения, а малых относительных поправок, учитывающих влияние потерь.

Из уравнений (3.93), (3.89) и (3.91) следует:

$$\|P\| = \gamma_0^2(\|I\| + \|T\|), \quad (3.96)$$

где

$$\|T\| = (\|F\| + \|M\|)\|N\|^{-1}, \quad (3.97)$$

$\|I\|$ — диагональная единичная матрица.

Подставляя выражение (3.96) в уравнение

$$\|\lambda\|^{-1}\|P\|\|\lambda\| = \|\gamma^2\|, \quad (3.98)$$

где $\|\gamma^2\|$ — диагональная матрица собственных значений,

$\|\lambda\|$ — квадратная матрица собственных векторов,

получаем

$$\|\lambda\|^{-1}\|T\|\|\lambda\| = \|\xi\|, \quad (3.99)$$

где диагональная матрица малых относительных поправок, которая определена как матрица собственных значений матрицы $\|T\|$:

$$\|\xi\| = \frac{1}{\gamma_0^2}\|\gamma^2\| - \|I\|. \quad (3.100)$$

Диагонализация этой матрицы производилась по алгоритму, приведенному в [32]. Смысл этого алгоритма заключается в следующем. Сначала исходная матрица приводится к верхнетреугольной матрице (форме Хесенберга). Затем вычисляются собственные значения и собственные векторы произвольной матрицы ($n \cdot n$).

Из выражения (3.100) получаем

$$\|\gamma^2\| = \gamma_0^2 (\|\xi\| + \|1\|), \quad (3.101)$$

где коэффициент распространения линии без потерь

$$\gamma_0 = jk_0 \quad (k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} = \frac{2\pi}{3} \cdot 10^{-8} f). \quad (3.102)$$

Используя выражение для вычисления функции от матрицы (3.95), можно записать

$$\|\Gamma\| = \|\lambda\| \|\gamma\| \|\lambda\|^{-1}, \quad (3.103)$$

где $\|\gamma\|$ — диагональная матрица, члены которой являются квадратными корнями из членов матрицы $\|\gamma^2\|$.

Квадратная матрица фазных волновых сопротивлений вычисляется по формуле

$$\|Z_v\| = \|\Gamma\|^{-1} \|Z\|. \quad (3.104)$$

При $x = l$ и $x = 0$ из уравнений (3.94) с использованием (3.104) имеем:

$$\left. \begin{aligned} \|U_k\| &= e^{-\|\Gamma\|l} \|B_1\| + e^{\|\Gamma\|l} \|B_2\| \\ \|Z_v\| \|I_k\| &= e^{-\|\Gamma\|l} \|B_1\| - e^{\|\Gamma\|l} \|B_2\| \end{aligned} \right\}, \quad (3.105)$$

$$\left. \begin{aligned} \|U_k\| &= \|B_1\| + \|B_2\| \\ \|Z_v\| \|I_k\| &= \|B_1\| - \|B_2\| \end{aligned} \right\}. \quad (3.106)$$

Определяя матрицы B_1 и B_2 из уравнений (3.105) и подставляя результаты в (3.106), получаем после преобразования уравнение вида (3.64), где

$$\left. \begin{aligned} \text{ch}\|\Gamma\|l &= \|\lambda\| \text{ch}\|\gamma\| l \|\lambda\|^{-1}, \\ \text{sh}\|\Gamma\|l &= \|\lambda\| \text{sh}\|\gamma\| l \|\lambda\|^{-1}. \end{aligned} \right\} \quad (3.107)$$

Связь между напряжениями и токами в начале и конце многопроводной линии (в общем случае $2n+1$ -полюсника) может быть представлена разными типами матричных уравнений, из которых наиболее употребляемыми являются

$$\left. \begin{aligned} \|U_n\| &= \|A_{11}\| \|U_k\| + \|A_{12}\| \|I_k\| \\ \|I_n\| &= \|A_{21}\| \|U_k\| + \|A_{22}\| \|I_k\| \end{aligned} \right\} \quad (3.108)$$

$$\left. \begin{aligned} \|I_n\| &= \|Y_{11}\| \|U_n\| + \|Y_{12}\| \|U_k\| \\ \|I_k\| &= \|Y_{21}\| \|U_n\| + \|Y_{22}\| \|U_k\| \end{aligned} \right\} \quad (3.109)$$

$$\left. \begin{aligned} \|U_n\| &= \|Z_{11}\| \|I_n\| + \|Z_{12}\| \|I_k\| \\ \|U_k\| &= \|Z_{21}\| \|I_n\| + \|Z_{22}\| \|I_k\| \end{aligned} \right\} \quad (3.110)$$

Поскольку все эти уравнения могут описывать один и тот же $2n+1$ -полюсник, между блоками матриц $\|A\|$, $\|Y\|$ и $\|Z\|$ существует линейная зависимость. Так, например, можно записать

$$\left. \begin{aligned} \|Y_{11}\| &= \|A_{22}\| \|A_{12}\|^{-1} \\ \|Y_{12}\| &= \|A_{21}\| - \|A_{22}\| \|A_{12}\|^{-1} \|A_{11}\| \\ \|Y_{21}\| &= \|A_{12}\|^{-1} \\ \|Y_{22}\| &= -\|A_{12}\|^{-1} \|A_{11}\| \end{aligned} \right\} \quad (3.111)$$

Известно, что цепочечное соединение многополюсников удобнее всего описывается зависимостью типа $\|A\|$, параллельное — зависимостью $\|Y\|$ и последовательное — зависимостью типа $\|Z\|$.

Для однотипного соединения m -полюсников результирующая матрица эквивалентного многополюсника определяется так:

$$\|A_{\text{рез}}\| = \prod_{i=1}^m \|A_i\|. \quad (3.112)$$

Для того чтобы рассчитать величины токов и напряжений полюсов $2n+1$ -полюсника, необходимо задать для него граничные условия. В наиболее общем виде граничные условия на входе и на выходе $2n+1$ -полюсника задаются с помощью полных $n+1$ -полюсников, активных для передающего и пассивных для приемного конца.

Нагрузка представляется в виде матрицы $\|Y_k\|$, которая выглядит следующим образом:

$$\|Y_k\| = \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^n Y_{li} & -Y_{l2} & \dots & -Y_{ln} \\ -Y_{21} & \sum_{i=1}^n Y_{2i} & \dots & -Y_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -Y_{n1} & -Y_{n2} & \dots & \sum_{i=1}^n Y_{ni} \end{pmatrix}, \quad (3.113)$$

где $Y_{ki} = Y_{ik}$ — проводимость между k -м и i -м полюсами $n+1$ -полюсника.

В общем виде нагрузка задается с помощью элементов R , L и C . Выражение для матричной входной проводимости запишется так:

$$\|Y_{\text{вх}}\| = (\|A_{21}\| + \|A_{22}\| \|Y_k\|)(\|A_{11}\| + \|A_{12}\| \|Y_k\|)^{-1}. \quad (3.114)$$

Схема полного активного $n+1$ -полюсника отличается от схемы пассивного тем, что его ветви содержат источники эдс или источники тока.

Таким образом, зная входную проводимость линии (3.114), можно получить напряжение в ее начале

$$\|U_n\| = (\|1\| + \|Z_k\| \|Y_{\text{вх}}\|)^{-1} \|E\| \quad (3.115)$$

и далее можно определить все оставшиеся токи и напряжения в начале и конце линии:

$$\|U_k\| = (\|A_{11}\| + \|A_{12}\| \|Y_k\|^{-1}) \|U_n\|, \quad (3.116)$$

$$\|I_n\| = (\|A_{21}\| + \|A_{22}\| \|Y_k\|) \|U_k\|, \quad (3.117)$$

$$\|I_k\| = \|Y_k\| \|U_k\|. \quad (3.118)$$

При заданной схеме транспозиции можно написать следующие равенства:

$$\left. \begin{aligned} \|U_n\| &= \|N_T\| \|U_k\| \\ \|I_n\| &= \|N_T\| \|I_k\| \end{aligned} \right\} \quad (3.119)$$

где $\|N_T\|$ — матрица n -го порядка идеального преобразователя напряжений (токов).

В матрице $\|N_T\|$ элементы, лежащие на пересечении i -й строки и k -го столбца (i — номер провода до транспозиции, k — после транспозиции), равны единице, а остальные равны нулю.

Так как транспозиция не накладывает никакой связи между матрицами напряжений и токов проводов, то матрицы типа $\|A\|$ для транспозиции имеют квазидиагональную структуру:

$$\|A_{11}\| = \|N_T\|, \quad \|A_{12}\| = 0, \quad \|A_{21}\| = 0, \quad \|A_{22}\| = \|N_T\|. \quad (3.120)$$

В исходные данные вносится расчетная схема замещения. Для данной схемы определяются конкретные значения параметров ветвей нагрузки и источников напряжения, а также характеристики

проводов линий: тяговой сети; двухпроводной линии связи; трехфазной трехпроводной линии продольного электроснабжения напряжением 10 кВ; трехфазных фильтров.

Так как к линиям продольного электроснабжения 10 кВ подключается большое количество однофазных потребителей, как правило, малой мощности, например освещение переездов, электроснабжение линейно-путевых зданий на перегонах и остановочных пунктах, резервное питание сигнальных точек автоблокировки и ряд других потребителей, то на схеме замещения нагрузка может быть задана средними значениями R_H , L_H элементов активно-индуктивного характера и условно приложена в конце фидерного участка.

Таким образом, описанная методика позволяет определять не только токи и напряжения в любой заданной точке, но и одновременно наведенные напряжения в смежной линии связи, тем самым позволяя исследовать электромагнитное мешающее влияние тяговой сети и линий продольного электроснабжения на воздушную линию связи и цепи железнодорожной автоматики.

Для демонстрации возможностей расчетной модели исследования распространения гармоник может служить трехфазная линия продольного электроснабжения 10 кВ Фадино—Карбышево Западно-Сибирской ж. д. Параметры продольной линии и линии связи взяты из этого реального участка. Расчленение линии связи на отдельные участки с последующим соединением их по методике, описанной выше, вполне правомерно [11].

Для представления информации об уровнях гармоник используем графическое представление в системе трех координат, что позволяет количественно оценить напряжения гармонических составляющих в продольной линии электроснабжения 10 кВ во всех точках участка с помощью трехмерной диаграммы, приведенной на рис. 3.6, 3.7. На этих рисунках показаны два крайних случая на конце линии (в Карбышево) — линия разомкнута и линия коротко замкнута. Разница в значениях гармоник вдоль линии определяется свойствами стоячей волны и сдвигом резонансных частот на конце линии.

На всех шинах имеют место главные резонансы, причем первый происходит между четвертой и пятой гармониками, а второй — между 19-й и 20-й, что соответствует резонансам, отмеченным на подстанции.

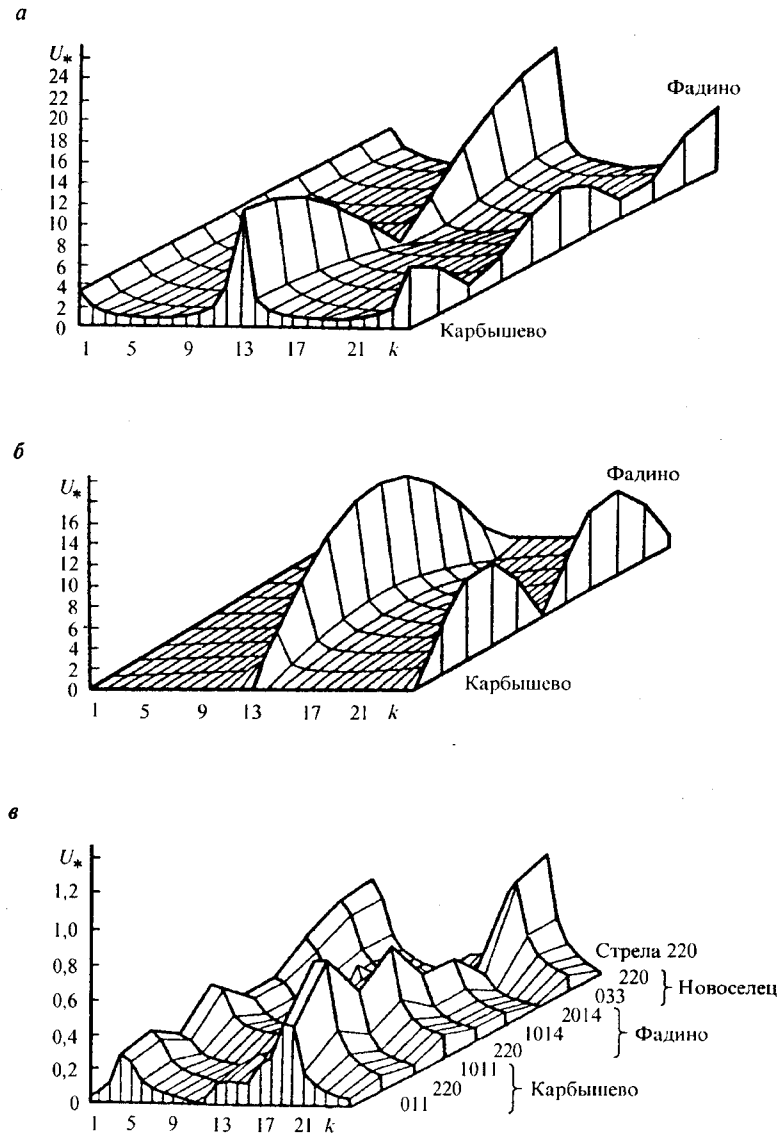


Рис. 3.6. Зависимость напряжения прямой последовательности от частоты: а) вдоль разомкнутой линии; б) вдоль разомкнутой линии при генерации единичного тока прямой последовательности со стороны подстанции Фадино; в) на всех шинах системы

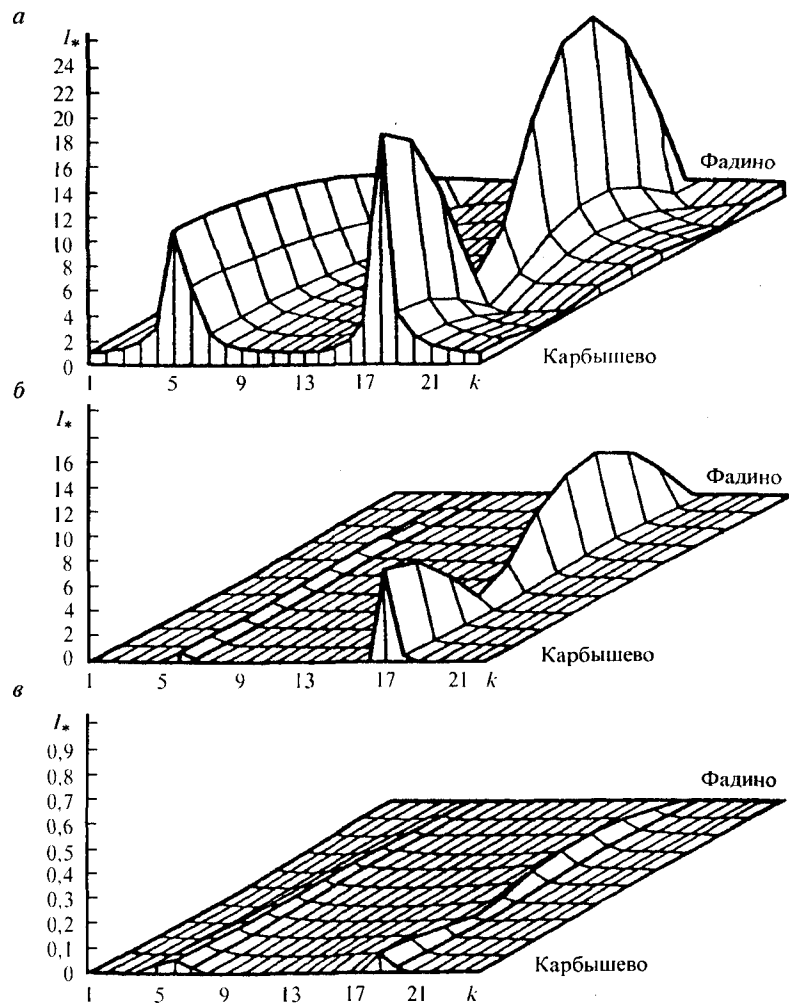


Рис. 3.7. Токи различных последовательностей вдоль короткозамкнутой линии при генерации единичного тока прямой последовательности со стороны подстанции Фадино: а) ток прямой последовательности; б) ток обратной последовательности; в) ток нулевой последовательности

Ток прямой последовательности каждой гармоники (до 25-й включительно), выраженный в относительных единицах, поступает от подстанции в Фадино. Напряжениям, вызываемым протеканием тока, соответствуют рассчитанные сопротивления, т.е. U_1 дает Z_{11} , U_2 дает Z_{12} и U_0 дает Z_{10} (индексы 1, 2, 0 обозначают соответственно прямую, обратную и нулевую последовательности).

Из рис. 3.6 видно, что на обоих концах разомкнутой линии имеются повышенные уровни напряжения на частоте, соответствующей половине длины волны. Кривая, соответствующая 25-й гармонике, наглядно иллюстрирует свойства стоячей волны, когда минимумы и максимумы чередуются с интервалами в четверть длины волны. Для каждой конкретной частоты наличие в точке линии пикового напряжения означает, что в точке, удаленной на четверть длины волны, существует пик тока той же частоты (рис. 3.6, б).

Распространение гармоник меняется, если линию замкнуть накоротко на приемном конце (рис. 3.7, а). Из-за короткого замыкания на конце линии возникает большой ток. Резонансный максимум должен уменьшаться с ростом частоты [26], однако такого явления не возникает для случая, изображенного на рис. 3.7, а. Это связано с тем, что точки кривых, соответствующие гармоническим частотам и резонансам, не точно совпадают с этими частотами, т.е. максимальные амплитуды негармонических частот могут превышать значения, показанные на рисунке.

Распространение составляющих нулевой последовательности в большей степени, чем прямой последовательности, дает необходимую информацию о возможном влиянии гармоник на близлежащие телефонные системы. Присутствие токов нулевой последовательности в линии, соединенной с преобразовательным мостом, вызвано асимметрией либо элементов преобразователя на стороне переменного тока, либо элементов самой линии.

На рис. 3.7 положение максимального тока нулевой последовательности (рис. 3.7, в) совпадает с максимумом тока прямой последовательности (рис. 3.7, а), а наибольшее значение тока, равное примерно 10 % от входного тока прямой последовательности, было зафиксировано для 19-й гармоники на подстанции Карбышево на короткозамкнутом конце линии. Однако уровни токов нулевой

последовательности малы (сравните масштабы шкал графиков для прямой и нулевой последовательностей).

В рассматриваемом гармоническом анализе, использующем однофазные модели прямой последовательности [26], считается, что линия электропередачи имеет одну резонансную частоту. Однако использование трехфазного алгоритма для моделирования несимметричной линии Фадино—Карбышево показало, что резонансные частоты фаз различаются между собой. В приведенном случае разброс частот составил примерно 6 Гц.

Различие амплитуд резонансных частот (вплоть до 30 %) трех фаз частично объясняет появление проблем, связанных с корреляцией однофазного моделирования и измерений в физической сети. Результаты ясно показывают, что гармоники в линиях несимметричны и имеют трехфазную природу.

Нормальная транспозиция линии на трех участках одинаковой длины с целью симметрирования линии на основной частоте может оказать существенное влияние на гармонических частотах. Например, моделирование транспозиции линии Фадино—Карбышево дает результаты, которые показывают, что кривые напряжения имеют два резонансных пика на расстоянии 40 Гц друг от друга для половины длины волны (620 и 625 Гц для фаз *C* и *A* соответственно).

ГЛАВА 4. СОБСТВЕННЫЕ И ВЗАИМНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ВЛИЯНИЯ МЕЖДУ ЦЕПЯМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Из рассмотренной в главах 2, 3 и в [4, 7, 25] теории влияния между электрическими цепями следует, что индуцированные напряжения и токи в цепи, подверженной влиянию, характеризуются параметрами электрического и магнитного влияний. Параметром электрического влияния называется полная взаимная проводимость между влияющей и подверженной влиянию цепями, численно равная отношению тока, индуцированного в цепи, подверженной влиянию, к напряжению, действующему во влияющей цепи, т. е.

$$Y_{ik} = G_{ik} + j\omega C_{ik} = \frac{I_k}{U_i}, \text{ См/км}, \quad (4.1)$$

где G_{ik} — активная составляющая параметра электрического влияния, называемая обычно коэффициентом гальванической связи,

C_{ik} — коэффициент емкостной связи.

Индекс i относится к влияющей цепи и в зависимости от вида влияющей цепи может обозначать 1, 12, 123 и т. д.

Индекс k относится к цепи, подверженной влиянию, и в зависимости от вида цепи может обозначать *A* для однопроводной, *T* для двухпроводной цепи связи.

Параметром магнитного влияния Z_{ik} называется полное взаимное сопротивление или полное сопротивление взаимной индукции между влияющей и подверженной влиянию цепями, численно равное отношению эдс, индуцированной в подверженной влиянию цепи, к току во влияющей цепи:

$$Z_{ik} = M_{ik} = R_{ik} + j\omega L_{ik} = -\frac{E_k}{I_i}, \quad (4.2)$$

где R_{ik} — активная составляющая параметра магнитного влияния,

ωL_{ik} — реактивная составляющая параметра магнитного влияния,

$$|\omega M_{ik}| = \sqrt{R_{ik}^2 + \omega^2 L_{ik}^2}, \quad (4.3)$$

M_{ik} — коэффициент взаимной индукции, или магнитной связи между цепями.

4.1. Параметры электрического влияния между цепями воздушных линий

4.1.1. Коэффициенты емкостной связи между однопроводными цепями

При рассмотрении параметров электрического влияния между цепями воздушных линий, как при подвеске проводов на одних опорах, так и тем более при подвеске на разных опорах, активной составляющей параметра электрического влияния можно пренебречь [3, 4] ввиду ее чрезвычайно малого значения по сравнению с реактивной составляющей, так что

$$Y_{ik} \approx j\omega C_{ik}. \quad (4.4)$$

Таким образом, определение параметров электрического влияния между различными цепями воздушных линий сводится к определению коэффициентов емкостной связи между этими цепями.

Коэффициенты емкостной связи C_{ik} или частичные емкости между цепями определяются из решения уравнений Максвелла, составленных для рассматриваемой системы проводов.

Пусть провода I и A имеют в условиях работы потенциалы U_I и U_A и несут заряды q_I и q_A .

Обозначим потенциалы проводов I и A через φ_{I1} и φ_{A1} в том случае, когда заряд провода I равен 1 кулону, а собственный заряд провода A равен нулю.

Если провод I имеет заряд, равный q_I кулонов, то потенциалы двух проводов будут соответственно равны $\varphi_{I1}q_I$ и $\varphi_{A1}q_I$. Аналогично, если только провод A имеет заряд q_A , а собственный заряд провода I равен нулю, то потенциалы проводов будут равны $\varphi_{I1}q_A$ и $\varphi_{AA}q_A$.

Таким образом, между потенциалами U_I и U_A проводов I и A и их зарядами q_I и q_A существует линейная зависимость, которая может быть представлена следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} U_I &= \varphi_{I1}q_I + \varphi_{IA}q_A \\ U_A &= \varphi_{AI}q_I + \varphi_{AA}q_A \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

Величины φ_{I1} , φ_{IA} , φ_{AI} , φ_{AA} носят название потенциальных коэффициентов.

В электрическом поле проводов I и A , расположенных над землей, ничто не изменится, если вместо земли по другую сторону от ее поверхности поместить на том же расстоянии такие же провода с противоположными зарядами $-q_I$ и $-q_A$, причем при малой величине радиуса проводов по сравнению с расстоянием между проводами электрические оси зарядов можно считать совпадающими с геометрическими осями проводов.

На рис. 4.1, а через I и A обозначены провода, а через I' и A' — их зеркальные изображения; там же показаны обозначения расстояний между проводами. Если радиусы проводов I и A соответствен-

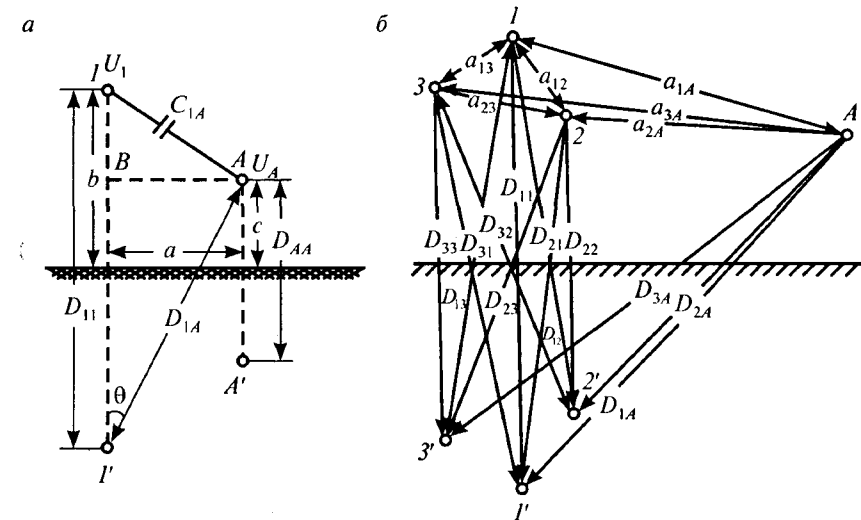


Рис. 4.1. К расчету емкостной связи между однопроводными цепями (а), трехфазной ЛЭП и однопроводной линией (б)

но равны a_{11} и a_{AA} , то для определения потенциальных коэффициентов можно написать следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{11} &= 9 \cdot 10^6 \cdot 2 \ln \frac{D_{11}}{a_{11}} = 18 \cdot 10^6 \ln \frac{D_{11}}{a_{11}} = k\alpha_{11} \\ \varphi_{AA} &= k \ln \frac{D_{AA}}{a_{AA}} = k\alpha_{AA} \\ \varphi_{1A} &= k \ln \frac{D_{1A}}{a_{1A}} = k\alpha_{1A} \\ \varphi_{A1} &= k \ln \frac{D_{A1}}{a_{A1}} = k\alpha_{A1} \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

Очевидно, коэффициенты α с одними и теми же индексами, но поставленными в обратном порядке, равны между собой, т. е.

$$\alpha_{1A} = \alpha_{A1} = \ln \frac{D_{1A}}{a_{1A}}. \quad (4.7)$$

Таким образом, при данном расположении системы проводов потенциальные коэффициенты являются известными величинами, следовательно, зная a_{11} , a_{AA} и a_{1A} , можно из уравнений (4.5) определить q_1 и q_A в зависимости от U_1 и U_A .

Для этого уравнения системы (4.5) перепишем так:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= k(q_1\alpha_{11} + q_A\alpha_{1A}) \\ U_A &= k(q_1\alpha_{1A} + q_A\alpha_{AA}) \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

Решая эти два уравнения относительно q_1 и q_A , находим

$$\left. \begin{aligned} q_1 &= \frac{1}{k} \left(\frac{\alpha_{AA}}{\alpha_{11}\alpha_{AA} - \alpha_{1A}^2} U_1 - \frac{\alpha_{1A}}{\alpha_{11}\alpha_{AA} - \alpha_{1A}^2} U_A \right) \\ q_A &= \frac{1}{k} \left(\frac{\alpha_{11}}{\alpha_{11}\alpha_{AA} - \alpha_{1A}^2} U_1 - \frac{\alpha_{1A}}{\alpha_{11}\alpha_{AA} - \alpha_{1A}^2} U_A \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

При определении частичной емкости C_{1A} между влияющим проводом и проводом связи, находящимся в пучке из n проводов, воспользуемся формулой

$$C_{1A} = 27,8 \cdot 10^{-9} \frac{\ln \frac{a^2 + (b+c)^2}{a^2 + (b-c)^2}}{\ln \frac{2b}{a_{11}} \left[\ln \frac{2c}{a_{AA}} + (n-1) \ln \frac{2c}{a_{cp}} \right]} \quad (4.10)$$

или приближенно

$$C_{1A} \approx 4,2 \cdot 10^{-9} \frac{bc}{(n+2)(a^2 + b^2 + c^2)}, \quad (4.11)$$

где a_{cp} — среднее расстояние между проводами линии связи.

4.1.2. Коэффициенты емкостной связи между трехфазной линией и однопроводной цепью связи

а) Определение полного потенциала на проводе связи A

Для определения коэффициента емкостной связи между трехфазной линией переменного тока и проводом связи напишем систему уравнений Максвелла:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= k(q_1\alpha_{11} + q_2\alpha_{12} + q_3\alpha_{13} + q_A\alpha_{1A}) \\ U_2 &= k(q_1\alpha_{21} + q_2\alpha_{22} + q_3\alpha_{23} + q_A\alpha_{2A}) \\ U_3 &= k(q_1\alpha_{31} + q_2\alpha_{32} + q_3\alpha_{33} + q_A\alpha_{3A}) \\ U_A &= k(q_1\alpha_{A1} + q_2\alpha_{A2} + q_3\alpha_{A3} + q_A\alpha_{AA}) \end{aligned} \right\}, \quad (4.12)$$

где U_1, U_2, U_3 — напряжения проводов трехфазной линии высокого напряжения относительно земли; $k = 18 \cdot 10^6$;

$\alpha_{11}, \alpha_{22}, \alpha_{33}, \alpha_{AA}, \alpha_{12}, \alpha_{23}$ и т. д. — коэффициенты, которые вычисляются по общей формуле:

$$\alpha_{ip} = \ln \frac{D_{ip}}{a_{ip}}, \quad \text{например,} \quad \alpha_{11} = \ln \frac{D_{11}}{a_{11}},$$

где D_{11} — расстояние провода l от его зеркального изображения, a_{11} — радиус провода l .

В уравнениях (4.12) неизвестными являются пять величин: U_A , q_1 , q_2 , q_3 , q_A . Остальные величины U_1 , U_2 , U_3 заданы, а коэффициенты α_{11} , α_{22} , ..., α_{12} и т. д. для каждого данного случая определяются из взаимного расположения проводов (рис. 4.1, б). Для упрощения написанных уравнений сделаем ряд нижеследующих допущений.

Практически реакция цепи связи на линию высокого напряжения при обычных расстояниях между ними вообще незначительна, поэтому в первых трех уравнениях системы (4.12), относящихся к U_1 , U_2 , U_3 , можно пренебречь членами, содержащими q_A .

Далее в тех же уравнениях вместо коэффициентов α_{12} , α_{23} , α_{31} без особой погрешности при указанных выше условиях можно под-

ставить их среднее арифметическое значение $\bar{\alpha}_{12} = \frac{\alpha_{12} + \alpha_{23} + \alpha_{31}}{3}$;

коэффициенты же α_{11} , α_{22} , α_{33} обычно мало разнятся между собой, поэтому вместо них можно подставить величину, равную их

среднему арифметическому значению, $\bar{\alpha}_{11} = \frac{\alpha_{11} + \alpha_{22} + \alpha_{33}}{3}$.

Тогда первые три уравнения системы (4.12) примут вид

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= k(q_1 \bar{\alpha}_{11} + q_2 \bar{\alpha}_{12} + q_3 \bar{\alpha}_{12}) \\ U_2 &= k(q_1 \bar{\alpha}_{12} + q_2 \bar{\alpha}_{11} + q_3 \bar{\alpha}_{12}) \\ U_3 &= k(q_1 \bar{\alpha}_{12} + q_2 \bar{\alpha}_{12} + q_3 \bar{\alpha}_{11}) \end{aligned} \right\} \quad (4.13)$$

Решая эти три уравнения относительно kq_1 , kq_2 и kq_3 , получим

$$\left. \begin{aligned} kq_1 &= \frac{U_1(\bar{\alpha}_{11} + \bar{\alpha}_{12}) - (U_2 + U_3)\bar{\alpha}_{12}}{(\bar{\alpha}_{11} - \bar{\alpha}_{12})(\bar{\alpha}_{11} + 2\bar{\alpha}_{12})}, \\ kq_2 &= \frac{U_2(\bar{\alpha}_{11} + \bar{\alpha}_{12}) - (U_3 + U_1)\bar{\alpha}_{12}}{(\bar{\alpha}_{11} - \bar{\alpha}_{12})(\bar{\alpha}_{11} + 2\bar{\alpha}_{12})}, \\ kq_3 &= \frac{U_3(\bar{\alpha}_{11} + \bar{\alpha}_{12}) - (U_1 + U_2)\bar{\alpha}_{12}}{(\bar{\alpha}_{11} - \bar{\alpha}_{12})(\bar{\alpha}_{11} + 2\bar{\alpha}_{12})}. \end{aligned} \right\} \quad (4.14)$$

При равных напряжениях между проводами в трехфазной системе напряжения проводов этой системы по отношению к земле могут быть не равны между собой ни по амплитуде, ни по фазе. В общем случае трехфазная система будет иметь остаточное напряжение, равное геометрической сумме векторов напряжений каждого провода по отношению к земле.

В самом деле, пусть трехфазная линия имеет между проводами равные напряжения, тогда эти напряжения можно представить графически тремя векторами, составляющими равносторонний треугольник (рис. 4.2, а). Если напряжения каждого провода трехфазной линии относительно земли имеют равные амплитуды и сдвинуты друг от друга на 120° , то положение потенциала земли определится точкой O , находящейся в центре треугольника. Линии OI , $O2$ и $O3$, соединяющие точку O с вершинами треугольника, представляют векторы напряжений проводов относительно земли. Если же напряжения проводов относительно земли имеют разные амплитуды или сдвинуты друг от друга на разные углы (или то и другое одновременно), то точка O (потенциал земли) не будет находиться в центре треугольника, а может занимать любое положение как внутри, так и вне его, например, в точке O_1 на рис. 4.2, б. В этом случае напряжения проводов относительно земли представ-

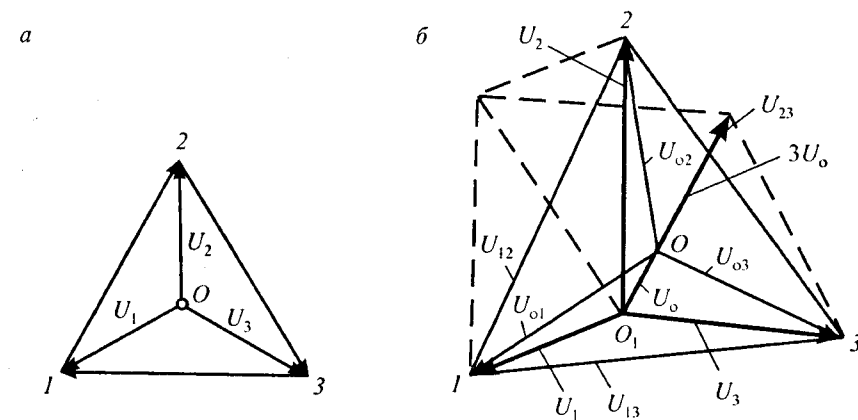


Рис. 4.2. Векторная диаграмма напряжений трехфазной ЛЭП при симметричной (а) и несимметричной (б) нагрузке фаз

ляются также тремя векторами, соединяющими точку O_1 с вершинами треугольника.

Из рис. 4.2, б можно видеть, что векторы напряжения проводов относительно земли представляют собой геометрическую разность двух векторов, например вектор $O_1 I$ есть геометрическая разность векторов $O I$ и $O_1 O$; вектор $O_1 2$ есть геометрическая разность векторов $O 2$ и $O_1 O$; вектор $O_1 3$ есть геометрическая разность векторов $O 3$ и $O_1 O$.

Геометрическая сумма всех трех векторов напряжений относительно земли, очевидно, равна геометрической сумме составляющих векторов

$$O_1 I + O_1 2 + O_1 3 = O I + O 2 + O 3 + O_1 O + O_1 O + O_1 O$$

$$\text{или } U_1 + U_2 + U_3 = U_{\phi 1} + U_{\phi 2} + U_{\phi 3} + U_o + U_o + U_o.$$

В правой части последнего уравнения сумма первых трех векторов, равных между собой и сдвинутых по фазе на 120° , равна нулю. Сумма же остальных трех векторов (равных между собой и находящихся в фазе) будет равна утроенному вектору $O_1 O$. Таким образом, можно написать, что геометрическая сумма напряжений проводов трехфазной линии по отношению к земле равна

$$U_1 + U_2 + U_3 = 3U_o. \quad (4.15)$$

Это последнее напряжение $3U_o$ называется остаточным напряжением трехфазной системы. Из уравнения (4.15) следует, что

$$\left. \begin{aligned} U_2 + U_3 &= 3U_o - U_1 \\ U_1 + U_3 &= 3U_o - U_2 \\ U_1 + U_2 &= 3U_o - U_3 \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

Подставляя в уравнения (4.14) значения $U_2 + U_3$, $U_1 + U_3$, $U_1 + U_2$ из системы уравнений (4.16), получим

$$\begin{aligned} kq_1 &= \frac{U_1}{\bar{\alpha}_{11} - \bar{\alpha}_{12}} - \frac{3U_o \bar{\alpha}_{12}}{(\bar{\alpha}_{11} - \bar{\alpha}_{12})(\bar{\alpha}_{11} + 2\bar{\alpha}_{12})}, \\ kq_2 &= \frac{U_2}{\bar{\alpha}_{11} - \bar{\alpha}_{12}} - \frac{3U_o \bar{\alpha}_{12}}{(\bar{\alpha}_{11} - \bar{\alpha}_{12})(\bar{\alpha}_{11} + 2\bar{\alpha}_{12})}, \\ kq_3 &= \frac{U_3}{\bar{\alpha}_{11} - \bar{\alpha}_{12}} - \frac{3U_o \bar{\alpha}_{12}}{(\bar{\alpha}_{11} - \bar{\alpha}_{12})(\bar{\alpha}_{11} + 2\bar{\alpha}_{12})}. \end{aligned} \quad (4.17)$$

Для определения индуктированного напряжения на линии связи возьмем последнее уравнение из системы (4.12)

$$U_A = k(q_1 \alpha_{A1} + q_2 \alpha_{A2} + q_3 \alpha_{A3}) + kq_A \alpha_{AA}$$

и представим его в виде

$$U_A = U'_A + kq_A \alpha_{AA},$$

где

$$U'_A = k(q_1 \alpha_{A1} + q_2 \alpha_{A2} + q_3 \alpha_{A3}).$$

После преобразований получим

$$U'_A = \frac{U_o \left[-\alpha_{A1} + \frac{1}{2}(\alpha_{A2} + \alpha_{A3}) + j\frac{\sqrt{3}}{2}(\alpha_{A2} - \alpha_{A3}) \right]}{\bar{\alpha}_{11} - \bar{\alpha}_{12}} + \frac{U_o (\alpha_{A1} + \alpha_{A2} + \alpha_{A3})}{\bar{\alpha}_{11} + 2\bar{\alpha}_{12}}. \quad (4.18)$$

Первый член этой формулы характеризует электрическое влияние полностью симметричной трехфазной ЛЭП, обусловленное только неодинаковым расположением фазных проводов ЛЭП по отношению к проводу, подверженному влиянию; второй же член характеризует электрическое влияние полностью несимметричной цепи «три провода — земля».

Так как

$$\frac{\partial \alpha_{A1}}{\partial a} = -\frac{4abc}{a^2 + b^2 + c^2}, \quad \frac{\partial \alpha_{A1}}{\partial b} = \frac{2c(a^2 + b^2 - c^2)}{a^2 + b^2 + c^2},$$

тогда коэффициент емкостной связи

$$C_{123A} = \frac{5,2 \cdot 10^{-9} c \delta}{(n+2)(a^2 + b^2 + c^2)}, \quad (4.19)$$

δ — средняя геометрическая величина расстояний между тремя проводами, $\delta = \sqrt[3]{a_{12} a_{13} a_{23}}$.

б) Коэффициенты емкостной связи между цепью «три провода — земля» трехфазной линии и однопроводной цепью связи

Для определения коэффициента емкостной связи между полностью несимметричной трехфазной цепью и проводом связи рассмотрим второй член правой части уравнения (4.18), обозначив его через U_{A2} :

$$U_{A2} = \frac{U_0(\alpha_{A1} + \alpha_{A2} + \alpha_{A3})}{\bar{\alpha}_{11} + 2\bar{\alpha}_{12}}. \quad (4.20)$$

Коэффициент емкостной связи между полностью симметричной трехфазной ЛЭП и проводом связи определится из уравнения

$$C_{123A} = \frac{1,6c\delta\sqrt{3} \left[(a^2 + b^2 + c^2) \sin \alpha - 2abc \cos \alpha \right]}{(a^2 + b^2 + c^2)^2 (\bar{\alpha}_{11} - \bar{\alpha}_{12})} C_A. \quad (4.21)$$

В зависимости от расположения проводов трехфазной ЛЭП коэффициенты емкостной связи будут различны.

Имея в виду, что $C_A = \frac{18 \cdot 10^{-9}}{n+2}$,

где n — число проводов на линии связи, и учитывая, что в среднем $\bar{\alpha}_{11} = 8,5$, $\bar{\alpha}_{12} = 2,5$, получим:

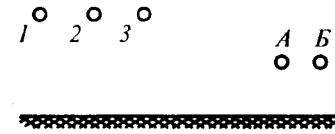
а) при горизонтальном расположении проводов (рис. 4.3, а)

$$C_{123A} = \frac{16,6 \cdot 10^{-9} abc \delta}{(n+2)(a^2 + b^2 + c^2)^2}, \quad \text{Ф/км};$$

б) при вертикальном расположении проводов

$$C_{123A} = \frac{8,3 \cdot 10^{-9} (a^2 - b^2 + c^2) c \delta}{(n+2)(a^2 + b^2 + c^2)^2}, \quad \text{Ф/км};$$

а



б

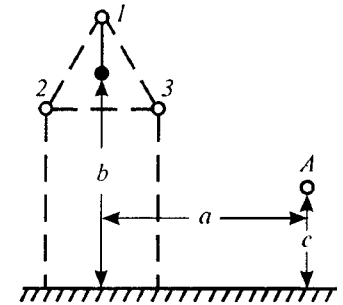


Рис. 4.3. К расчету емкостной связи между трехфазной линией и двухпроводной цепью связи (а), трехфазной ЛЭП и проводом связи (б)

в) при треугольном расположении проводов $\delta = a_{12} = a_{13} = a_{23}$ (рис. 4.3, б), обозначим $h_2 = \alpha_{A2} - \alpha_{A1}$, $h_3 = \alpha_{A3} - \alpha_{A1}$, тогда значения h_2 и h_3 будут определяться из уравнений

$$h_2 = \frac{\partial \alpha_{A1}}{\partial a} \frac{\delta}{2} + \frac{\partial \alpha_{A1}}{\partial b} \sqrt{3} \frac{\delta}{2},$$

$$h_3 = -\frac{\partial \alpha_{A1}}{\partial a} \frac{\delta}{2} - \frac{\partial \alpha_{A1}}{\partial b} \sqrt{3} \frac{\delta}{2}.$$

Затем

$$h_2^2 + h_3^2 - h_2 h_3 = \frac{\delta^2}{4} \left[\left(\frac{\partial \alpha_{A1}}{\partial a} \right)^2 + 3 \left(\frac{\partial \alpha_{A1}}{\partial b} \right)^2 + 2\sqrt{3} \frac{\partial \alpha_{A1}}{\partial a} \frac{\partial \alpha_{A1}}{\partial b} \right].$$

После преобразований

$$C_{123A} = \frac{8 \cdot 10^{-9} bc}{(n+2)(a^2 + b^2 + c^2)}, \quad \text{Ф/км}. \quad (4.22)$$

4.1.3. Коэффициенты емкостной связи между трехфазной симметричной линией и двухпроводной цепью связи

На рис. 4.3, а показано расположение проводов трехфазной симметричной линии и двухпроводной цепи связи.

Уравнения Максвелла для данной системы запишутся аналогично уравнениям (4.12):

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= k(q_1\alpha_{11} + q_2\alpha_{12} + q_3\alpha_{13} + q_A\alpha_{1A} + q_B\alpha_{1B}) \\ U_2 &= k(q_1\alpha_{21} + q_2\alpha_{22} + q_3\alpha_{23} + q_A\alpha_{2A} + q_B\alpha_{2B}) \\ U_3 &= k(q_1\alpha_{31} + q_2\alpha_{32} + q_3\alpha_{33} + q_A\alpha_{3A} + q_B\alpha_{3B}) \\ U_A &= k(q_1\alpha_{A1} + q_2\alpha_{A2} + q_3\alpha_{A3} + q_A\alpha_{AA} + q_B\alpha_{AB}) \\ U_B &= k(q_1\alpha_{B1} + q_2\alpha_{B2} + q_3\alpha_{B3} + q_A\alpha_{BA} + q_B\alpha_{BB}) \end{aligned} \right\} \quad (4.23)$$

Пренебрегая обратным действием зарядов проводов связи на провода трехфазной линии, получим для каждого провода трехфазной линии

$$U_i = 18 \cdot 10^6 \sum_{k=1}^3 \alpha_{ki} q_k, \quad \text{где } i = 1, 2, 3;$$

то же для каждого провода двухпроводной цепи связи:

$$\begin{aligned} U_A &= 18 \cdot 10^6 \sum_{k=1}^n \alpha_{Ak} q_k + 18 \cdot 10^6 (\alpha_{AA} q_A + \alpha_{AB} q_B), \\ U_B &= 18 \cdot 10^6 \sum_{k=1}^n \alpha_{Bk} q_k + 18 \cdot 10^6 (\alpha_{BA} q_B + \alpha_{BB} q_B). \end{aligned} \quad (4.24)$$

Обозначая

$$18 \cdot 10^6 \sum_{k=1}^n \alpha_{Ak} q_k = S_A \quad \text{и} \quad 18 \cdot 10^6 \sum_{k=1}^n \alpha_{Bk} q_k = S_B,$$

найдем, что разность потенциалов между проводами связи

$$U_A - U_B = U_{T\text{лн}} = (S_A - S_B) \frac{\omega l C_A}{2} Z_{BT}, \quad (4.25)$$

где l — длина цепи связи.

Напряжение в двухпроводной цепи связи при электрическом влиянии трехфазной симметричной линии было определено из решения дифференциальных уравнений [4], в результате чего было получено уравнение, которое для принятых условий ($\gamma_1=0$) имеет вид

$$U_{T\text{лн}} = \frac{1}{2} U_{\text{лн}} Z_{BT} Y_{\text{лн}} l, \quad (4.26)$$

где $U_{\text{лн}} = U_\Phi$ и $Y_{\text{лн}} = j\omega C_{123T}$, C_{123T} — коэффициент емкостной связи.

Приравнявая последовательно уравнение (4.26) к уравнениям, написанным выше для различных случаев подвески проводов трехфазной линии и цепи связи, получим соответственно:

1) при горизонтальном расположении проводов трехфазной линии:

а) для цепи связи, подвешенной на траверсах,

$$C_{123T} = \frac{16,5 \cdot 10^{-9} b c a_c \delta (3a^2 - b^2 - c^2)}{(n+2)(a^2 + b^2 + c^2)^3}, \quad \Phi/\text{км},$$

a_c — расстояние между проводами смежной линии (А и В);

б) для цепи связи, подвешенной на крюках,

$$C_{123T} = \frac{16,5 \cdot 10^{-9} a b a_c \delta (a^2 + b^2 - 3c^2)}{(n+2)(a^2 + b^2 + c^2)^3}, \quad \Phi/\text{км};$$

2) при вертикальном расположении проводов трехфазной линии:

а) для цепи связи, подвешенной на траверсах,

$$C_{123T} = \frac{8,25 \cdot 10^{-9} a c a_c \delta (a^2 + c^2 - 3b^2)}{(n+2)(a^2 + b^2 + c^2)^3}, \quad \Phi/\text{км};$$

б) для цепи связи, подвешенной на крюках,

$$C_{123T} = \frac{4,12 \cdot 10^{-9} a_c \delta [a^4 + 4b^2 c^2 - (b^2 - c^2)^2]}{(n+2)(a^2 + b^2 + c^2)^3}, \quad \Phi/\text{км};$$

3) при треугольном расположении проводов трехфазной линии:

а) для цепи связи, подвешенной на траверсах,

$$C_{123T} = \frac{10,2 \cdot 10^{-9} a c a_c \delta}{(n+2)(a^2 + b^2 + c^2)^2}, \quad \Phi/\text{км};$$

б) для цепи связи, подвешенной на крюках,

$$C_{123T} = \frac{5,1 \cdot 10^{-9} a_c \delta (a^2 + b^2 - c^2)}{(n+2)(a^2 + b^2 + c^2)^2}, \quad \text{Ф/км.}$$

4.2. Параметры магнитного влияния между цепями воздушных линий

4.2.1. Определение коэффициента взаимной индукции между однопроводными цепями

а) При параллельном расположении проводов

Как известно [4, 7], параметром магнитного влияния является сопротивление взаимной индукции между влияющей и подверженной влиянию цепями, которое выражается уравнением

$$Z_{ik} = \omega M_{ik} = R_{ik} + j\omega L_{ik},$$

где M_{ik} — коэффициент взаимной индукции между цепями.

Активная составляющая параметра магнитного влияния R_{ik} обуславливается потерями на вихревые токи в близлежащих металлических массах и в земле, а также непосредственным переходом тока через землю. В случае влияния между воздушными цепями активная составляющая, наведенная токами в соседних проводах, ничтожно мала и не учитывается. При подвеске проводов на одних и тех же опорах (влияние между цепями связи) не учитывается также и составляющая, обусловленная потерями в земле.

Определение коэффициента взаимной индукции между однопроводными цепями связано с большими трудностями ввиду того, что земля является средой с весьма неоднородной проводимостью. Последняя зависит от геологической структуры, от состава пород, находящихся в земле, и от климатических условий. Эти факторы в значительной степени влияют на распространение тока в земле, что, в свою очередь, влияет на величину коэффициента взаимной индукции. Точная количественная оценка коэффициента взаимной индукции связана также с большими математическими трудностями.

В различных странах появились теоретические работы, посвященные приближенному определению коэффициентов взаимной индукции.

Формулы для определения коэффициентов взаимной индукции между проводами конечной длины, основанные на законах прохождения постоянного тока в земле, были даны Кэмпбеллом. Для проводов бесконечной длины при условии, что на поверхности однородной земли расположены провода малого диаметра, формулы для определения коэффициентов взаимной индукции были даны Поллячеком, Карсоном и др. Для двухслойного строения земли формулы для определения тех же коэффициентов даны Зунде, Радлеем и др. Обобщение указанных и некоторых других работ дано в трудах Зунде.

Результаты многочисленных измерений взаимного сопротивления между однопроводными цепями показывают [1—4, 11], что земля не может приниматься однородной. Формулы, учитывающие двухслойное строение земли, обычно дают более точные результаты [43, 51].

Для однородного строения земли наибольшее признание получили формулы Поллячека и Карсона. Основные положения по выводу этих формул заключаются в следующем. Пусть влияющий провод I (рис. 4.4, а) бесконечной длины расположен параллельно

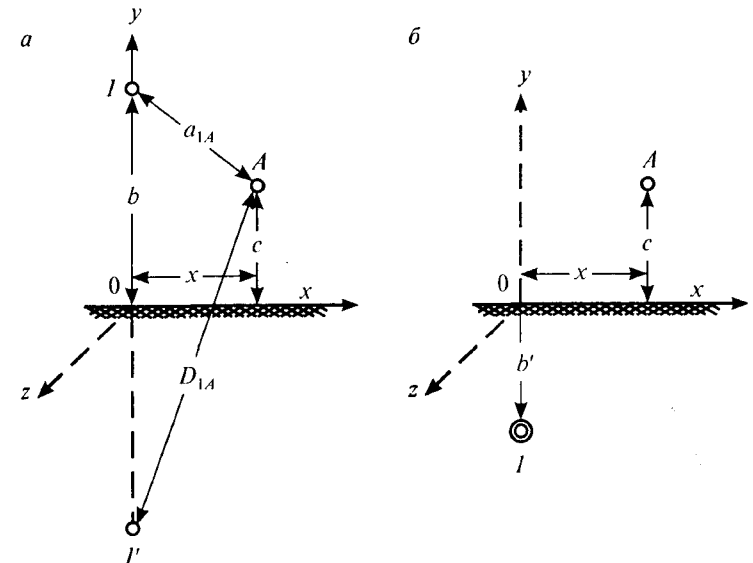


Рис. 4.4. К определению взаимной индукции между однопроводными цепями

оси z на высоте b над поверхностью земли, совпадающей с плоскостью xz , и проходит через ось y .

На рис. 4.4, б провод I (в кабеле) расположен на глубине b' . Провод связи A расположен параллельно влияющему проводу на расстоянии x от последнего и на расстоянии c от поверхности земли. Различные среды — воздух и земля — считаются однородными и относительная диэлектрическая постоянная ϵ_r и относительная магнитная проницаемость μ_r берутся всюду равными единице. Проводимость воздуха принимается равной нулю, а проводимость земли равна конечной величине γ_3 . При этом принимается, что по проводу I проходит ток

$$I = I_0 e^{-\gamma_A z + j\omega t}.$$

Далее предполагается, что процесс является установившимся, поэтому во все зависящие от времени величины входит множитель $e^{j\omega t}$.

При выводе указанных формул делаются следующие допущения:

1) провод является бесконечно тонким, а ток в нем имеет конечную величину;

2) затухание электрического и магнитного полей в направлении оси z , а также постоянная распространения γ являются очень малыми величинами. Тогда пространственная задача сводится к задаче на плоскости (x, y). В результате оба автора получают следующее подлежащее решению уравнение:

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} = j \cdot 4\pi\omega\gamma_3 E_z, \quad (4.27)$$

где E_z — напряженность электрического поля вдоль оси z ,

γ_3 — удельная проводимость земли.

Это уравнение оба автора решают по-разному. Поллячек решает его через комплексную функцию Грина с точкой $A(x, y)$ и полюсом $I(0, h)$. Карсон подходит к решению несколько иначе, вычисляя E_z с помощью интеграла Фурье.

Полученные Поллячком и Карсоном окончательные формулы для определения коэффициента взаимной индукции между однопроводными цепями приведены в табл. 4.1. Обозначения в табл. 4.1:

Таблица 4.1

Автор	Формула для определения коэффициента взаимной индукции между однопроводными цепями, Гн/км
Поллячек	<p>При условии $\sqrt{[a^2 + (b+c)^2]} \gamma_3 f < 5,62$:</p> $M_{1A} = \left\{ 2 \ln \frac{12,66}{\sqrt{\gamma_3 f k [a^2 + (b-c)^2]}} + 1 - j \left[\frac{\pi}{2} + 11,87 \sqrt{\gamma_3 f k} e^{\frac{j^3 \pi}{4}} (b+c) \right] \right\} \cdot 10^{-4}$ <p>При условии $a \sqrt{\gamma_3 f} \leq 33,8, \frac{b+c}{a} < 0,05$:</p> $M_{1A} = \left\{ 4 \frac{\text{kei}'(0,089 \sqrt{\gamma_3 f k} a) - j \text{ker}'(0,0889 \sqrt{\gamma_3 f k} a)}{0,089 \sqrt{\gamma_3 f k} a} - \frac{507 e^{\frac{-j^3 \pi}{4}}}{\gamma_3 f a^2} \right\} \cdot 10^{-4},$ <p>где kei' и ker' — действительная и мнимая части функции Ханкеля H'</p> <p>При условии $\sqrt{\gamma_3 f [a^2 + (b+c)^2]} > 39,4$ при $a \geq 100$:</p> $M_{1A} = \left[\ln \frac{a^2 + (b+c)^2}{a^2 + (b-c)^2} + \alpha_1 - j(\alpha_1 + \alpha_2) \right] \cdot 10^{-4},$ <p>где $\alpha_1 = \frac{10(b+c)}{a^2 \sqrt{0,01 \gamma_3 f k}}, \alpha_2 = \frac{510}{a^2 \gamma_3 f k}$</p>
Карсон	$M_{1A} = \left[4R_1 + j \left(Q_{11} + 2 \ln \frac{D_{1A}}{a_{1A}} \right) \right] \cdot 10^{-4}$

a — расстояние между линиями, считая по горизонтали, м;
 b — средняя высота подвеса провода высоковольтной линии, м;
 c — средняя высота подвеса провода линии связи, м;
 γ_3 — удельная проводимость земли, См/м;
 f_k — частота влияющего тока, кГц;
 P_{11} и Q_{11} — коэффициенты, зависящие от параметров p и θ , которые определяются из уравнений:

$$p = 0,558b\sqrt{0,1\gamma_3 f_k}; \quad \theta = \arcsin \frac{a}{2b} = \arctg \frac{a}{b+c}.$$

$$\text{При } p < 0,25 \quad P_{11} = 0,3927; \quad Q_{11} = 1,15 \lg \frac{1,853}{p}.$$

При $0,25 < p < 6$ P_{11} и Q_{11} определяются из кривых в [3].

При $p > 6$

$$P_{11} = \frac{\pi}{8} - \frac{1}{3\sqrt{2}} p \cos \theta + \frac{p^2}{16} \left(0,6728 + \lg \frac{2}{p} \right) \cos 2\theta + \frac{p^2}{16} \theta \sin 2\theta,$$

$$Q_{11} = -0,0386 + \frac{1}{2} \lg \frac{2}{p} + \frac{1}{3\sqrt{2}} p \cos \theta.$$

Как видно из табл. 4.1, формулы Поллячека для определения коэффициента взаимной индукции довольно громоздки и для практического пользования неудобны. Для облегчения пользования этими формулами на рис. 4.5 приведены кривые, а в [4] — номограммы, вычисленные по формулам Поллячека. Зависимости $M = \varphi(a\sqrt{10\gamma_3 f_k})$, приведенные на рис. 4.5, дают возможность быстро определить величину коэффициента взаимной индукции между однопроводными цепями M при различных значениях частоты, проводимости земли и расстояния между цепями (при изменении параметра $a\sqrt{10\gamma_3 f_k}$ в широких пределах от 0,01 до 100 000). По оси ординат на этом рисунке дано пять масштабов для величины M (для каждой из пяти кривых свой масштаб), а по оси абсцисс, соответственно, пять масштабов для параметров $a\sqrt{10\gamma_3 f_k}$.

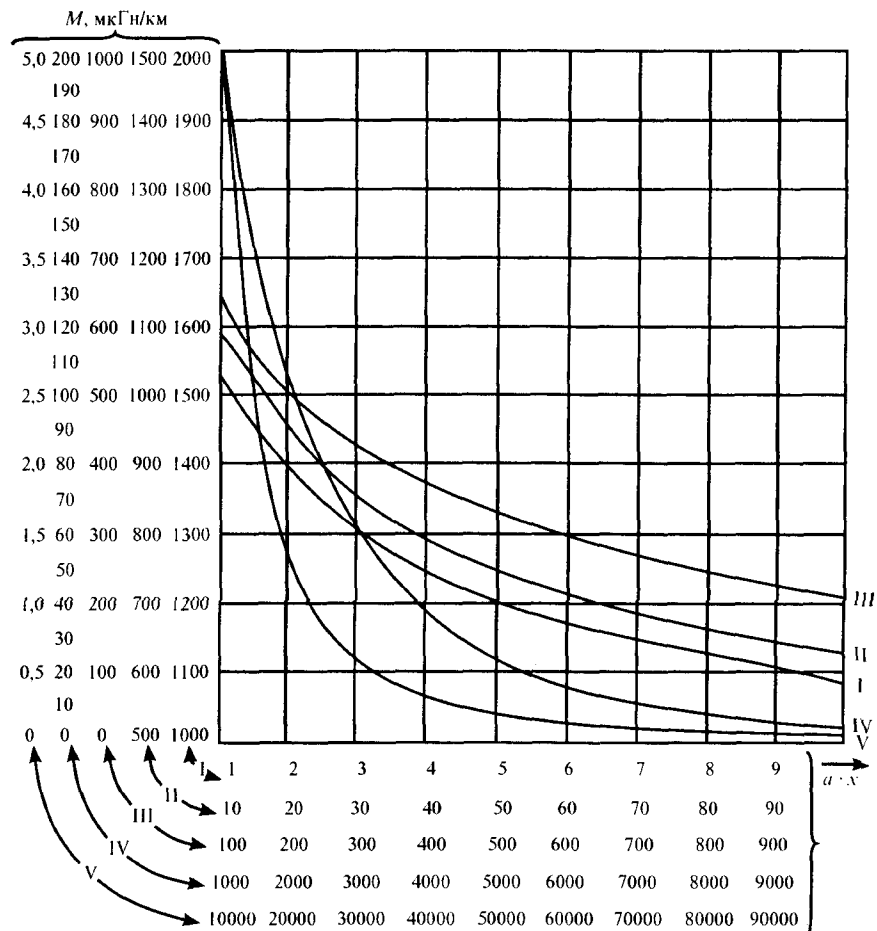


Рис. 4.5. Зависимости $M = \varphi(a\sqrt{10\gamma_3 f_k})$ для определения взаимной индукции в зависимости от величины $a\chi$ (a — ширина сближения между проводом связи и контактным проводом электрической железной дороги, м; $\chi = \sqrt{10\gamma_3 f_k}$)

Следует отметить, что окончательные формулы, полученные Поллячеком и Карсоном для определения коэффициента взаимной индукции между однопроводными цепями и приведен-

ные в табл. 4.1, являются достаточно приближенными и требуют уточнений для ряда конкретных условий, особенно при сложных участках сближения и при расчете влияний между многопроводными цепями.

б) При косых участках сближения

Для определения модуля коэффициента взаимной индукции между однопроводными цепями на косых участках сближения часто пользуются теми же формулами и номограммами, которые указаны выше для параллельного сближения при некотором эквивалентном расстоянии между линиями (a_3).

Приблизненно с погрешностью, не превышающей 5—10%, косое сближение можно заменить параллельным, с эквивалентным расстоянием между линиями a_3 , определяемым по формулам

- 1) $a_3 = \frac{a_1 + a_2}{2}$ при условии $a_1 \leq a_2 \leq 2a_1$;
- 2) $a_3 = \sqrt{a_1 a_2}$ при условии $a_1 \leq a_2 \leq 3a_1$;
- 3) $a_3 = \frac{a_1 + a_2}{3}$ при условии $a_1 \leq a_2 \leq 5a_1$.

Приведенные условия обязывают делить косой участок сближения большой длины на соответствующие отдельные участки. При таком способе определения величины M расчет влияния естественно усложняется.

Ниже показан метод более простого и точного определения взаимного сопротивления между однопроводными линиями при их косом сближении. При этом предполагается, что проводимость земли и высота подвеса проводов не меняются на всем участке косого сближения.

На косом участке сближения с предельными расстояниями между линиями по концам участка a_1 и a_2 полное сопротивление взаимной индукции на единицу длины (1 км) будет изменяться от $\omega M_1 = \varphi(a_1)$ до $\omega M_2 = \varphi(a_2)$.

Среднее значение полного сопротивления взаимной индукции на единицу длины косого участка сближения может быть выражено формулой

$$\begin{aligned} \omega M_{\text{ср}} &= \varphi_{\text{ср}}(x) = \frac{1}{a_1 - a_2} \int_{a_1}^{a_2} \varphi(x) dx = \\ &= \frac{1}{(a_1 - a_2) \operatorname{ctg} \alpha} \int_{a_1}^{a_2} \varphi(x) dx \cdot \operatorname{ctg} \alpha, \end{aligned} \quad (4.28)$$

где x — переменное расстояние между линиями, причем $a_1 \leq x \leq a_2$;

$\varphi(x)$ — значение полного сопротивления взаимной индукции в рассматриваемой точке, выраженное формулой Карсона или Поллячека,

α — угол между направлениями рассматриваемых линий.

Формула (4.28) позволяет определить среднее значение полного сопротивления взаимной индукции на единицу длины для любого изменения расстояния между линиями. При этом следует отметить, что a_1 может иметь значение, равное нулю, т. е. по формуле (4.28) можно определить среднее значение полного сопротивления взаимной индукции и для случая пересеченных линий.

Аналогичное выражение этой формулы в раскрытом виде после подстановки в нее вместо $\varphi(x)$ выражений Карсона или Поллячека чрезвычайно сложно, и аналитическое интегрирование этой функции представляет значительные трудности, однако с достаточ-

ной для технических целей точностью величину интеграла $\int_{a_1}^{a_2} \varphi(x) dx$

можно найти путем численного интегрирования.

Представим себе рассматриваемый косой участок сближения разделенным на элементарные участки сближения с незначительной разницей в расстояниях между линиями на концах участков ($dx = x_{i+1} - x_i$). Определим приближенно взаимную индуктивность для каждого такого выражения, входящего в вышеприведенную формулу, принимая $\varphi(x)$ равным половине суммы верхнего $\varphi(x_{i+1})$

и нижнего $\varphi(x_i)$ предельного значения полного сопротивления взаимоиндукции на рассматриваемом элементе.

Сумма числовых значений подынтегрального выражения, полученная для всех элементов данного косого участка сближения, дает приближенное значение интеграла, входящего в формулу (4.28):

$$\int_{a_1}^{a_2} \varphi(x) dx \approx \sum_{i=1}^n \varphi(x) (x_{i+1} - x_i),$$

где n — число элементов, на которые разбит косой участок сближения, ограниченный ординатами a_1 и a_2 ;

x — значение расстояния между линиями для элемента $(x_{i+1} - x_i)$, соответствующего среднему значению функции $\varphi(x)$ в этом интервале.

Изменяя в формуле (4.28) верхний предел интегрирования (a_2) при постоянном значении нижнего предела (a_1), можно получить зависимость в числовом выражении между средним значением полного сопротивления взаимоиндукции для косых участков сближения и максимальным расстоянием между линиями.

Для примера на рис. 4.6 построены по формулам Карсона кривые зависимости ωM (Ом/км) от расстояния между параллельными линиями для случаев $\gamma_3 = 0,0265; 0,030; 0,040; 0,050$ См/м при высоте влияющей линии $b = 10$ м и при высоте подверженной влиянию линии $c = 6$ м.

4.2.2. Определение коэффициента взаимной индукции между однопроводной и двухпроводной цепями

Коэффициент взаимной индукции между цепями, подвешенными на одной столбовой линии, будет зависеть главным образом от взаимного расположения цепей; влияние земли на величину коэффициента взаимной индукции в этом случае будет сказываться весьма мало. Активной составляющей R_{12} взаимного сопротивления Z_{12} в этом случае можно пренебречь.

Значение коэффициента взаимной индукции между однопроводной и двухпроводной цепями без учета влияния земли определяется следующим образом.

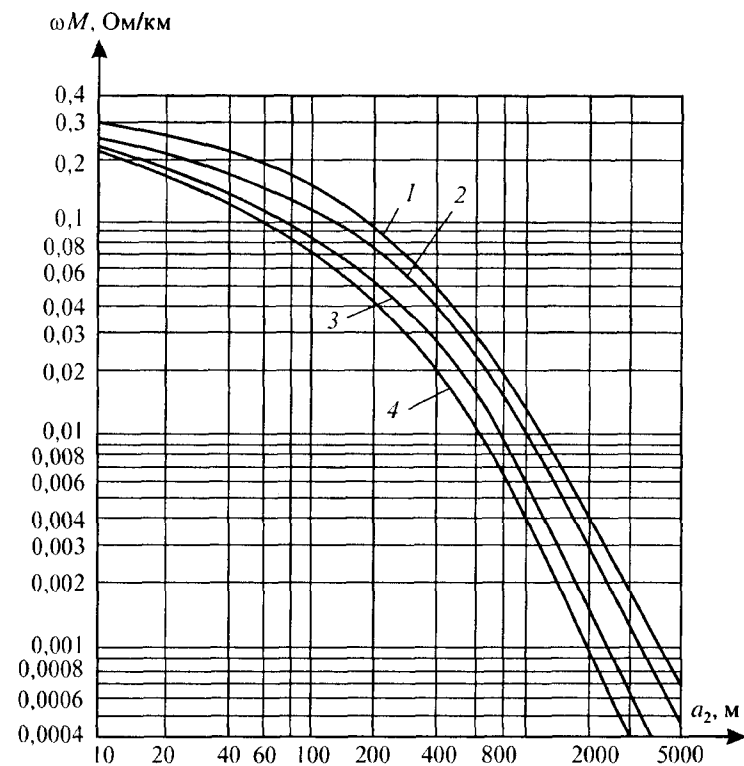


Рис. 4.6. Зависимость полного сопротивления взаимной индукции ωM (Ом/км) от расстояния между параллельными линиями при различной проводимости земли γ_3 : 1 — 0,0265; 2 — 0,030; 3 — 0,040; 4 — 0,050 См/м при высоте влияющей линии $b = 10$ м и при высоте смежной линии $c = 6$ м

На рис. 4.7, а показано относительное расположение однопроводной и двухпроводной цепей. Пусть в проводе 1 проходит переменный синусоидальный ток, мгновенное значение которого равно i_1 . Величина магнитного потока, пронизывающего петлю двухпроводной цепи, определяется из уравнения

$$\Phi_1 = \int_{a_A}^{a_B} H_x l_p dx = \int_{a_A}^{a_B} \frac{0,2}{x} i_1 l_p dx = 0,2 i_1 l_p \ln \frac{a_B}{a_A}, \quad (4.29)$$

где l_p — длина параллельного сближения, см.

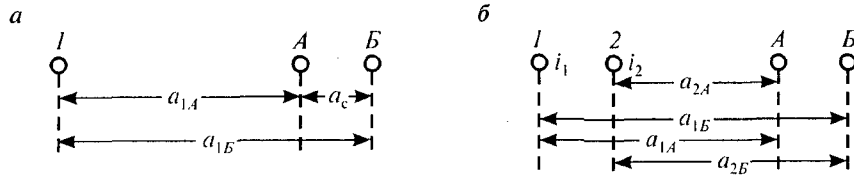


Рис. 4.7. К определению взаимной индукции между однопроводной и двухпроводной цепями (а) между двухпроводными цепями (б)

Наведенная эдс в петле, образованной двухпроводной цепью, будет определяться по формуле

$$e = - \frac{d\Phi_1}{dt} \cdot 10^{-8}.$$

Подставив сюда значение Φ_1 , получим

$$e = - \frac{d \left[0,2 i_1 l_p \ln \frac{a_{1B}}{a_{1A}} \right]}{dt} \cdot 10^{-8}.$$

Так как $i = \sqrt{2} I e^{j\omega t}$, то $E = -j \cdot 2\omega l_p I_1 \ln \frac{a_{1B}}{a_{1A}} \cdot 10^{-9}$.

Перепишем это уравнение, выражая длину l_p в километрах. Тогда получим

$$E = -j \cdot 2\omega l_p I_1 \ln \frac{a_{1B}}{a_{1A}} \cdot 10^{-4}. \quad (4.30)$$

Так как для воздушной линии индуктированная электродвижущая сила определяется по формуле

$$E = -j\omega l_p I_1 M,$$

то, сопоставляя последние два выражения, находим

$$\begin{aligned} |M_{1T}| &= \frac{E}{-j\omega l_p I_1} = \frac{-j\omega \cdot 2l_p I_1 \ln \frac{a_{1B}}{a_{1A}} \cdot 10^{-4}}{-j\omega l_p I_1} = \\ &= 2 \ln \frac{a_{1B}}{a_{1A}} \cdot 10^{-4}, \text{ Гн/км.} \end{aligned} \quad (4.31)$$

В случае подвески влияющей и подверженной влиянию цепей на двух разных линиях обратный ток влияющей однопроводной цепи, распространяясь по земле, может оказать заметное влияние на величину индуктированной эдс в двухпроводной цепи. Величина коэффициента взаимной индукции между указанными цепями M_{1T} будет зависеть от величины удельной проводимости земли, по которой протекает влияющий ток.

Коэффициент взаимной индукции между однопроводной и двухпроводной цепями может быть определен по формуле:

при подвеске двухпроводной цепи на траверсах

$$M_{1T} = \frac{\partial M_{1A}}{\partial a} a_c, \quad (4.32)$$

при подвеске двухпроводной цепи на крюках

$$M_{1T} = \frac{\partial M_{1A}}{\partial c} \Delta c. \quad (4.33)$$

При этом $\Delta c = a_c \sin \alpha$, где α — угол наклона плоскости, в которой расположены провода двухпроводной цепи.

В указанные выражения входит величина M_{1A} , определяемая по формулам Поллячека или Карсона (табл. 4.1).

Таким образом, при подвеске двухпроводной цепи на траверсах:

$$\text{а) при } a \ll 100 \text{ м } M_{1T} = - \frac{2 \cdot 10^{-4} a a_c}{a^2 + (b-c)^2}, \text{ Гн/км,}$$

$$\text{б) при } a > 100 \text{ м } M_{1T} = \left[-4 \frac{bc}{a^2} - \alpha_1 + j(\alpha_1 + \alpha_2) \frac{2a_c}{a} \right] \cdot 10^{-4}, \text{ Гн/км.}$$

При подвеске двухпроводной цепи на крюках:

а) при $a \ll 100$ м

$$M_{1T} = \left[\frac{2b-c}{a^2 + (b-c)^2} - j \cdot 11,87 \sqrt{\gamma_3 f_k} e^{j \frac{3}{4} \pi} \right] \Delta c \cdot 10^{-4}, \text{ Гн/км,}$$

$$\text{б) при } a > 100 \text{ м } M_{1T} = \left[\frac{4b}{a^2} + \frac{\alpha_1}{b+c} - j \frac{\alpha_1}{b+c} \right] \Delta c \cdot 10^{-4}, \text{ Гн/км,}$$

$$\text{где } \alpha_1 = \frac{10(b+c)}{a^2 \sqrt{0,1 \gamma_3 f_k}}, \alpha_2 = \frac{510}{a^2 \gamma_3 f_k}.$$

4.2.3. Определение коэффициента взаимной индукции между двухпроводными цепями

При определении коэффициента взаимной индукции между двухпроводными цепями, подвешенными на одной столбовой линии, влиянием земли, в которой возникают вихревые токи, ввиду малого расстояния между проводами цепей по сравнению с расстоянием их до земли можно, как и при выводе формулы (4.33) для M_{1T} , пренебречь. Поэтому активная составляющая взаимного сопротивления Z_{12} принимается равной нулю. В этом случае величина коэффициента взаимной индукции между двухпроводными цепями будет определяться только их взаимным расположением.

Если обозначить мгновенные токи в проводах влияющей цепи (рис. 4.7, б) через i_1 и i_2 , то общий магнитный поток, созданный этими токами в петле А-Б, будет выражаться равенством

$$\Phi = \Phi_1 + \Phi_2 = 0,2 i_1 / p \left(\ln \frac{a_{1Б}}{a_{1А}} - \ln \frac{a_{2Б}}{a_{2А}} \right). \quad (4.34)$$

После преобразований коэффициент взаимной индукции между двухпроводными цепями определится выражением

$$|M| = 2 \cdot 10^{-4} \ln \frac{a_{1Б} a_{2А}}{a_{1А} a_{2Б}}, \text{ Гн/км.} \quad (4.35)$$

4.3. Расчетный модуль системы и параметры расчетной схемы замещения

Во все формулы электромагнитного влияния между цепями различных систем, приведенные в предыдущих главах, входят не только первичные, но и вторичные параметры этих цепей, т. е. постоянные распространения электромагнитной волны и волновые сопро-

тивления. Для определения указанных параметров необходимо знать первичные параметры влияющей и подверженной влиянию цепей. Во множественной литературе, в том числе и в [1—4], приведены расчетные формулы для определения первичных параметров цепей различных систем, а также даны подробные объяснения по выводу этих формул. В настоящей главе приведены расчетные формулы и конкретные значения первичных и вторичных параметров отдельных элементов и цепей, необходимых при обосновании электромагнитной совместимости тягового электроснабжения, устройств связи и железнодорожной автоматики.

4.3.1. Параметры устройств тягового электроснабжения

Расчетные параметры преобразовательного агрегата

Разработанные математические модели и программа расчетов позволяют представить трансформатор схемой замещения со взаимоиндуктивными связями. Параметры такой схемы замещения определяются из опытов холостого хода и короткого замыкания и без учета намагничивания и частных характеристик могут быть определены по данным, имеющимся в справочниках [2, 17].

Для трансформаторов, нашедших наибольшее применение в настоящее время на действующих железных дорогах, можно определить активное и индуктивное сопротивления рассеяния фаз обмоток по формулам

$$r_T = 3 \frac{\Delta P_{кз} \cdot U_{ном}^2}{S_{ном}^2}, \quad x_T = 3 \frac{u_k \% \cdot U_{ном}^2}{S_{ном}}, \quad (4.36)$$

где r_T , x_T — активное и реактивное сопротивления трансформатора;
 $\Delta P_{кз}$ — мощность короткого замыкания, кВт;
 $u_k \%$ — напряжение короткого замыкания;
 $U_{ном}$ — номинальное напряжение трансформатора (фазное), кВ;
 $S_{ном}$ — номинальная мощность трансформатора, МВ·А.

Расчетные параметры вентильных плеч мостового выпрямителя

Каждое вентильное плечо выпрямителя по схеме замещения представлено неидеальным ключом с последовательно включенным активным сопротивлением r_B , эквивалентным величине пря-

мого падения напряжения для вентиля. Характеристика вентиля имеет параметры: $R_{\text{откр}} = 10^{-4}$ Ом и $R_{\text{закр}} = 10^4$ Ом. Выбор именно такой характеристики является элементом используемой математической модели. Величина $R_{\text{закр}}$ выбрана по данным [36], $R_{\text{откр}}$ выбрано гораздо меньшим, чем сопротивление $r_{\text{в}}$, что не нарушает характеристики прямого падения напряжения вентиля.

Параметры схемы замещения электровоза

В исследованиях по импульсному регулированию используется схема замещения тягового двигателя, которая состоит из последовательно соединенных индуктивности рассеяния обмоток главных полюсов и якоря L_0 , противо-эдс e , дифференциальной индуктивности L_{μ} и шунтирующего индуктивность сопротивления $R_{\text{в}}$, замещающего реальные контуры вихревых токов.

В [28] отмечено, что про низких частотах порядка десятков и сотен герц в схеме замещения может не учитываться $R_{\text{в}}$. Следовательно, для анализа гармонических сетевого напряжения преобразователя можно использовать упрощенную схему и приводимые в [28] формулы для расчета ее параметров:

$$L_{\mu} = \frac{2PW_{\text{ст}}B}{(Ai_{\text{д}} + B)^2}$$

и аппроксимацию противо-эдс в виде

$$Cn\Phi = \frac{e}{n} = \frac{i_{\text{д}}}{Ai_{\text{д}} + B},$$

где A, B — коэффициенты аппроксимации;

$i_{\text{д}}$ — ток двигателя, А;

P, C — постоянные коэффициенты, определяются конструктивным исполнением двигателя;

Φ — магнитный поток, Вб;

n — скорость вращения якоря, об/мин.

Магнитная характеристика $Cn\Phi = f(i_{\text{д}})$ тягового двигателя постоянного тока хорошо аппроксимируется выражением

$$Cn\Phi = \frac{e}{n} = \frac{3i_{\text{д}}}{i_{\text{д}} + 300}.$$

Выражение для противо-эдс

$$e = C \cdot \Phi \cdot n \quad \text{или} \quad e = C_V \Phi V,$$

где V — скорость движения электровоза, км/ч.

Для электровоза типа ВЛ8 $C_V = Cn K$,

$$\text{где } K = \frac{60\mu}{3,6\pi \cdot D_{\text{к}}} = 17,264.$$

$$\text{Тогда } e = 17,264 \cdot \frac{3i_{\text{д}}}{i_{\text{д}} + 300} \cdot V.$$

Для электровоза ВЛ8, работающего на параллельном соединении двигателей в режиме полного поля, максимальный ток согласно токовой характеристике [2] составляет около 1950 А при скорости $V = 40$ км/ч. При параллельном соединении образуется 4 параллельных ветви, в каждой из которых соединены последовательно 2 двигателя. Считая характеристики двигателей, диаметры бандажей и передаточное число редуктора абсолютно идентичными, путем несложных расчетов получим эквивалентные параметры для электровоза:

$$L_{\text{эл}} = 0,5L_{\text{д}}; \quad r_{\text{эл}} = 0,5r_{\text{д}}.$$

Для серийно-параллельного соединения тяговых двигателей можно аналогичным образом получить параметры схемы замещения электровоза. Параллельное соединение выбрано из соображений максимального тягового тока, потребляемого электровозом.

Параметры схемы замещения генератора

Генераторы представляются своими продольными x_d реактивными сопротивлениями:

$$x_{\Gamma} = \frac{x_d \%}{100} \cdot \frac{U_{\text{ном}}^2}{S_{\text{ном}}}.$$

Расчетные параметры тяговой сети

Для точного анализа переходных процессов в тяговой сети необходимо решать задачу синтеза ее схемы замещения по извест-

ной частотной характеристике для конкретно выбранных типа контактной подвески, рельсов, проводимости земли, расстояния между подстанциями и числа путей.

В разд. 3.3 рассматривалась математическая модель, с помощью которой решаются телеграфные уравнения для n -проводной линии.

Решение уравнений с использованием матрицы типа $\|Y\|$ имеем вид

$$\begin{pmatrix} I_n \\ I_k \end{pmatrix} = \|Y\| \cdot \begin{pmatrix} U_n \\ U_k \end{pmatrix}, \quad (4.42)$$

где U_n, I_n, U_k, I_k — столбцовые матрицы n -го порядка, элементами которых являются напряжения полюсов относительно земли и токи полюсов в начале (индекс «н») и конце (индекс «к») $2n+1$ -полюсника;

$\|Y\|$ — квадратная матрица n -го порядка, определяющая линейную зависимость между напряжениями и токами полюсов в начале и конце $2n+1$ -полюсника.

Матрица $\|Y\|$ составляется следующим образом:

$$\|Y\| = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}. \quad (4.43)$$

Кроме того, эта матрица обладает следующими свойствами:

$$\begin{aligned} \|Y_{11}\| &= -\|Y_{22}\|, \|Y_{12}\| = \|Y_{12}\|^T, \|Y_{21}\| = \|Y_{21}\|^T = -\|Y_{12}\|, \\ \|Y_{11}\| &= \|Y_{11}\|^T, \|Y_{12}\| = -\|Y_{21}\|^T, \|Y_{22}\| = \|Y_{22}\|^T, \end{aligned} \quad (4.44)$$

где $\|Y\|^T$ — транспонированная матрица.

С учетом вышеизложенного по матрице $\|Y\|$ составляется точная схема замещения любой n -проводной линии.

Таким образом, для тяговой сети однопутного участка железной дороги можно составить схему замещения как четырехпроводной длинной линии с распределенными параметрами, в кото-

рой тяговая сеть представлена контактным проводом, несущим тросом и двумя рельсовыми нитями. Очевидно, что уже для однопутного участка получается довольно сложная схема. При n -путном участке необходимо рассматривать схему замещения $4n$ -проводной линии ($8n+1$ -полюсника), которая позволяет учесть все взаимные проводимости между элементами тяговой сети.

Схема замещения и параметры внешнего электроснабжения

В отличие от полного сопротивления тяговой сети параметры трехфазной линии электропередачи 110 кВ, питающей тяговые подстанции, оказывают более существенное влияние на формирование высших гармонических сетевого напряжения преобразователей. Исходя из этих соображений составляется полная схема замещения трехпроводной линии 110 кВ.

Распишем подробно систему, являющуюся решением телеграфных уравнений, в виде

$$\begin{aligned} I_{1n} &= Y_{11}^{11} \cdot \dot{U}_{1n} + Y_{12}^{11} \cdot \dot{U}_{2n} + Y_{13}^{11} \cdot \dot{U}_{3n} + Y_{11}^{12} \cdot \dot{U}_{1k} + Y_{12}^{12} \cdot \dot{U}_{2k} + Y_{13}^{12} \cdot \dot{U}_{3k}, \\ I_{1k} &= Y_{11}^{21} \cdot \dot{U}_{1n} + Y_{12}^{21} \cdot \dot{U}_{2n} + Y_{13}^{21} \cdot \dot{U}_{3n} + Y_{11}^{22} \cdot \dot{U}_{1k} + Y_{12}^{22} \cdot \dot{U}_{2k} + Y_{13}^{22} \cdot \dot{U}_{3k}, \\ I_{2n} &= Y_{21}^{11} \cdot \dot{U}_{1n} + Y_{22}^{11} \cdot \dot{U}_{2n} + Y_{23}^{11} \cdot \dot{U}_{3n} + Y_{21}^{12} \cdot \dot{U}_{1k} + Y_{22}^{12} \cdot \dot{U}_{2k} + Y_{23}^{12} \cdot \dot{U}_{3k}, \\ I_{2k} &= Y_{21}^{21} \cdot \dot{U}_{1n} + Y_{22}^{21} \cdot \dot{U}_{2n} + Y_{23}^{21} \cdot \dot{U}_{3n} + Y_{21}^{22} \cdot \dot{U}_{1k} + Y_{22}^{22} \cdot \dot{U}_{2k} + Y_{23}^{22} \cdot \dot{U}_{3k}, \\ I_{3n} &= Y_{31}^{11} \cdot \dot{U}_{1n} + Y_{32}^{11} \cdot \dot{U}_{2n} + Y_{33}^{11} \cdot \dot{U}_{3n} + Y_{31}^{12} \cdot \dot{U}_{1k} + Y_{32}^{12} \cdot \dot{U}_{2k} + Y_{33}^{12} \cdot \dot{U}_{3k}, \\ I_{3k} &= Y_{31}^{21} \cdot \dot{U}_{1n} + Y_{32}^{21} \cdot \dot{U}_{2n} + Y_{33}^{21} \cdot \dot{U}_{3n} + Y_{31}^{22} \cdot \dot{U}_{1k} + Y_{32}^{22} \cdot \dot{U}_{2k} + Y_{33}^{22} \cdot \dot{U}_{3k}. \end{aligned} \quad (4.45)$$

С помощью программы, описанной в разд. 2.2, и данных о геометрии расположения проводов из [15] находятся численные значения матрицы $\|Y\|$. Это позволяет получить схему замещения трех-

фазной линии в виде совокупности параметров L , C и R . С учетом свойства матрицы $\|Y\|$

$$Y_{10} = Y_{11}^{11} + Y_{12}^{11} + Y_{13}^{11} + Y_{11}^{12} + Y_{12}^{12} + Y_{13}^{12},$$

$$Y_{20} = Y_{21}^{11} + Y_{22}^{11} + Y_{23}^{11} + Y_{21}^{12} + Y_{22}^{12} + Y_{23}^{12},$$

$$Y_{30} = Y_{31}^{11} + Y_{32}^{11} + Y_{33}^{11} + Y_{31}^{12} + Y_{32}^{12} + Y_{33}^{12}.$$

В табл. 4.2, 4.3 и на рис. 4.8 приведены значения вторичных параметров (волнового сопротивления Z_B и постоянной распространения $\gamma_k = \alpha_k + j\beta_k$) тяговой сети однопутных и двухпутных участков.

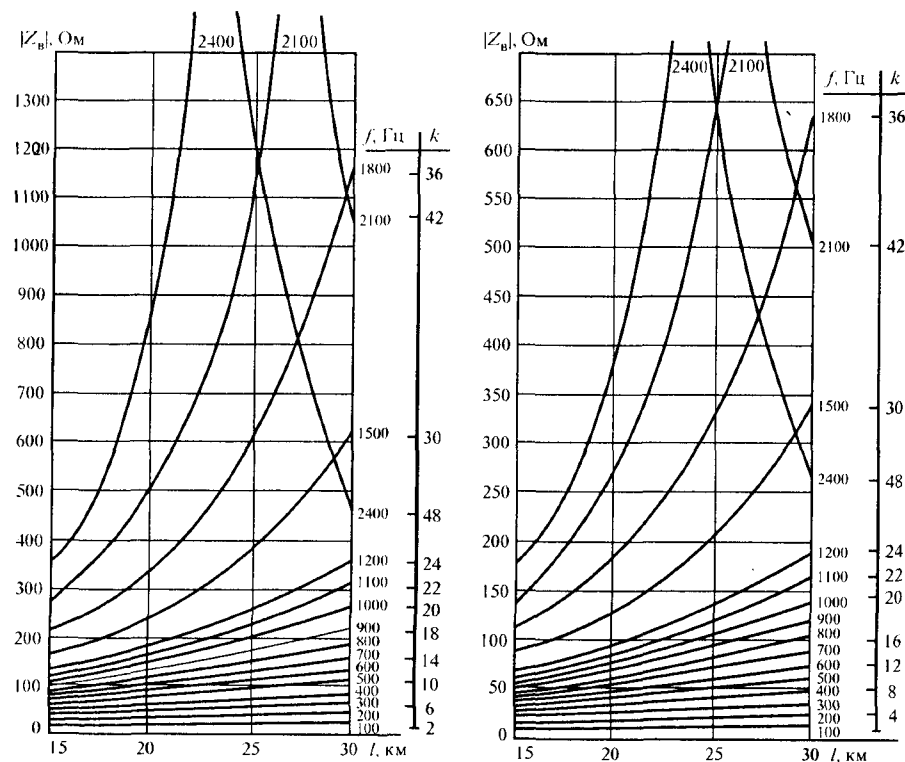


Рис. 4.8. Входное сопротивление тяговой сети однопутного (а) и двухпутного (б) участков

Таблица 4.2

Вторичные параметры тяговой сети
(контактная подвеска М-120 + 2МФ-100)

k	f, Гц	Однопутный участок			Двухпутный участок		
		$ Z_B $, Ом	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	$ Z_B $, Ом	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км
2	100	242,0	0,8	3,0	147,5	1,03	3,0
4	200	239,5	0,95	6,0	142,0	1,27	6,0
6	300	237,0	1,12	8,95	138,5	1,55	9,0
8	400	235,0	1,25	12,0	136,0	1,82	12,0
10	500	233,0	1,40	15,0	134,0	2,12	15,0
12	600	231,0	1,59	17,5	132,5	2,40	17,5
14	700	229,5	1,72	20,5	131,0	2,70	20,5
16	800	228,0	1,87	23,0	130,0	3,00	23,0
18	900	227,0	2,01	25,8	128,8	3,24	25,8
20	1000	226,0	2,17	28,5	127,5	3,50	28,0
22	1 100	225,5	2,30	31,5	126,5	3,76	30,5
24	1 200	225,0	2,44	33,9	125,7	4,02	33,3
30	1500	224,3	2,85	42,5	124,2	4,80	41,5
36	1 800	223,5	3,25	51,0	123,5	5,45	49,5
42	2100	223,0	3,65	58,2	122,8	6,25	57,3
48	2400	222,5	4,05	67,0	122,0	7,0	65,0

Примечание. 1 Нп = 8,69 дБ.

Таблица 4.3

Вторичные параметры тяговой сети (контактная подвеска ПБСМ 95 + МФ 100)

Порядок гармоник k	Частота $f, \text{Гц}$	Однопутный участок					Двухпутный участок				
		α_r , мНп/км	β_r , мрад/км	γ_r , 1/км	Z_B , Ом	$-\varphi Z_B$	α_r , мНп/км	β_r , мрад/км	γ_r , 1/км	Z_B , Ом	$-\varphi Z_B$
1	50	0,465	1,55	1,619	292	11°57'	0,316	1,575	1,61	173,5	11°20'
3	150	0,523	4,26	4,292	285	5°32'	0,450	4,54	4,54	163	5°40'
5	250	0,740	7,00	7,039	280	4°42'	0,600	7,20	7,20	160	4°30'
7	350	0,930	9,50	9,546	276	4°02'	0,725	10,00	10,00	158,2	4°00'
9	450	1,110	12,30	12,350	272	3°50'	0,850	13,12	13,12	157	3°43'
11	550	1,280	14,50	14,56	270	3°36'	0,975	15,80	15,80	156	3°30'
13	650	1,400	15,80	15,90	268	3°32'	1,100	18,20	18,20	154,5	3°20'
15	750	1,540	19,00	19,06	267	3°30'	1,220	21,00	21,00	153,7	3°15'
17	850	1,700	22,00	22,00	266	3°22'	1,340	24,00	24,00	152,8	3°10'
19	950	1,815	24,50	24,50	265,5	3°19'	1,450	26,80	26,80	152	3°05'
21	1056	1,960	27,50	27,50	265	3°18'	1,550	29,50	29,50	151,2	3°01'
23	1150	2,050	29,70	29,70	264	3°18'	1,650	32,20	32,20	150,5	3°00'
25	1250	2,175	32,50	32,50	263,5	3°17'	1,760	34,80	34,80	150	2°54'
27	1350	2,260	35,00	35,07	262,2	3°16'	1,870	37,40	37,40	149,6	2°53'
29	1450	2,350	37,50	37,50	260	3°18'	1,98	40,00	40,00	149,3	2°51'
31	1550	2,430	40,50	40,50	261	3°17'	2,11	42,80	42,80	149	2°49'
33	1650	2,500	43,00	43,00	261,5	3°18'	2,21	45,60	45,60	148,7	2°47'
35	1750	2,580	45,50	45,50	259,5	3°18'	2,32	48,30	48,30	148,5	2°45'
37	1850	2,640	48,50	48,50	259	3°19'	2,42	50,9	50,9	148,4	2°45'
39	1950	2,680	51,30	51,30	258,1	3°18'	2,53	53,6	53,6	148,4	2°43'
41	2050	2,730	54,00	54,00	257,8	3°18'	2,64	56,2	56,2	148,3	2°43'

4.3.2. Упрощенный расчет коэффициента распространения однопроводных цепей кабельных и воздушных линий

Для удобства применения вычислительной техники и упрощения расчетов зависимости постоянных распространения от частоты для линий связи различных типов аппроксимированы полиномами 2-го порядка:

$$\gamma_c = \alpha_c + j\beta_c,$$

$$\alpha_c = (A_c k^2 + B_c k + C_c) \cdot 10^{-3},$$

$$\beta_c = (D_c k^2 + E_c k + F_c) \cdot 10^{-3},$$

Коэффициенты полиномов для определения α_c и β_c представлены в табл. 4.4. Аппроксимация справедлива в диапазоне частот от 0,05 до 5 кГц.

Таблица 4.4

Значения коэффициентов полиномов для определения γ_c

Тип кабельной линии связи		A_c	B_c	C_c	D_c	E_c	F_c
Кордельно-стирофлексная, $d_{ж} = 1,05 \text{ мм}$	Непупинизированный	-0,029	2,465	8,662	-0,022	2,910	8,413
	Пупинизированный, $L_{п}=140 \text{ мГн}$	-0,029	2,520	9,007	-0,025	3,015	8,711
	То же, $L_{п}=140/83 \text{ мГн}$	-0,030	2,605	9,323	-0,026	3,110	8,918
Бумажно-кордельная, $d_{ж} = 1,2 \text{ мм}$	Непупинизированный	-0,027	2,014	7,239	-0,016	2,440	7,075
	Пупинизированный, $L_{п}=140 \text{ мГн}$	-0,026	2,080	7,665	-0,020	2,635	7,326
	То же, $L_{п}=140/83 \text{ мГн}$	-0,030	2,275	7,862	-0,021	2,670	7,711
То же, $d_{ж} = 1,4 \text{ мм}$	Непупинизированный	-0,033	2,415	8,117	-0,018	2,705	8,012
	Пупинизированный, $L_{п}=140 \text{ мГн}$	-0,029	2,300	8,818	-0,027	3,080	8,226
	То же, $L_{п}=140/83 \text{ мГн}$	-0,0314	2,480	9,200	-0,026	3,085	8,770
Тип воздушной линии связи		A_c	B_c	C_c	D_c	E_c	F_c
Сталь	$d = 4 \text{ мм}$	-0,0046	0,590	3,412	-0,0096	2,075	1,075
	$d = 5 \text{ мм}$	-0,0033	0,505	2,640	-0,0096	1,980	0,829
Медь	$d = 4 \text{ мм}$	-0,00037	0,065	1,286	-0,00077	1,205	0,196
	$d = 3 \text{ мм}$	-0,00022	0,094	1,767	-0,00051	1,190	0,381

Примечание. В таблице $d_{ж}$ — диаметр жилы; d — диаметр провода; $L_{п}$ — индуктивность катушки пупинизации; шаг пупинизации кабеля связи принят равным 1,7 км.

В таблицах 4.5—4.9 приведены коэффициенты распространения однопроводных воздушных и кабельных цепей.

Таблица 4.5

Составляющие коэффициента распространения γ_k однопроводных кабельных цепей (кабель с кордельно-стирофлексной изоляцией или с кордельно-трубчатой полиэтиленовой изоляцией, $d_{ж}=1,05$ мм)

Частота f , Гц	Цепь непупинизирована		Цепь пупинизирована по системе $S = 1,7$ км			
			$L = 140$ мГн		$L = 140/83$ мГн	
	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км
50	11,1	11,3	11,5	11,7	11,9	12,0
150	19,0	20,0	19,6	20,2	20,3	21,2
250	24,0	25,8	25,0	27,0	26,0	27,5
350	28,5	31,2	30,0	32,0	30,5	33,0
450	32,0	36,2	33,0	37,0	34,0	38,0
550	35,0	40,5	36,0	41,0	37,2	43,0
650	37,7	44,5	38,5	45,3	41,0	47,0
750	40,5	48,5	41,4	49,0	43,5	51,0
850	43,0	52,2	44,0	53,0	46,0	55,5
950	45,0	55,5	46,5	57,0	48,0	58,5
1050	47,0	59,0	49,0	61,0	51,0	62,2
1150	49,0	62,0	51,2	64,5	53,1	65,2
1250	50,7	65,3	53,2	68,0	55,1	68,0
1350	52,5	68,5	55,0	70,5	56,6	71,5
1450	54,0	72,0	56,5	73,5	58,0	74,2
1550	55,8	75,0	58,0	77,0	60,1	78,2
1650	57,2	78,2	60,0	80,0	61,9	81,4
1750	58,5	81,5	61,0	83,3	63,5	85,0
1850	60,0	85,0	62,8	86,2	64,6	88,0
1950	61,2	88,2	64,2	89,3	66,0	91,0
2050	62,2	91,4	65,6	92,3	67,0	93,8

Таблица 4.6

Составляющие коэффициента распространения γ_k однопроводных кабельных цепей (кабель с бумажно-кордельной изоляцией, $d_{ж}=1,2$ мм)

Частота f , Гц	Цепь непупинизирована		Цепь пупинизирована по системе $S = 1,7$ км			
			$L = 140$ мГн		$L = 140/83$ мГн	
	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км
50	9,25	9,5	9,72	9,94	10,11	10,36
150	15,3	17,2	16,5	18,0	17,6	18,5
250	19,7	22,5	21,0	23,5	22,2	24,0
350	23,0	27,0	24,3	28,0	26,0	28,4
450	26,0	31,0	27,5	32,0	29,0	33,0
550	28,7	34,5	30,2	35,8	31,7	36,8
650	31,0	38,0	32,7	39,0	34,0	40,4
750	33,0	41,0	34,5	42,8	36,2	44,0
850	35,0	44,4	36,0	46,0	38,5	47,5
950	36,5	47,6	37,8	50,0	40,5	51,0
1050	38,0	51,0	39,0	53,0	42,0	54,5
1150	39,5	54,0	40,7	56,0	43,6	57,5
1250	40,6	57,0	42,4	59,0	45,0	60,7
1350	42,0	60,5	44,0	62,0	46,0	63,5
1450	43,0	63,7	45,0	65,0	47,0	67,0
1550	44,0	67,0	46,0	68,0	48,3	69,5
1650	45,0	69,5	47,0	70,7	49,5	72,5
1750	46,0	72,5	48,0	73,8	50,7	75,6
1850	46,8	75,2	49,0	76,8	51,8	78,3
1950	47,5	78,0	50,0	80,0	52,5	81,4
2050	48,2	81,0	50,9	83,0	53,3	84,3

Таблица 4.7

Составляющие коэффициента распространения γ_k однопроводных кабельных цепей (кабель с бумажно-кордельной изоляцией, $d_k = 1,4$ мм)

Частота f , Гц	Цепь непупинизирована		Цепь пупинизирована по системе $S = 1,7$ км			
			$L = 140$ мГн		$L = 140/83$ мГн	
	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км
50	10,5	10,7	11,09	11,28	11,65	11,83
150	18,0	19,5	18,3	20,0	20,0	21,5
250	23,3	25,0	23,5	26,0	25,5	27,5
350	27,0	30,0	27,5	31,5	29,5	33,0
450	30,0	34,0	31,0	36,0	33,0	38,0
550	33,0	38,0	34,0	40,5	36,0	42,0
650	36,0	42,0	36,5	44,5	38,4	46,5
750	38,0	45,5	38,5	48,6	41,0	50,0
850	40,5	49,0	40,3	53,0	43,0	54,0
950	42,0	52,8	42,0	57,0	45,0	58,0
1050	43,5	56,0	43,0	60,15	46,5	62,0
1150	45,0	59,5	44,4	64,0	48,0	66,0
1250	46,0	63,0	45,8	67,0	49,0	69,0
1350	47,0	66,0	47,0	70,0	50,5	72,0
1450	48,0	69,5	48,2	73,0	52,0	75,0
1550	49,0	73,0	49,5	76,0	53,5	78,5
1650	50,0	76,0	51,0	79,0	55,0	81,5
1750	51,0	80,0	52,5	82,0	56,5	84,3
1850	51,9	83,0	54,0	85,2	58,0	87,3
1950	52,8	86,4	55,3	88,5	59,2	91,0
2050	54,0	89,8	56,8	92,0	60,8	93,6

Таблица 4.8

Составляющие коэффициента распространения γ_k однопроводных воздушных цепей ($\sigma = 25 \cdot 10^{-3}$ См/м; $h = 6$ м; лето, сыро)

Частота, f , Гц	Сталь $d = 4$ мм		Сталь $d = 5$ мм		Медь $d = 3$ мм		Медь $d = 4$ мм		Биметалл $d = 4$ мм	
	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км
50	4,0	3,14	3,14	2,8	1,86	1,57	1,35	1,4	2,05	2,29
150	5,2	7,75	4,1	7,32	2,26	4,02	1,54	3,79	2,89	6,25
250	6,14	12,0	5,08	11,3	2,45	6,36	1,67	6,22	3,67	9,65
350	7,2	16,1	6,1	15,0	2,57	8,6	1,77	8,6	4,45	12,7
450	8,2	20,0	7,0	20,0	2,69	11,0	1,87	11,0	5,1	15,8
550	9,2	23,7	7,8	22,0	2,81	13,3	1,97	13,3	5,65	18,9
650	10,2	27,5	8,51	25,6	2,92	15,6	2,07	15,6	6,2	21,8
750	11,2	30,6	9,4	28,8	3,02	18,0	2,17	18,0	6,75	24,7
850	12,1	34,0	10,25	32,0	3,12	20,3	2,27	20,3	7,25	27,6
950	13,0	37,0	11,0	35,0	3,22	22,8	2,37	22,8	7,75	30,3
1050	13,7	40,2	11,75	37,9	3,32	25,0	2,47	25,0	8,2	33,0
1150	14,4	43,4	12,3	40,8	3,41	27,3	2,55	27,3	8,7	35,7
1250	15,2	46,5	13,0	43,8	3,5	29,8	2,64	29,8	9,15	38,4
1350	15,85	49,7	13,7	46,7	3,59	32,0	2,73	32,0	9,55	41,1
1450	16,51	52,8	14,2	49,7	3,69	34,5	2,83	34,5	10,0	43,8
1550	17,2	55,8	14,8	52,5	3,78	36,8	2,92	36,8	10,5	46,6
1650	17,85	58,8	16,1	55,4	3,87	39,2	3,01	39,2	11,05	49,4
1750	18,5	61,8	16,5	58,2	3,95	41,5	3,11	41,5	11,7	52,1
1850	19,0	64,6	16,7	61,0	3,98	43,7	3,15	43,7	11,9	54,6
1950	19,7	67,5	17,0	64,0	4,0	46,0	3,18	46,0	12,2	57,3
2050	20,2	70,8	17,5	66,6	4,04	48,1	3,22	48,1	12,5	60,0

Таблица 4.

Составляющие постоянной распространения γ_k однопроводных цепей связи

k	Частота f, Гц	Воздушные линии				Кабельные линии (кабель марки ПРВПМ 1 × 2 × 1,2)			
		Стальная цепь d = 4 мм		Медная цепь d = 4 мм		Непупинизированная цепь		Пупинизированная цепь	
		α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км
2	100	4,65	5,54	1,48	2,62	38,0	76,5	37,0	73,0
4	200	5,67	9,92	1,62	5,02	40,0	79,0	40,0	76,0
6	300	6,65	14,10	1,72	7,11	42,0	82,0	41,0	80,0
8	400	7,70	17,75	1,83	9,6	46,5	89,0	42,0	84,0
10	500	8,70	21,75	1,92	12,0	51,0	94,0	42,0	89,0
12	600	9,65	25,41	2,02	14,55	56,0	101,0	42,5	96,0
14	700	10,6	29,0	2,12	17,0	60,0	109,0	43,0	104,0
16	800	11,7	32,3	2,22	19,3	64,0	116,0	43,0	113,0
18	900	12,4	35,4	2,32	21,7	67,5	125	43,0	119,0
20	1 000	13,3	38,5	2,40	24,0	69,0	135	43,0	126,0
22	1 100	14,1	41,8	2,50	26,5	69,5	146	43,0	133,0
24	1 200	14,75	45,0	2,68	28,8	70,0	156	43,1	141,0
30	1 500	16,9	54,4	2,89	35,7	70,5	185	43,1	169,0
36	1 800	19,0	63,0	3,17	42,5	71,0	216	43,2	193,0
42	2 100	20,8	72,0	3,42	49,5	74,0	247	43,3	210,0
48	2 400	22,5	81,0	3,67	56,5	78,0	280	43,4	220,0

5.1. Природа экранирующего действия и электромагнитные экраны

Природа действия электромагнитного экрана заключается в том, что электромагнитное поле проникает в стенку экрана и возбуждает в ней заряды или индуцирует токи, собственные поля которых накладываются на первичное поле, частично или полностью компенсируя его. При этом несущественно, находится ли первичное поле внутри или снаружи экрана (рис. 5.1).

Мерой экранирующего действия является коэффициент экранирования, который определяется отношением напряженности поля внутри экрана к напряженности внешнего поля, которое имеет место при отсутствии экрана. Например, для магнитного поля

$$Q = H_{вт}/H_{вн}. \quad (5.1)$$

Коэффициент экранирования, как правило, является комплексным числом.

На практике часто в расчетах используют термин коэффициент затухания, который определяется как логарифм отношения напряженностей внешнего и внутреннего полей:

$$\alpha_j = \ln(1/|Q|), \text{ Нп} \quad \text{или} \quad \alpha_j = 20 \lg(1/|Q|), \text{ дБ}. \quad (5.2)$$

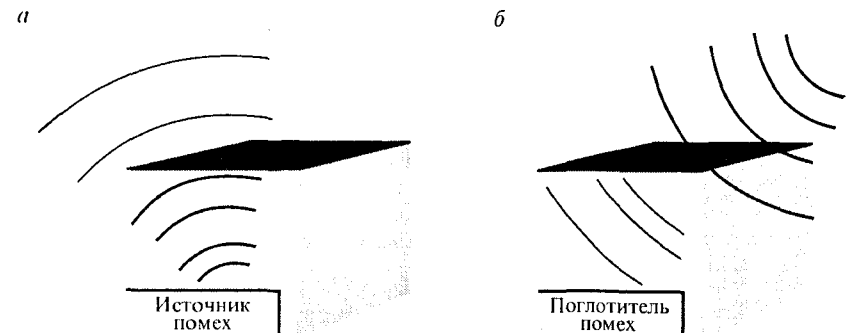


Рис. 5.1. Обратимость экранирующего действия: а — ослабление излучения источника помех; б — защита поглотителя помех от излучения

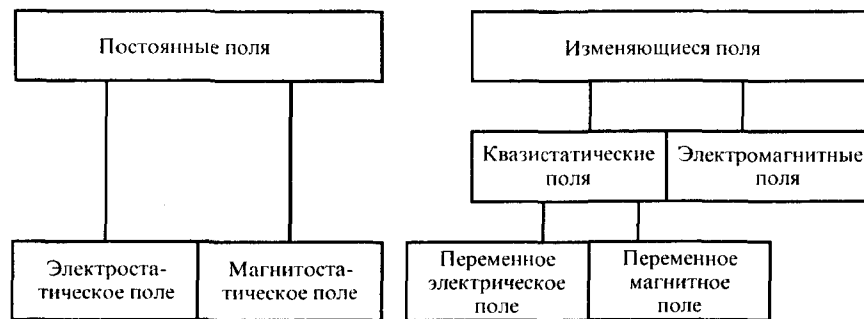


Рис. 5.2. Классификация электрических и магнитных полей

Различают постоянные и переменные поля, при этом последние подразделяются на квазистатические (медленно меняющиеся) и электромагнитные (быстро меняющиеся) (рис. 5.2) [23].

Любое изменение квазистатического поля одновременно обнаруживается повсеместно, и поэтому мгновенно воспринимаемая картина поля, соответствующая определенному мгновенному значению напряжения или тока, всегда совпадает с картиной статического поля, создаваемого таким же по значению постоянным напряжением или током. Квазистатическое поле можно представить как временную суперпозицию статических полей одинакового пространственного распределения $E_v(x, y, z)$ или $H_v(x, y, z)$, которые для каждого случая отличаются по напряженности только определенным постоянным множителем. Если приемник находится в непосредственной близости от источника излучения (антенны) в так называемой ближней зоне, то он воспринимает стационарное (пространственно фиксированное) квазистатическое поле. В частности, штыревая антенна создает квазистатическое электрическое поле, а рамочная — квазистатическое магнитное поле. В ближней зоне поле изменяется, увеличивается или уменьшается во времени одновременно во всех точках.

На большом расстоянии от антенны приемник находится в так называемой дальней зоне. Независимо от конструкции антенны в дальней зоне господствует нестационарное электромагнитное волновое поле.

Ближняя зона определяется не только расстоянием между источником и приемником, но и скоростью изменения поля. Во временной области ближней, или квазистатической зоной считается простран-

ство, протяженность / которого такова, что время нарастания поля T_H больше по сравнению с временем прохождения электромагнитной волной расстояния l . В частотной области ближней зоной считается пространство, протяженность которого меньше длины волны ($l < \lambda$).

Различие между ближней и дальней зонами можно формализовать математически. Для простоты покажем это в частной области. Рассмотрим в сферической системе координат поле диполя Герца (рис. 5.3).

Решение уравнений Максвелла в частотной области дает следующие выражения для векторов напряженностей поля, показанных на рис. 5.3 [23]:

$$E_\theta = \frac{I_m l Z_0 \lambda \sin \vartheta}{j \cdot 8\pi^2 r^3} \left[1 + j \frac{2\pi}{\lambda} r + \left(j \frac{2\pi}{\lambda} r \right)^2 \right] e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r}, \quad (5.3)$$

$$E_r = \frac{I_m l Z_0 \lambda \cos \vartheta}{j \cdot 4\pi^2 r^3} \left(1 + j \frac{2\pi}{\lambda} r \right) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r}, \quad (5.4)$$

$$E_\varphi = \frac{I_m l \sin \vartheta}{4\pi r^2} \left(1 + j \frac{2\pi}{\lambda} r \right) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r}, \quad (5.5)$$

где I_m — амплитудное значение переменного тока; l — максимальное расстояние между зарядами диполя; Z_0 — волновое сопротивление

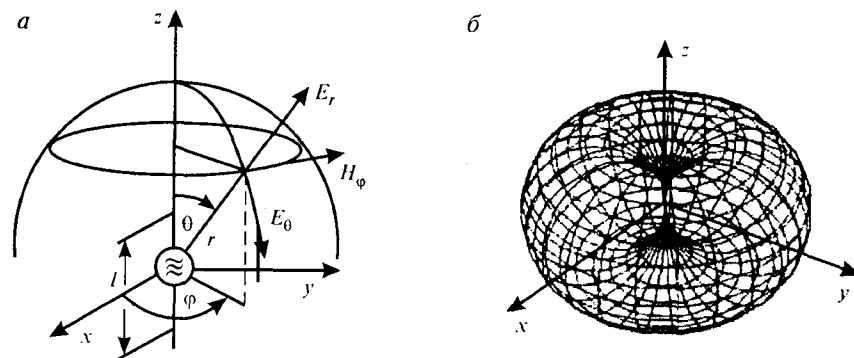


Рис. 5.3. Диполь Герца в сферической системе координат (а) и соответствующие силовые линии электрического и магнитного полей в ближней зоне (б)

ние вакуума (в дальнейшем принято $\omega/c = 2\pi/\lambda$, где c — скорость света в вакууме). Множитель $e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r}$ описывает угол фазового сдвига.

Приведенные выше уравнения не наглядны, однако они легко интерпретируются, если ограничиться двумя предельными случаями — дальней и ближней зонами.

Дальняя зона. При рассмотрении $r \gg 2\pi/\lambda$ можно в (5.3)—(5.5) учесть только члены с большими показателями степеней. Тогда уравнения упрощаются:

$$\mathbf{E}_\vartheta = \frac{I_m/Z_0\lambda\sin\vartheta}{j\cdot 8\pi^2r^3} \left(j\frac{2\pi}{\lambda}r\right)^2 e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r}, \quad (5.6)$$

$$\mathbf{E}_r = \frac{I_m/Z_0\lambda\cos\vartheta}{j\cdot 4\pi^2r^3} j\frac{2\pi}{\lambda}re^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r}, \quad (5.7)$$

$$\mathbf{H}_\varphi = \frac{I_m/\sin\vartheta}{4\pi rr^2} j\frac{2\pi}{\lambda}re^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r}. \quad (5.8)$$

Из-за разного показателя степени у r составляющей \mathbf{E}_r можно пренебречь по сравнению с \mathbf{E}_ϑ , так что окончательно останутся только векторы \mathbf{E}_ϑ и \mathbf{H}_φ . Эти векторы перпендикулярны друг другу и направлению распространения волны. Они колеблются синфазно, их отношение во времени и пространстве постоянно:

$$\mathbf{E}_\vartheta/\mathbf{H}_\varphi = Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 377 \text{ Ом}. \quad (5.9)$$

Активное сопротивление Z_0 называют волновым сопротивлением вакуума.

Ближняя зона. В непосредственной близости от антенны ($r \gg 2\pi/\lambda$) и второй, и третий члены в (5.3)—(5.5) существенно меньше единицы, и выражения (5.3)—(5.5) упрощаются:

$$\mathbf{E}_\vartheta = \frac{I_m/Z_0\lambda\sin\vartheta}{j\cdot 8\pi^2r^3} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r}, \quad (5.10)$$

$$\mathbf{E}_r = \frac{I_m/Z_0\lambda\cos\vartheta}{j\cdot 4\pi^2r^3} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r}, \quad (5.11)$$

$$\mathbf{H}_\varphi = \frac{I_m/\sin\vartheta}{4\pi rr^2} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r}. \quad (5.12)$$

Согласно [25] можно формально получить отношение $\mathbf{E}_\vartheta/\mathbf{H}_\varphi$:

$$\mathbf{E}_\vartheta/\mathbf{H}_\varphi = Z_0\lambda/(j\cdot 2\pi r) = Z_{0E}. \quad (5.13)$$

Сопротивление Z_{0E} является емкостным ($Z_C = 1/j\omega C$), при $r \gg 2\pi/\lambda$ или $\lambda/2\pi \gg 1$ $|Z_{0E}| \gg Z_0$.

При этом говорят о высокоомном поле, понимая под этим электрическое поле вблизи штыревой антенны. Удельная энергия в ближней зоне имеет преобладающую электрическую природу, т.е.

$$w(r) = w_{эл}(r) = \frac{1}{2}\epsilon E^2. \quad (5.15)$$

В то время как вектор магнитного поля и в ближней зоне остается перпендикулярным направлению распространения, электрическое поле содержит дополнительную составляющую \mathbf{E}_r ; \mathbf{E}_ϑ и \mathbf{H}_φ в ближней области сдвинуты по фазе друг относительно друга на 90° .

Проведя аналогично изложенному выше рассмотрение для поля в окрестности небольшого контура с током (диполь Фитцджеральда, рамочная антенна [25]), получим для координат ϑ и φ структурно дуальные уравнения, из решения которых получается для дальней зоны, как и ранее, активное волновое сопротивление $Z_0 = 377 \text{ Ом}$, а для ближней зоны

$$Z_{0H} = jZ_0 \cdot 2\pi r/\lambda. \quad (5.16)$$

Волновое сопротивление Z_{0H} ближней области рамочной антенны имеет индуктивный характер ($r \gg \lambda/2\pi$ или $\lambda/2\pi \gg 1$), и

$$|Z_{0H}| \gg Z_0. \quad (5.17)$$

При этом говорят о низкоомном поле, понимая под этим магнитное поле вблизи рамочной антенны. Удельная энергия в ближней зоне имеет в основном магнитную природу, т.е.

$$w(r) = w_m(r) = \frac{1}{2} \mu H^2. \quad (5.18)$$

В дальней зоне векторы напряженностей электрического и магнитного полей направлены под прямым углом друг к другу и к направлению распространения. В то время как электрическое поле и в ближней зоне остается поперечным, магнитное поле содержит дополнительную составляющую H_r .

Изложенное выше для полей в окрестности элементарной штыревой или элементарной рамочной антенн удовлетворяется при условии $l \ll \lambda$. Если это условие не выполняется, то необходимо использовать уравнения не диполей, а электрически длинных линий.

На рис. 5.4 показаны примеры квазистатических полей в ближней зоне.

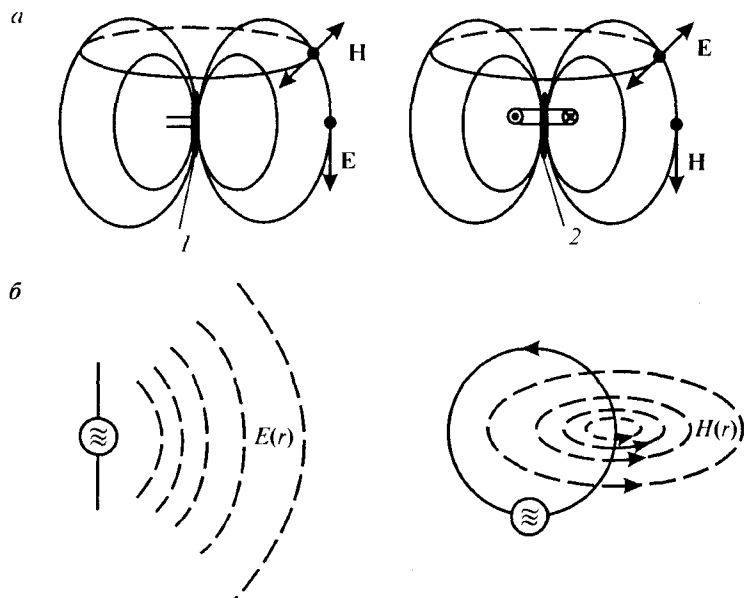


Рис. 5.4. Соотношения между диполями Герца и Фитцджеральда (а) и схематическое представление электрического и магнитного полей в ближней зоне (б): 1 — электрическое поле; 2 — магнитное поле

С увеличением расстояния от штыревой антенны значение волнового сопротивления уменьшается со скоростью 20 дБ/декада от больших до малых значений и на большом расстоянии асимптотически приближается к значению волнового сопротивления вакуума. Волновое сопротивление рамочной антенны наоборот сначала увеличивается со скоростью 20 дБ за декаду и затем также асимптотически приближается к волновому сопротивлению вакуума (рис. 5.5).

Эти зависящие от расстояния волновые сопротивления использованы далее при расчетах коэффициентов затухания по методу Щелкунова [25]. Но сначала поясним различные механизмы экранирования в зависимости от природы поля.

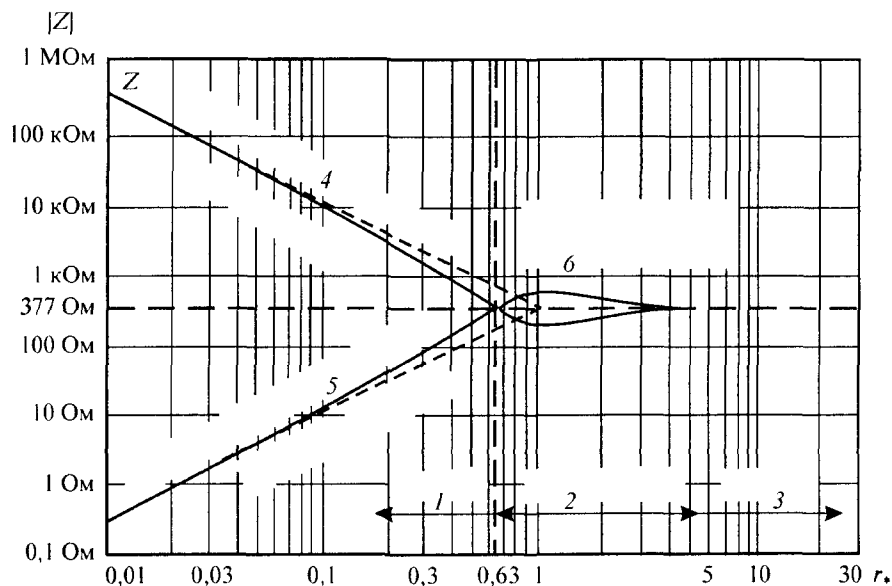


Рис. 5.5. Волновое сопротивление устройства в зависимости от нормированного расстояния от источника ($r_* = 2\pi r/\lambda$): 1 — ближняя зона; 2 — переходная область; 3 — дальняя зона; 4 — высокоомное электрическое поле (например, штыревой антенны); 5 — низкоомное магнитное поле (например, рамочной антенны); 6 — электромагнитное волновое поле

5.2. Экранирование статических полей

Электростатические поля

Если в электростатическое поле внести пустотелый проводящий шар, то на подвижные заряды в материале шара будут действовать силы $\mathbf{F} = \mathbf{Q} \times \mathbf{E}$, которые влияют на пространственное распределение зарядов. Перераспределение зарядов будет закончено, когда тангенциальная составляющая напряженности электрического поля на поверхности экрана станет равна нулю. Силовые линии электрического поля искривляются и выходят перпендикулярно поверхности экрана. Поле смещенных зарядов и внешнее поле в любой точке внутри экрана полностью компенсируют друг друга. Можно показать, что этот эффект имеет место не только в пустотелом шаре, но и при любой форме проводящего пустотелого экрана.

Экранирование электрического поля замкнутым (без щелей) проводящим экраном бесконечно велико. Такой экран называют клеткой Фарадея.

Далее будет показано, что при изменяющихся во времени с большой скоростью электрических полях коэффициент затухания имеет конечное значение. Для нормальных составляющих поля при помощи закона Гаусса можно получить следующие выражения:

$$E_{н.вт} = 0 \quad \text{и} \quad E_{н.вш} = \rho_S / \epsilon_0, \quad (5.19)$$

где ρ_S — поверхностная плотность смещенных зарядов.

Для касательных составляющих из приведенных выше рассуждений следует $E_{к.вт} = E_{к.вш} = 0$. Наконец, нужно упомянуть, что диэлектрические оболочки также оказывают определенное экранирующее влияние на электростатические поля. Аналогично тому, как магнитный поток проходит в основном через контур с высокой магнитной проводимостью (относительная магнитная проницаемость μ_r), поток электрического поля Φ проходит через диэлектрик с высокой диэлектрической проводимостью (диэлектрическая проницаемость ϵ_r).

При большом отношении толщины стенки d к диаметру оболочки D вследствие преломления линий электрического поля на

границе электрический поток в основном протекает в стенке экрана (рис. 5.6). Коэффициент затухания рассчитывается по Кадену [25]:

$$\alpha_E = \ln(E_{вш}/E_{вт}) = \ln(1 + 1,33\epsilon_r d/D). \quad (5.20)$$

Заметное экранирование наступает, очевидно, при $\epsilon_r d \gg \gg D$, т.е. только при толстостенных экранах с высокой диэлектрической проницаемостью.

На основе закона Гаусса и законов индукции можно получить для диэлектрических экранов следующие соотношения тангенциальных E_k и нормальных E_n составляющих напряженности электрического поля:

$$E_{к1} = E_{к2} \quad \text{и} \quad E_{н1} = E_{н2} = \epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}.$$

Магнитостатические поля

Магнитостатические поля можно экранировать при помощи ферромагнитных оболочек с большой магнитной проницаемостью аналогично тому, как электростатические поля — при помощи диэлектрических экранов с высокой диэлектрической проницаемостью (см. выше). Вследствие преломления линий магнитного поля на границе поверхности в толстостенных экранах из материала с высокой магнитной проницаемостью магнитный поток в основном проходит в стенке экрана.

Коэффициент затухания рассчитывается по [25]:

$$\alpha_H = \ln(H_{вш}/H_{вт}) \approx \ln(1 + 1,33\mu_r d/D)$$

При отсутствии токов в экране можно на основе закона Гаусса и закона непрерывности потока получить следующие соотношения тангенциальных и нормальных составляющих напряженности магнитного поля на поверхности экрана:

$$H_{к1} = H_{к2} \quad \text{и} \quad H_{н1}/H_{н2} = \mu_{r2}/\mu_{r1}.$$

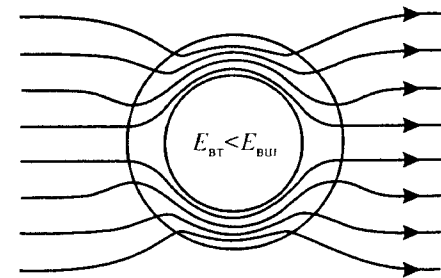


Рис. 5.6. Экранирующее влияние толстостенной диэлектрической пустотелой оболочки, например кирпичной кладки, экрана из титаната бария

5.3. Экранирование квазистатических полей

Переменные электрические поля

Экранирование квазистатических электрических переменных полей происходит как и в случае электростатических полей за счет перераспределения зарядов. Однако, если в электростатическом поле коэффициент затухания бесконечно велик, то в переменном поле с ростом частоты появляется фазовый сдвиг, который обуславливает конечное значение коэффициента затухания. Этот эффект становится заметным при весьма высоких частотах. Практически при квазистатических электрических полях, как правило, коэффициент затухания предполагается также бесконечно большим. При этом используются те же граничные условия, что и для электростатического поля. Реальные экраны, например корпуса приборов, имеют зазоры, щели. Если отдельные стенки экрана электрически между собой не связаны, то между ними возникает разность потенциалов и экран практически не действует. При экранировании от электростатических полей необходимо прежде всего соединить экранирующие элементы между собой, по крайней мере, в одной точке.

При наличии щелей между элементами экрана возможно электромагнитное влияние через емкость щели. Это влияние можно ослабить при помощи лабиринтных уплотнителей. При высоких частотах элементы экрана должны иметь многочисленные гальванические контакты для того, чтобы токи, влияющие на выравнивание потенциалов, могли протекать по кратчайшему пути (см. ниже п. 5.3.2). В то время как всесторонне замкнутый металлический экран обеспечивает отсутствие поля внутри него и без заземления экрана, использование теневого эффекта отдельных экранирующих листов требует их заземления. Однако отдельно заземленные экранирующие листы являются не столько экранами, сколько гальваническими шунтами.

Переменные магнитные поля

Если в изменяющееся во времени магнитное поле внести проводящую оболочку, то в ее стенках индуцируются напряжения и вследствие электропроводности возникают токи. Магнит-

ное поле этих токов направлено навстречу возбуждающему полю. Взаимодействие первоначального внешнего поля с противодействующим полем токов в стенках экрана обуславливает внутри экрана результирующее поле меньшей напряженности. Так как экранирующее воздействие при переменных магнитных полях осуществляется токами в стенках экрана, необходимо избегать зазоров в экранах. При экранировании переменных магнитных полей недостаточно осуществлять выравнивание потенциалов отдельных стенок при помощи нескольких уравнивающих потенциалы соединений. Зазоры по всей их длине должны быть заполнены хорошо проводящими материалами или закорочены. Вредное влияние зазоров в замкнутых экранах может свести роль экрана к экранирующему действию одиночных пластин элементов экрана [25]. Чем выше электропроводность материала экрана, тем больше при одинаковой индуктированной напряженности электрического поля токи в экране и тем выше коэффициент затухания. Так как статические магнитные поля не могут индуктировать токи, то неферромагнитные оболочки для постоянных магнитных полей ($f = 0$) не оказывают никакого экранирующего влияния. С другой стороны, с увеличением частоты тока коэффициент затухания квазистатических магнитных полей стремится к бесконечности. Эта тенденция имеет предел на частотах, для которых наряду с квазистатическим магнитным полем необходимо также принимать во внимание магнитное поле токов смещения (электромагнитные волны). При отсутствии поверхностных токов при помощи закона Гаусса и закона электромагнитной индукции получаются следующие соотношения тангенциальных и нормальных составляющих напряженности поля на границах экрана:

$$H_{k1} = H_{k2} \quad \text{и} \quad H_{n1}/H_{n2} = \mu_{r2}/\mu_{r1}.$$

Поверхностные токи особенно сильно проявляются при полном вытеснении тока (очень хороший проводник, бесконечно большая частота). В этом случае в материале экрана $H_{k1} = 0$, в окружающем диэлектрике $H_{k2} = J_S$, где J_S — поверхностная плотность тока на единицу длины, а коэффициент затухания для тан-

генциальных полей бесконечно велик. В то время как практически экранирование квазистатических электрических полей считается идеальным, при квазистатических магнитных полях, как правило, стоит задача определения коэффициента затухания, который для каждого конкретного случая определяется при заданных параметрах: частоте, толщине стенки, электропроводности, относительной магнитной проницаемости, конфигурации и размерах экрана (см. ниже).

5.4. Экранирование электромагнитных волн

С ростом частоты описанный подход становится непригодным, так как нельзя больше пренебрегать влиянием токов смещения. Это, как правило, имеет место в том случае, когда экран находится в дальней зоне передатчика, в которой электрическое и магнитное поля связаны между собой не волновым сопротивлением антенны, а волновым сопротивлением вакуума ($Z_0 = 377 \text{ Ом}$). В то время как в квазистатическом магнитном поле возникает только магнитное противодействующее поле, в электромагнитном поле возникает заметное электрическое противодействующее поле. Экран сам становится передатчиком и излучает электромагнитную волну, возникновение которой объясняется ниже.

Электрическое вихревое поле $E_{\text{п}}$ падающей электромагнитной волны в соответствии с уравнением $J = \sigma E_{\text{п}}$ возбуждает в электропроводящей стенке экрана токи, которые обуславливают противодействующее магнитное поле $H_{\text{пр}}$. Магнитное противодействующее поле со своей стороны в соответствии с законом электромагнитной индукции связано с вихревым электрическим полем $E_{\text{пр}}$, которое совместно с $H_{\text{пр}}$ образует отраженную электромагнитную волну. При детальном рассмотрении те же физические поля имеют место и в случае квазистатического поля. Однако электрические вихревые поля при этом настолько малы, что в непроводящей среде они в состоянии создавать только небольшие токи смещения, которые не могут заметно изменить магнитные поля $H_{\text{п}}$ и $H_{\text{пр}}$, обусловленные токами проводимости. В установившемся состоянии поле во внешнем про-

странстве существует в виде суперпозиции падающей и отраженной волн: $E = E_{\text{п}} + E_{\text{пр}}$. В стенке экрана электрические напряженности падающего и отраженного полей полностью уравниваются, т.е. $E_{\text{п}} + E_{\text{пр}} = 0$ или $E_{\text{пр}} = -E_{\text{п}}$.

Для расчета коэффициента затухания необходимо составить волновые уравнения для волн внутри и снаружи экрана [25]. Граничные условия для компонентов напряженностей электрического и магнитного полей такие же, как и для составляющих напряженностей квазистатического магнитного поля.

Оказывается, что оболочка экрана при высоких частотах ведет себя как пустотелый резонатор. В области собственных резонансных частот наступают резонансные разрывы функции коэффициента затухания, которые не делают экран полностью прозрачным, но нарушают его работу, что будет подробнее рассмотрено ниже.

Для изготовления экранов применяются материалы, которые имеют высокую проводимость для потоков действующих полей и которые за счет индукции в состоянии создавать противодействующее магнитное поле. Наиболее часто используются экраны из хорошо проводящих металлов и ферромагнитных материалов. Сравнение характеристик двух экранов одинаковой толщины из железа и меди объясняет особенности их экранирующего действия (рис. 5.7).

В области до 100 кГц глубина проникновения электромагнитного поля больше, чем толщина стенки экрана, и материал с большой электропроводностью имеет более высокий коэффициент затухания. Экранирование здесь основано только на затухании в экране, который действует как короткозамкнутый виток.

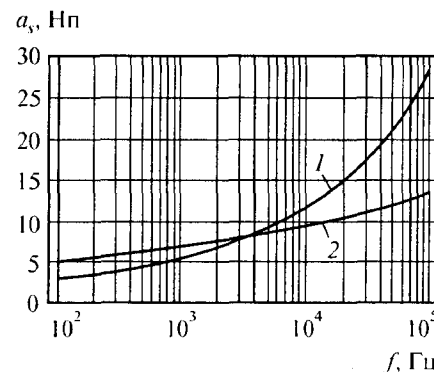


Рис. 5.7. Зависимость коэффициента затухания a_s магнитного поля цилиндрического экрана от частоты f : 1 — для железного экрана ($r_0 = 5 \text{ м}$, $d_0 = 0,1 \text{ мм}$, $\sigma = 7 \cdot 10^6 \text{ См/м}$, $\mu_r = 200$); 2 — для медного экрана ($r_0 = 5 \text{ м}$, $d_0 = 0,1 \text{ мм}$, $\sigma = 58 \cdot 10^6 \text{ См/м}$, $\mu_r = 1$)

5.5. Теоретические основы и методика расчета экранирующего действия электромагнитных экранов

Аналитический расчет экранирующего действия электромагнитных экранов требует решения уравнений Максвелла для областей внутри и вне экрана, а также в самой его стенке. В результате решения получают значения $E_{вт}$, $E_{вш}$ и $H_{вт}$, $H_{вш}$, отношения которых друг к другу дают возможность определить коэффициенты экранирования, или затухания. Этот путь обеспечивает более глубокое, выходящее за рамки известных приближенных формул понимание принципа действия электромагнитных экранов, и делает функционирование экрана доступным для точной количественной оценки. Однако этот метод математически очень трудоемок, поэтому он в прошлом не получил широкого распространения.

Ниже на примерах по нарастающей сложности рассматриваются: цилиндрический экран в квазистатическом магнитном поле $H_{вш}$ без учета обратного влияния на окружающее пространство;

цилиндрический экран в квазистатическом магнитном поле $H_{вш}$ с учетом обратного влияния на окружающее поле;

цилиндрический экран в электромагнитном поле (с отраженной электромагнитной волной).

Рассмотрим основные принципы аналитического расчета. Для читателя, который ищет быстрое решение, во второй части этой главы представлена концепция полных сопротивлений, которая базируется на аналогии с теорией распространения волн. Необходимо указать, что в ограниченном объеме расчет экранов возможен при помощи метода сеток [25].

Пространственное распространение комплексных амплитуд напряженностей магнитного $H(x, y, z)$ и электрического $E(x, y, z)$ полей электромагнитной волны может быть описано двумя частными дифференциальными уравнениями [25]:

$$\Delta H = j\omega\sigma\mu H + (j\omega)^2 \epsilon\mu H, \quad \Delta E = j\omega\sigma\mu E + (j\omega)^2 \epsilon\mu E. \quad (5.21)$$

Операторы Лапласа определяются следующим образом:

$$\Delta H = \frac{\partial^2 H}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H}{\partial z^2}, \quad \Delta E = \frac{\partial^2 E}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E}{\partial z^2}. \quad (5.22)$$

Дифференциальные уравнения (5.21) необходимо решить для внешнего пространства (индекс “вш”), для внутреннего пространства (индекс “вт”) и стенки экрана (индекс “э”) (рис. 5.8). Так как в воздушном пространстве внутри и вне экрана $\sigma = 0$, а в стенке экрана можно принять $|\sigma| \gg |j\omega\epsilon|$ (это означает, что током смещения можно пренебречь по сравнению с током проводимости), уравнения (5.21) упрощаются, и в правой части остается только один член.

Для наружного и внутреннего пространства ($\sigma = 0$)

$$\Delta H = (j\omega)^2 \epsilon\mu H, \quad \Delta E = (j\omega)^2 \epsilon\mu E. \quad (5.23)$$

Используя волновое число $k_0 = \omega\sqrt{\epsilon\mu}$, получим вместо (5.23)

$$\Delta H = -k_0^2 H, \quad \Delta E = -k_0^2 E. \quad (5.24)$$

Эти уравнения относятся к типу волновых уравнений. Они описывают распространение электромагнитных волн в свободном пространстве.

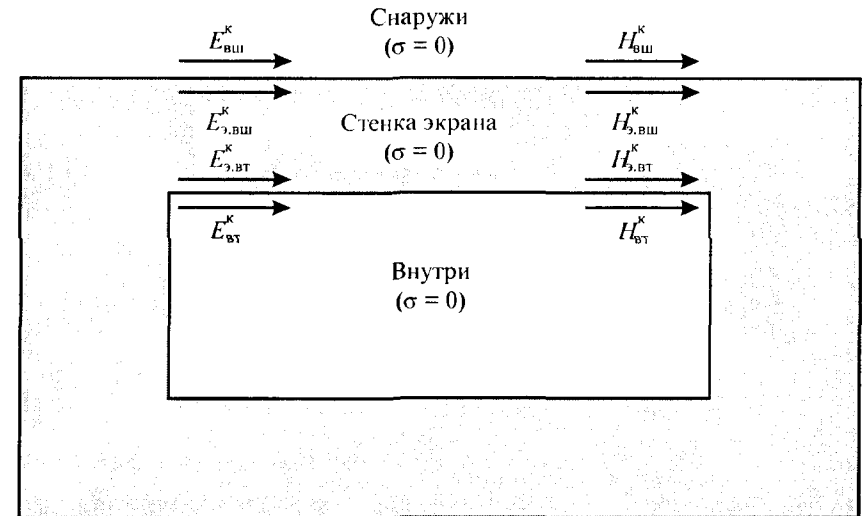


Рис. 5.8. Области интегрирования, их границы и непрерывные касательные составляющие напряженностей электрического и магнитного полей на граничных плоскостях

Для стенки экрана $|\sigma| \gg |j\omega\epsilon|$,

$$\Delta \mathbf{H} = j\omega\epsilon\mu \mathbf{H}, \quad \Delta \mathbf{E} = j\omega\epsilon\mu \mathbf{E} \quad (5.25)$$

и с учетом постоянной вихревых токов

$$\Delta \mathbf{H} = k^2 \mathbf{H}, \quad \Delta \mathbf{E} = k^2 \mathbf{E}. \quad (5.26)$$

Эти уравнения относятся к типу уравнений поверхностного эффекта (уравнения диффузии, уравнения теплопроводности). Они описывают пространственно-временное поведение квазистатических электрических и магнитных полей в проводниках.

Если ограничиться квазистатическими полями, то расчет экранов сводится к определению отношения напряженностей магнитного поля $\mathbf{H}_{\text{вн}}/\mathbf{H}_{\text{вт}}$ (экранирующее действие электрического поля практически сколь угодно велико). Так как в квазистатических полях волновым характером поля (т.е. магнитным полем тока смещения) можно пренебречь, то при расчете во всех трех областях необходимо использовать (5.26).

При решении (интегрировании) (5.24) и (5.26) возникают, как и при вычислении неопределенных интегралов, постоянные интегрирования или функции, которые должны быть определены из граничных условий на внутренней и наружной поверхностях стенки экрана, а также из условий воздействующего внешнего поля. На граничных поверхностях между внешним пространством, экранированным пространством и стенками экрана (см. рис. 5.8) для касательных компонентов напряженностей поля справедливы следующие граничные условия:

$$E_{\text{вн}}^{\text{K}} = E_{\text{э.вн}}^{\text{K}}, \quad E_{\text{вт}}^{\text{K}} = E_{\text{э.вт}}^{\text{K}}, \quad H_{\text{вн}}^{\text{K}} = H_{\text{э.вн}}^{\text{K}}, \quad H_{\text{вт}}^{\text{K}} = H_{\text{э.вт}}^{\text{K}}, \quad (5.27)$$

причем касательные составляющие напряженности поля $E_{\text{э}}^{\text{K}}$ и

$H_{\text{э}}^{\text{K}}$ на внутренней и наружной поверхностях экрана, естественно, имеют разные значения (см. дополнительный индекс “вн” или “вт”).

В противоположность обычным проблемам граничных условий при аналитическом расчете экранов задаются не конечные зна-

чения на границах, а только отношения между граничными значениями по обеим сторонам границы, а также условия непрерывности в соответствии с [25].

5.6. Цилиндрический экран в продольном поле

Цилиндрический экран помещен в квазистатическое магнитное поле, направленное параллельно оси экрана (рис. 5.9). Связанное с внешним магнитным полем напряженностей $\mathbf{H}_{\text{вн}}$ (полем помехи) электрическое вихревое поле напряженностью $\mathbf{E}_{\text{вт}}$ в соответствии с уравнением $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$ вызывает в электропроводной стенке экрана вихревые токи, которые в свою очередь создают противодействующее продольное поле напряженностью $\mathbf{H}_{\text{пр}}$ (не показанное на рис. 5.9), направленное навстречу возбуждающему полю. В результате во внутреннем объеме остается ослабленное поле напряженностью $\mathbf{H}_{\text{вт}} = \mathbf{H}_{\text{вн}} - \mathbf{H}_{\text{пр}}$. Во внешнем объеме господствует неизменное магнитное поле напряженностью $\mathbf{H}_{\text{вн}}$ (см. ниже). Рассмотрим варианты определения коэффициента экранирования $Q = \mathbf{H}_{\text{вт}}/\mathbf{H}_{\text{вн}}$ в цилиндрической системе координат и параметров внешнего пространства, внутреннего пространства и стенки экрана.

Для упрощения записей далее будем употреблять с данного момента при расчетах только компонентные векторы (нежирный шрифт; исключение — многомерные векторы в определяющих уравнениях или когда еще твердо не установлено, что речь идет о компонентном векторе).

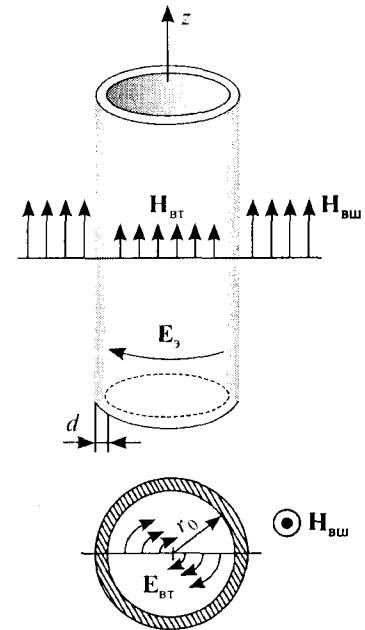


Рис. 5.9. Цилиндрический экран в продольном магнитном поле

Напряженность магнитного поля перед экраном
($r > r_0 + d$; $\sigma = 0$, $k = 0$)

Во внешнем пространстве при наличии и отсутствии экрана $H(k, \varphi, z) = H_z = H_{\text{вн}}$. Противодействующее поле напряженностью $H_{\text{пр}}$ во внешнем пространстве не проявляется, так как выходящий из металлической трубки противодействующий поток замыкается через бесконечно большое сечение внешнего пространства. Это означает, что его магнитная индукция $B_{\text{пр}}$ по сравнению с индукцией в экране пренебрежимо мала:

$$H_{\text{вн.пр}} = B_{\text{вн.пр}} / \mu_0 = 0. \quad (5.28)$$

Далее необходимо решить диффузионное уравнение $\Delta H_{\text{вн}} = k^2 H_{\text{вн}}$, которое при $\sigma = 0$ упрощается до $\Delta H_{\text{вн}} = 0$. Так как априори рассматриваются только квазистатические магнитные поля, то диффузионное уравнение применимо и для внешнего пространства. При рассмотрении воздействующего электромагнитного поля необходимо для внешнего пространства использовать волновые уравнения.

Напряженность магнитного поля за экраном
($r < r_0$; $\sigma = 0$, $k = 0$)

Уравнение (5.26) для напряженности магнитного поля в цилиндрических координатах имеет вид

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial H_{\text{вн}}}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \left(r \frac{\partial^2 H_{\text{вн}}}{\partial \varphi^2} \right) + \frac{\partial^2 H_{\text{вн}}}{\partial z^2} = k^2 H_{\text{вн}}. \quad (5.29)$$

Напряженность $H_{\text{вн}}$ из-за симметрии системы не зависит ни от φ , ни от z , поэтому исчезают последние два члена в левой части. Поскольку $\sigma = 0$ и $k = 0$, то и правая часть уравнения приравнивается к нулю. Вследствие этого (5.29) упрощается до одномерного уравнения Лапласа в цилиндрической системе координат:

$$\Delta H_{\text{вн}} = \frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left(r \frac{dH_{\text{вн}}}{dr} \right) = 0. \quad (5.30)$$

В результате интегрирования получаем

$$\frac{dH_{\text{вн}}}{dr} = \frac{C_1}{r} \quad (5.31)$$

и затем

$$H_{\text{вн}}(r) = C_1 \ln r + C_2. \quad (5.32)$$

Постоянные интегрирования C_1 и C_2 определяются из граничных условий. Из условия симметрии напряженность $H_{\text{вн}}$ должна быть четной функцией ($C_1 = 0$) и

$$H_{\text{вн}}(r) = C_2 = \text{const}. \quad (5.33)$$

Напряженность магнитного поля внутри экрана также постоянна, однако ее значение еще неизвестно. Для ее определения найдем напряженности поля на наружной и внутренней стенках экрана.

Стенка экрана

Примем условия $r_0 \leq r \leq r_0 + d$; $\sigma > 0$, $k \neq 0$. Для дальнейшего облегчения задачи ограничимся тонкостенными экранами ($r_0 \gg d$), благодаря чему цилиндрическая задача переходит в плоскую одномерную. Из одномерного уравнения Лапласа в цилиндрической системе координат получается одномерное уравнение Лапласа в прямоугольной системе координат, при этом вместо " x " используем обозначения " r ":

$$\frac{d^2 H_z}{dr^2} = k^2 H_z. \quad (5.34)$$

Это уравнение имеет общее решение

$$H_z(r) = A e^{kr} + B e^{-kr}. \quad (5.35)$$

Если попытаемся определить постоянные интегрирования путем подстановки граничных условий с учетом условий непрерывности $H_{\text{вн}}^k = H_{\text{з.вн}}^k$ и $H_{\text{вн}}^k = H_{\text{з.вн}}^k$ при $r = r_0$ и $r = r_0 + d$, то получим

$$H_z(r_0) = H_{\text{вн}} = A e^{kr_0} + B e^{-kr_0}, \quad (5.36)$$

$$H_z(r_0 + d) = H_{\text{вн}} = A e^{k(r_0+d)} + B e^{-k(r_0+d)}. \quad (5.37)$$

Таким образом, имеем два уравнения, из которых обычным способом можно определить неизвестные A и B при известном $H_{\text{вт}}$. Для того чтобы получить уравнение для определения третьего неизвестного $H_{\text{вн}}$, определим напряженность электрического поля во внутреннем пространстве и в стенке экрана, приняв при этом равенство друг другу касательных составляющих на границе раздела “внутреннее пространство — стенка экрана”.

Напряженность электрического поля за экраном и в стенке экрана

В соответствии с законом индукции в дифференциальной форме можно записать

$$\text{rot } \mathbf{E}_{\text{вт}} = -j\omega \mathbf{B}_{\text{вт}} = -j\omega \mu_0 \mathbf{H}_{\text{вт}}. \quad (5.38)$$

Так как $\mathbf{E}_{\text{вт}}$ содержит только одну составляющую $E_{\varphi}(r)$ ($E_z=0$, $E_r=0$), то в выражении (5.38) в цилиндрической системе координат

$$\begin{aligned} \text{rot } \mathbf{E}_{\text{вт}} = & \left(\frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial E_{\varphi}}{\partial z} \right) \mathbf{a}_r + \left(\frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial r} \right) \mathbf{a}_{\varphi} + \\ & + \frac{1}{r} \left(\frac{\partial}{\partial z} (r E_{\varphi}) - \frac{\partial E_r}{\partial \varphi} \right) \mathbf{a}_z \end{aligned} \quad (5.39)$$

содержится только один член

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r E_{\varphi}) \mathbf{a}_z. \quad (5.40)$$

Этим же объясняется и то, почему напряженность $H_{\text{вт}}$ содержит только одну составляющую в z -направлении. Благодаря этому выражение (5.38) упрощается:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r E_{\varphi}) = -j\omega \mu_0 H_{\text{вт}} \quad (5.41)$$

или

$$d(r E_{\varphi}) = -j\omega \mu_0 H_{\text{вт}} r dr. \quad (5.42)$$

После интегрирования и сокращений на r получается

$$E_{\varphi} = -\frac{1}{2} j\omega \mu_0 H_{\text{вт}} r = -\frac{\mu_0 k^2}{2\mu\sigma} H_{\text{вт}} r, \quad (5.43)$$

где $k^2 = j\omega\sigma\mu$.

На границе раздела “внутреннее пространство — экран”

$$E_{\varphi}(r_0) = E_{\text{вт}}(r_0) = -\frac{\mu_0 k^2}{2\mu\sigma} H_{\text{вт}} r_0. \quad (5.44)$$

Для стенки экрана используем закон поточесцепления в дифференциальной форме:

$$\text{rot } \mathbf{H}_3 = \sigma \mathbf{E}_3. \quad (5.45)$$

Так как напряженность \mathbf{H}_3 имеет только одну составляющую H_z , т. е. $\mathbf{H}_3 = H_z(r)$ ($H_{\varphi} = 0$, $H_r = 0$), то в выражении для $\text{rot } \mathbf{H}_3$ в цилиндрических координатах

$$\begin{aligned} \text{rot } \mathbf{H}_3 = & \left(\frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial H_{\varphi}}{\partial z} \right) \mathbf{a}_r + \left(\frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r} \right) \mathbf{a}_{\varphi} + \\ & + \frac{1}{r} \left(\frac{\partial}{\partial z} (r H_{\varphi}) - \frac{\partial H_r}{\partial \varphi} \right) \mathbf{a}_z \end{aligned} \quad (5.46)$$

остается только член

$$-\frac{\partial H_z}{\partial r} \mathbf{a}_{\varphi}. \quad (5.47)$$

Благодаря этому выражение (5.45) упрощается до

$$-\frac{\partial H_z}{\partial r} = \sigma E_3. \quad (5.48)$$

Дифференцируя уравнение (5.35) по r , запишем

$$-\frac{\partial H_3}{\partial r} = k A e^{kr} - k B e^{-kr} = \frac{dH_z}{dr} \quad (5.49)$$

и, подставив результат в уравнение (5.48), получим

$$E_3 = -\frac{1}{\sigma} \frac{\partial H_z}{\partial r} = \frac{k}{\sigma} (A e^{kr} - k B e^{-kr}) \quad (5.50)$$

или на границе раздела “внутреннее пространство — экран”

$$E_z(r_0) = -\frac{k}{\sigma}(Ae^{kr} - kBe^{-kr}). \quad (5.51)$$

Приравнявая обе касательные составляющие (5.44) и (5.51) (вследствие равенства касательных составляющих $E_{\text{вт}}^K = E_{\text{э.вт}}^K$)

$$-\frac{\mu_0}{2\mu} \frac{k}{\sigma} H_{\text{вт}} r_0 = -\frac{k}{\sigma} (Ae^{kr} - kBe^{-kr})$$

и приняв $K = k\mu_0 r_0 / \mu$, получим

$$KH_{\text{вт}}/2 = Ae^{kr} - kBe^{-kr}. \quad (5.52)$$

В итоге имеем выражения (5.36), (5.37) и (5.52) для определения трех неизвестных: $H_{\text{вт}}$, A и B .

Решив (5.36) и (5.52) относительно A и B и подставив полученный результат в (5.37), получим выражение для напряженности поля во внутреннем пространстве:

$$H_{\text{вт}} = \frac{H_{\text{вн}}}{\text{ch } kd + \frac{1}{2} K \text{sh } kd}. \quad (5.53)$$

Отсюда коэффициент экранирования

$$Q = \frac{H_{\text{вт}}}{H_{\text{вн}}} = \frac{1}{\text{ch } kd + \frac{1}{2} K \text{sh } kd}, \quad (5.54)$$

а коэффициент затухания $a_3 = \ln(l/|Q|)$,

$$a_3 = \ln \left| \text{ch } kd + \frac{1}{2} K \text{sh } kd \right|. \quad (5.55)$$

Так как $k^2 = j\omega\mu\sigma$, то при $\omega \rightarrow \infty$, $k \rightarrow \infty$ $H_{\text{вт}} = 0$; а при $\omega \rightarrow 0$, $k \rightarrow 0$ $H_{\text{вт}} = H_{\text{вн}}$. То, что при $\omega \rightarrow \infty$ у ферромагнитного экрана коэффициент затухания a_3 равен нулю, обусловлено ориентацией внешнего поля относительно цилиндрического экрана, а также тем, что экран открыт с обоих концов.

5.7. Цилиндрический экран в поперечном поле

Пусть цилиндрический экран помещен в ориентированное перпендикулярно оси z однородное поле напряженностью $H_{\text{вн}}$ (рис. 5.10).

В этом случае возникает качественно новая задача. Для того чтобы компенсировать внешнее поле, необходимо иметь протекающий аксиально в направлении оси z ток или направленную вдоль оси напряженность поля $E_z = E$. В противоположность предыдущему примеру этот ток возбуждает и во внешнем пространстве магнитное поле напряженностью $H_{\text{пр}}$, которое накладывается на первое поле напряженностью $H_{\text{вн}}$.

Напряженность магнитного поля во внешнем пространстве

При $r > r_0$ $\sigma = 0$, $k = 0$, в выбранной системе координат напряженность магнитного поля во внешнем пространстве содержит только две составляющие H_r и H_φ , $H_z = 0$.

Вместо решения двумерного уравнения Лапласа сначала, пользуясь уравнением $\mathbf{H} = \text{grad } \varphi^M$, определим потенциальную функцию φ^M магнитного поля [25], продифференцировав которую, рассчитаем составляющие H_φ и H_r . Магнитный потенциал φ^M во внешнем пространстве является суперпозицией потенциала $\varphi_{\text{вн}}$ первоначального поля $H_{\text{вн}}$ и потенциала $\varphi_{\text{пр}}$ противодействующего магнитного поля $H_{\text{пр}}$:

$$\varphi^M = \varphi_{\text{вн}} + \varphi_{\text{пр}}. \quad (5.56)$$

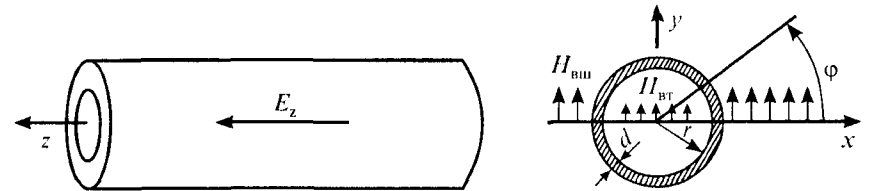


Рис. 5.10. Цилиндрический экран в поперечном магнитном поле

Для определения φ^M решим уравнение Лапласа для скалярного потенциала в цилиндрических координатах:

$$\Delta\varphi^M = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial\varphi^M}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2\varphi^M}{\partial\varphi^2} \frac{\partial^2\varphi^M}{\partial z^2} = 0. \quad (5.57)$$

Так как функция φ^M в направлении оси z постоянна, то (5.57) упрощается:

$$\Delta\varphi^M = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial\varphi^M}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2\varphi^M}{\partial\varphi^2} = 0 \quad (5.58)$$

или

$$\Delta\varphi^M = \frac{\partial^2\varphi^M}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial\varphi^M}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2\varphi^M}{\partial\varphi^2} = 0. \quad (5.59)$$

Это дифференциальное уравнение в частных производных решаем путем замены переменных. Значение потенциала φ^M на большом расстоянии от экрана должно стремиться к значению потенциала $\varphi_{\text{вш}}$, т. е.

$$\lim_{r \rightarrow \infty} \varphi^M = \varphi_{\text{вш}} = H_{\text{вш}} y. \quad (5.60)$$

Выразив y через цилиндрические координаты, т. е. $y = r \sin \varphi$, для области вблизи экрана получаем функцию $f(r) = H_{\text{вш}} r$, из которой с хорошим приближением находим

$$\varphi^M = H_{\text{вш}} r \sin \varphi = f(r) \sin \varphi. \quad (5.61)$$

Подставим это промежуточное решение в дифференциальное уравнение в частных производных (5.59):

$$f''(r) \sin \varphi + \frac{1}{r} f'(r) \sin \varphi - \frac{1}{r^2} f(r) \sin \varphi = 0. \quad (5.62)$$

Разделив на $\sin \varphi$, получим обычное дифференциальное уравнение второго порядка относительно r :

$$f''(r) + \frac{1}{r} f'(r) - \frac{1}{r^2} f(r) = 0. \quad (5.63)$$

Дифференциальное уравнение этого типа, как известно, имеет два решения:

$$f_1 = C_1 r \quad \text{и} \quad f_2 = C_2 / r. \quad (5.64)$$

Сравнение коэффициентов в (5.61) и (5.64) дает при $\omega \rightarrow \infty$

$$C_1 = H_{\text{вш}}. \quad (5.65)$$

Постоянную C_2 представим в виде произведения

$$C_2 = H_{\text{вш}} (r_0 + d)^2 R, \quad (5.66)$$

в котором $H_{\text{вш}} (r_0 + d)^2$, разделенное на r , является потенциальной функцией f_2 противодействующего поля линейного диполя, образованного токами, протекающими в обеих половинах цилиндра в положительном и отрицательном z -направлениях. Так как R — размерный скалярный коэффициент, то $C_1 \times r$ имеет такую же размерность, как $C_1 r$, т. е. размерность магнитного скалярного потенциала.

С учетом этого получаем

$$\varphi^M = (f_1 + f_2) \sin \varphi = \left[H_{\text{вш}} r + \frac{1}{r} H_{\text{вш}} (r_0 + d)^2 R \right] \sin \varphi \quad (5.67)$$

или

$$\varphi^M = H_{\text{вш}} \left[r + \frac{(r_0 + d)^2 R}{r} \right] \sin \varphi. \quad (5.68)$$

Член $H_{\text{вш}} (r + d)^2 / r$ описывает структуру противодействующего поля (потенциальное поле линейного диполя), коэффициент R — его напряженность, являющуюся функцией размеров и характеристик материала экрана. Используя выражение для градиента $\mathbf{H} = \text{grad } \varphi^M$, из (5.68) получаем

$$H_r = \frac{\partial\varphi^M}{\partial r} = H_{\text{вш}} \left[1 - \frac{(r_0 + d)^2 R}{r^2} \right] \sin \varphi, \quad (5.69)$$

$$H_\varphi = \frac{\partial\varphi^M}{r \partial\varphi} = H_{\text{вш}} \left[1 - \frac{(r_0 + d)^2 R}{r^2} \right] \cos \varphi. \quad (5.70)$$

В этих уравнениях присутствует, как и прежде, еще неизвестная постоянная интегрирования C_2 (скрытая в R). Она должна быть определена из условий непрерывности.

Напряженность магнитного поля внутри экрана

Решение уравнений Лапласа для внутреннего пространства (при $r < r_0$, $\sigma = 0$, $k = 0$) приводит к почти таким же результатам, что и для внешнего, (5.69) и (5.70), причем значение $H_{\text{вн}}$ должно оставаться конечным. Это означает, что члены, содержащиеся в знаменателе r^2 , исчезают:

$$H_r = H_{\text{вн}} \sin \varphi = QH_{\text{вн}} \sin \varphi, \quad (5.71)$$

$$H_\varphi = H_{\text{вн}} \cos \varphi = QH_{\text{вн}} \cos \varphi. \quad (5.72)$$

Хотя теперь можно получить отношение напряженностей внешнего и внутреннего полей, коэффициент экранирования содержит неизвестную R . Для решения этой задачи сначала определим напряженность электрического поля в стенке экрана и, пользуясь законом индукции, рассчитаем напряженность магнитного поля, а затем приравняем друг другу его касательные составляющие на обеих граничных поверхностях стенки экрана.

Напряженности электрического и магнитного полей в стенке экрана

При $r_0 \leq r \leq r_0 + d$, $\sigma \neq 0$, $k \neq 0$ напряженность электрического поля имеет только составляющую в z -направлении, т.е. $E = E_z(r, \varphi)$. Поскольку $E_r = E_\varphi = 0$, то при дифференцировании диффузионное уравнение аналогично уравнению (5.58) упрощается до

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} = k^2 E_z. \quad (5.73)$$

Решение этого уравнения снова ищем с помощью замены переменных, однако из-за косинусоидального распределения E_z вдоль окружности экрана ($E_z = 0$ при $\varphi = \pi/2$) принимаем

$$E_z = g(r) \cos \varphi. \quad (5.74)$$

Подставив это выражение в дифференциальное уравнение (5.73), получим

$$g''(r) \cos \varphi + \frac{1}{r} g'(r) \cos \varphi - \frac{1}{r^2} g(r) \cos \varphi = k^2 g(r) \cos \varphi. \quad (5.75)$$

Разделив обе части на $\cos \varphi$, получим дифференциальное уравнение второго порядка

$$g''(r) + \frac{1}{r} g'(r) - \frac{1}{r^2} g(r) = k^2 g(r). \quad (5.76)$$

При $r_0 \gg d$ (тонкостенный экран) в (5.76) исчезают члены с коэффициентами $1/r$ и $1/r^2$:

$$g''(r) - k^2 g(r) = 0. \quad (5.77)$$

Уравнение (5.77) имеет общее решение

$$g = Ae^{kr} + Be^{-kr}. \quad (5.78)$$

Отсюда следует общее решение для напряженности поля

$$E_z = (Ae^{kr} + Be^{-kr}) \cos \varphi. \quad (5.79)$$

В соответствии с законом электромагнитной индукции в дифференциальной форме $\text{rot } \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H}$, можно из (5.79) определить напряженность магнитного поля в стенке экрана. Для векторной составляющей $\text{rot}_r E_z$ получаем

$$\text{rot}_r E_z = \frac{\partial E_z}{r \partial \varphi} = -j\omega\mu H_r. \quad (5.80)$$

Сначала дифференцируем (5.69) по φ , затем подставляем в (5.80) и получаем решение для H_r :

$$H_r = \frac{1}{j\omega\mu H_\varphi} = (Ae^{kr} + Be^{-kr}) \sin \varphi. \quad (5.81)$$

Для векторной составляющей получаем

$$\text{rot}(\varphi E_z) = \frac{\partial E_z}{\partial r} = -j\omega\mu H_\varphi. \quad (5.82)$$

Дифференцируем (5.79) по r , подставляем в (5.82) и получаем решение

$$H_\varphi = \frac{k}{j\omega\mu} = (Ae^{kr} - Be^{-kr})\cos\varphi. \quad (5.83)$$

Из равенства касательных составляющих напряженностей магнитного поля на внутренней и внешней стенках экрана получаем четыре уравнения для неизвестных R , Q , A и B . Из отношений напряженностей во внутреннем и внешнем пространстве получим выражение для коэффициента экранирования

$$Q = \frac{H_{\text{вн}}}{H_{\text{вн}}} = \frac{1}{\text{ch} kd + \frac{1}{2}(K + 1/K)\text{sh} kd}. \quad (5.84)$$

Для определения R получаем выражение

$$R = \frac{\frac{1}{2}(K + 1/K)\text{sh} kd}{\text{ch} kd + \frac{1}{2}(K + 1/K)\text{sh} kd}. \quad (5.85)$$

Рассмотрим частные случаи.

1) $\mu_r = 1$ (немагнитный экран). При высоких частотах $1/K \rightarrow 0$ и коэффициент экранирования равен коэффициенту экранирования цилиндра в продольном поле. Магнитное экранирование магнитостатических полей вследствие $\mu_r = 1$ отсутствует. С помощью коэффициента обратного влияния можно показать, что при высоких частотах на внешней поверхности экрана H_r исчезает, т. е. поле из экрана вытесняется во внешнее пространство.

2) $\mu_r \gg 1$ (ферромагнитный экран). При $\mu_r \gg 1$, постоянном поле или низких частотах магнитные линии в стенке экрана преломляются, что, однако, приводит к заметному магнитостатическому экранированию только при толстостенных экранах и малых диаметрах экрана. Учитывая коэффициент обратного влияния R , можно показать, что магнитное поле при $r = r_0 + d$ имеет только одну r -составляющую. Это значит, что линии магнитного поля входят в стенку экрана под прямым углом. При высоких частотах или малой глубине проникновения ($\delta \ll d$) этот эффект исчезает, и поле распространяется во внешнем пространстве как при немагнитном экране.

5.8. Цилиндрический экран в электромагнитном поле

Пусть цилиндрический экран находится в электромагнитном поле (дальнее поле антенны), а вектор напряженности падающего поля E_n направлен параллельно оси цилиндра (рис. 5.11).

В то время как в рассмотренном выше квазистатическом случае возникало только магнитное противодействующее поле напряженностью $H_{\text{пр}}$, в данном случае возникает также заметное электрическое противодействующее поле напряженностью $E_{\text{пр}}$ [25]. Ранее благодаря пренебрежению токами смещения считалось, что $\mathbf{H} = 0$, что нам позволило магнитные составляющие напряженности поля H_r и H_φ определить из скалярного потенциала φ^M . При учете токов смещения $\mathbf{H} = j\omega\epsilon_0\mathbf{E}$, напряженности поля во внутреннем и внешнем пространстве падающей и отраженной волн должны определяться из волновых уравнений

$$\Delta\mathbf{H} = (j\omega)^2\epsilon\mu\mathbf{H} \quad \text{и} \quad \Delta\mathbf{E} = (j\omega)^2\epsilon\mu\mathbf{E} \quad (5.86)$$

или

$$\Delta\mathbf{H} = -k_0^2\mathbf{H} \quad \text{и} \quad \Delta\mathbf{E} = -k_0^2\mathbf{E}. \quad (5.87)$$

Поле помех обычно является монохроматической плоской ТЕМ-волной, описываемой волновыми уравнениями

$$\Delta\mathbf{H}_{\text{пр}} + k_0^2\mathbf{H}_{\text{пр}} = 0 \quad \text{и} \quad \Delta\mathbf{E}_{\text{пр}} + k_0^2\mathbf{E}_{\text{пр}} = 0, \quad (5.88)$$

которые в декартовой системе координат имеют следующие решения (далее отказываемся от жирного шрифта):

$$H_{\text{пр}} = H_{\text{вн}}e^{-jk_0x} \quad \text{и} \quad E_{\text{пр}} = -Z_0E_{\text{вн}}e^{-jk_0x}, \quad (5.89)$$

где $H_{\text{вн}}$ — волновая амплитуда напряженности магнитного

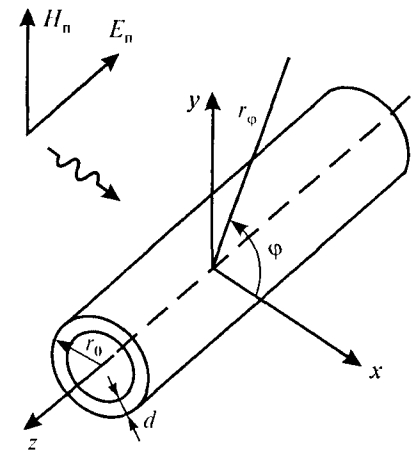


Рис. 5.11. Цилиндрический экран ($\mu = 1$) в электромагнитном поле

поля в отсутствие экранирования; $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ — волновое сопротивление свободного пространства (знак минус показывает, что положительное значение E ориентировано в отрицательном направлении оси z).

Волновые уравнения в декартовой системе координат (5.88) можно представить в полярной системе координат:

$$H_{\text{пр}} = H_{\text{вн}} e^{-jk_0 x \cos \varphi} \quad \text{и} \quad E_{\text{пр}} = -Z_0 H_{\text{вн}} e^{-jk_0 x \cos \varphi}. \quad (5.90)$$

Общепринято решать волновые уравнения в декартовой системе координат, а представлять исключительно в полярной системе. Однако, чтобы иметь возможность в полной мере использовать условие непрерывности напряженности на цилиндрической поверхности, необходимы решения волновых уравнений в цилиндрических координатах, которые известны как так называемые цилиндрические функции [25]. Например, напряженность электрического поля можно определить после аппроксимации экспоненциальных функций коэффициентов в виде ряда Фурье:

$$E_{\text{пр}} = -Z_0 H_{\text{вн}} e^{-jk_0 z} = -Z_0 H_{\text{вн}} e^{-jk_0 x \cos \varphi}$$

или

$$E_{\text{пр}} = -Z_0 H_{\text{вн}} \left[J_0(k_0 r) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n J_n(k_0 r) \cos n\varphi \right]. \quad (5.91)$$

В этом уравнении J_0 и J_n — функции Бесселя нулевого и n -го порядка. Сначала рассчитываем суммарные напряженности полей по (5.91) во внешнем пространстве:

$$E = E_{\text{вн}} + E_{\text{пр}} \quad \text{и} \quad H = H_{\text{вн}} + H_{\text{пр}}, \quad (5.92)$$

затем напряженности полей в стенке экрана и в последнюю очередь во внутреннем пространстве. В стенке экрана падающее и отраженное поля взаимно компенсируются: $E_{\text{вн}} + E_{\text{пр}} = 0$ или $E_{\text{вн}} = -E_{\text{пр}}$.

Напряженности поля во внешнем пространстве экрана

Напряженность поля электромагнитной волны $E_{\text{пр}}$ при $r > r_0$, излучаемой цилиндром (в данном случае отраженной волны), описывается выражением

$$E_{\text{пр}} = -Z_0 H_{\text{вн}} \left[b_0 H_0^{(2)}(k_0 r) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n b_n H_n^{(2)}(k_0 r) \cos n\varphi \right]. \quad (5.93)$$

В отличие от (5.91) вместо функции Бесселя J_n здесь используются функции Ханкеля второго рода $H_n^{(2)}$, которые описывают излучение волны. На поверхности экрана ($r = r_0$) из хорошего проводника падающая и отраженная волны одинаковы, т.е. $E_{\text{вн}}(r_0) = -E_{\text{пр}}(r_0)$. Неизвестные коэффициенты в (5.93) можно получить путем сравнения коэффициентов в выражениях (5.91) и (5.93) при $r = r_0$. Отсюда следует

$$b_n = J_n(k_0 r_0) / H_n^{(2)}(k_0 r_0). \quad (5.94)$$

Подставив коэффициенты b_n в (5.93), можно получить выражение для напряженности результирующего поля в наружном пространстве: $E = E_{\text{вн}} + E_{\text{пр}}$, т.е.

$$E = Z_0 H_{\text{вн}} \left[\frac{J_0(k_0 r_0)}{H_n^{(2)}(k_0 r_0)} H_n^{(2)}(k_0 r) - J_n(k_0 r) + \right. \\ \left. + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \left\{ \frac{J_0(k_0 r_0)}{H_n^{(2)}(k_0 r_0)} H_n^{(2)}(k_0 r) - J_n(k_0 r) \right\} \cos n\varphi \right]. \quad (5.95)$$

Напряженность магнитного поля во внешнем пространстве определяется из (5.95). Так как напряженность E имеет только одну составляющую по оси z , т.е. $E = E_z(r, \varphi)$, то $\text{rot } E = -j\omega\mu_0 H$ и

$$\frac{\partial E}{\partial r} = j\omega\mu_0 H_{\varphi} \quad \text{и} \quad \frac{\partial E}{r \partial \varphi} = j\omega\mu_0 H_r.$$

Из этого получаем

$$H_{\varphi} = \frac{1}{j\omega\mu_0} \frac{\partial E}{r \partial r},$$

$$H_{\varphi} = jH_{\text{внш}} \left\{ J_0'(k_0 r) - \frac{J_0(k_0 r_0)}{H_0^{(2)}(k_0 r_0)} H_0^{(2)'}(k_0 r) + \right. \\ \left. + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \left[J_n'(k_0 r) - \frac{J_n(k_0 r_0)}{H_n^{(2)}(k_0 r_0)} H_n^{(2)'}(k_0 r) \right] \cos n\varphi \right\}, \quad (5.96)$$

$$H_r = -\frac{1}{j\omega\mu_0 r} \frac{\partial E}{\partial \varphi} = \\ = 2 \frac{jH_{\text{внш}}}{k_0 r} \sum_{n=1}^{\infty} n(-j)^n \left[J_n(k_0 r) - \frac{J_n(k_0 r_0)}{H_n^{(2)}(k_0 r_0)} H_n^{(2)}(k_0 r) \right] \sin n\varphi. \quad (5.97)$$

Здесь $k_0 = \omega\mu_0/Z_0$.

Приведенными уравнениями дается полное описание результирующего поля во внешнем пространстве: напряженности электрического поля — уравнением (5.95), а магнитного поля — уравнениями (5.96) и (5.97).

Напряженности полей в стенке экрана

При $r_0 \geq r \geq r_0 - d$ из (5.96) можно получить выражение для касательной составляющей напряженности магнитного поля на внешней поверхности экрана ($r = r_0$):

$$H_{\varphi}(r_0) = jH_{\text{внш}} \left\{ \frac{J_0'(k_0 r_0) H_0^{(2)'}(k_0 r_0)}{H_0^{(2)}(k_0 r_0)} - \frac{J_0(k_0 r_0)}{H_0(k_0 r_0)} H_0^{(2)'}(k_0 r_0) \right\} + \\ + jH_{\text{внш}} \left\{ 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \left[\frac{J_n'(k_0 r_0) H_n^{(2)'}(k_0 r_0)}{H_n^{(2)}(k_0 r_0)} - \frac{J_n(k_0 r_0)}{H_n(k_0 r_0)} H_n^{(2)'}(k_0 r_0) \right] \cos n\varphi \right\}. \quad (5.98)$$

Между функциями Ханкеля и Бесселя существует зависимость

$$H_n^{(2)'} J_n - H_n^{(2)} J_n' = 2/\pi j k_0 r_0, \quad (5.99)$$

тогда (5.98) упрощается:

$$H_{\varphi}(r_0) = \frac{2H_{\text{внш}}}{\pi k_0 r_0} \left[\frac{1}{H_0^{(2)}(k_0 r_0)} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \frac{1}{H_n^{(2)}(k_0 r_0)} \cos n\varphi \right]. \quad (5.100)$$

При $r_0 \gg d$ применительно к стенке экрана решается плоская задача. Из уравнения диффузии

$$\frac{\partial^2 H_{\varphi}}{\partial r^2} = k^2 H_{\varphi} \quad (5.101)$$

и граничных условий для $H_{\varphi}(r_0)$ в соответствии с (5.27), а также учитывая, что $H_{\varphi}(r_0 - d) = 0$, определяется H_{φ} внутри стенки экрана:

$$H_{\varphi} = \frac{\text{sh } k[(d - r_0) + r]}{\text{sh } kd} H_{\varphi}(r_0), \quad (5.102)$$

По закону полного тока $\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$ рассчитывается напряженность электрического поля на внутренней поверхности с учетом известного значения H_{φ} . Для E_z получаем:

$$E_z = \frac{1}{\sigma} \frac{\partial H_{\varphi}}{\partial r} = \frac{1}{\sigma} \frac{k \text{ch } k[(d - r_0) + r]}{\text{sh } kd} H_{\varphi}(r_0), \quad (5.103)$$

и при $r = r_0 - d$

$$E_z(r) = E_z(r_0 - d) = \frac{k}{\sigma \text{sh } kd} H_{\varphi}(r_0) = \frac{j\omega\mu_0 r_0}{2} Q H_{\varphi}(r_0), \quad (5.104)$$

где $Q = 2/k r_0 \text{sh } kd$ для больших значений d .

С учетом (5.100)

$$E_z(r_0 - d) = \frac{j}{\pi} Q Z_0 H_{\text{внш}} \left[\frac{1}{H_0^{(2)}(k_0 r_0)} + \right. \\ \left. + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \frac{1}{H_n^{(2)}(k_0 r_0)} \cos n\varphi \right]. \quad (5.105)$$

После этого рассчитывается E_z во внутреннем пространстве и полученный результат приравнивается к решению (5.105) при $r = r_0 - d$.

Напряженности полей внутри экрана

При $r < r_0 - d$ во внутреннем пространстве, так же как и во внешнем, напряженность электрического поля может быть получена как решение волнового уравнения $\Delta E = k_0^2 E = 0$ [25]:

$$E = c_0 J_0(k_0 r) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n c_n J_n(k_0 r) \cos n\varphi. \quad (5.106)$$

Из условия непрерывности и сравнения коэффициентов в (5.105) и (5.106) получим уравнение для неизвестных коэффициентов

$$c_n = -\frac{JQZ_0 H_{\text{вн}}}{\pi H_n(k_0 r_0) J_n(k_0 r_0)} \quad (5.107)$$

и для напряженности поля

$$E_{\text{вт}} = -\frac{j}{\pi} QZ_0 H_{\text{вн}} \left[\frac{J_0(k_0 r)}{H_0^{(2)}(k_0 r_0) J_0(k_0 r_0)} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \frac{J_0(k_0 r)}{H_n^{(2)}(k_0 r_0) J_n(k_0 r_0)} \cos n\varphi \right]. \quad (5.108)$$

Выражения для напряженности магнитного поля во внутреннем пространстве получаем, пользуясь (5.108) и законом индукции ($Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$):

$$H_{\varphi} = \frac{1}{j\omega\mu_0} \frac{\partial E}{\partial r} = -\frac{1}{\pi} OH_{\text{вн}} \left[\frac{J_0(k_0 r)}{H_0^{(2)}(k_0 r_0) J_0(k_0 r_0)} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \frac{J_0(k_0 r)}{H_n^{(2)}(k_0 r_0) J_n(k_0 r_0)} \cos n\varphi \right], \quad (5.109)$$

а также

$$H_r = -\frac{1}{j\omega\mu_0 r} \frac{\partial E}{\partial \varphi} = -\frac{2OH_{\text{вн}}}{\pi k_0 r} \sum_{n=1}^{\infty} n(-j)^n \frac{J_0(k_0 r)}{H_n^{(2)}(k_0 r_0) J_n(k_0 r_0)} \sin n\varphi. \quad (5.110)$$

В цилиндрической системе координат вектор напряженности поля направлен по оси x и

$$H_{\varphi}(r=0, \varphi=0) = \frac{j}{\pi} \cdot \frac{QH_{\text{вн}}}{H_1 J_1}, \quad (5.111)$$

$$\frac{H_{\varphi}(r=0, \varphi=0)}{H_{\text{вн}}} = Q \frac{j}{\pi H_1 J_1}. \quad (5.112)$$

Коэффициент затухания для магнитной составляющей электромагнитной волны в соответствии с этим равен

$$a_M = \ln \left| \frac{H_{\text{вн}}}{H_{\varphi}(r=0)} \right| = \underbrace{-\ln|Q|}_{a_3} + \underbrace{\ln|\pi| H_1 J_1}_{\Delta a_M}. \quad (5.113)$$

Для квазистатического поля он состоит из a_3 и члена Δa_M , который учитывает волновую природу поля. Зависимости $\Delta a_M = f(r_0/\lambda_0)$ показаны на рис. 5.12.

При низких частотах и соответственно при больших длинах волн $\lambda_0 \gg r_0$ коэффициент затухания a_M равен a_3 ($\Delta a_M = 0$). С ростом частоты значение коэффициента Δa_M вначале возрастает, но затем начинает снижаться и становится отрицательным, а при определенных отношениях r_0/λ_0 экранирующее влияние сильно уменьшается. Минимумы коэффициента затухания совпадают с числовыми размерами экрана, представляющего собой пустотелый резонатор, при которых имеют место резонансы. Вблизи резонансных размеров экран, однако, не совсем перестает экранировать.

Из (5.106) для напряженности электрического поля на оси цилиндра получаем

$$E(r=0) = -jQZ_0 H_{\text{вн}} / \pi H_0 J_0 \quad (5.114)$$

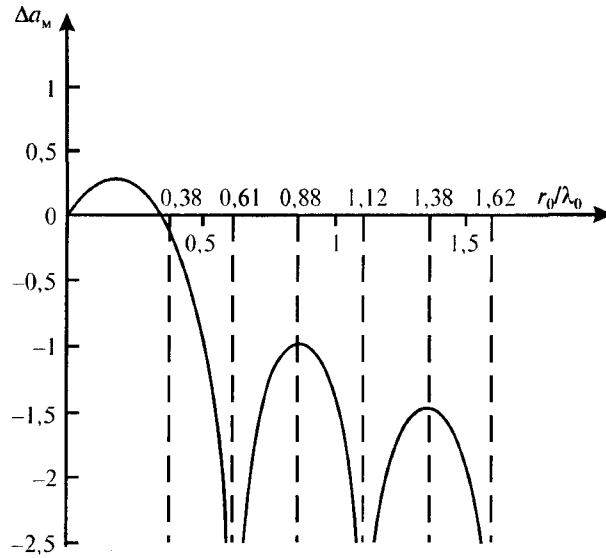


Рис. 5.12. Коэффициент противофазного затухания Δa_m магнитных волн ($\mu = \mu_0$)

и

$$\frac{E(r=0)}{Z_0 H_{\text{вн}}} = -jQ/\pi H_0 J_0.$$

Отсюда коэффициент затухания напряженности электрического поля электромагнитной волны

$$a_{\text{эл}} = \ln \left| \frac{Z_0 H_{\text{вн}}}{E(r=0)} \right| = \ln \left| \frac{\pi H_0 J_0}{Q} \right| = \underbrace{-\ln|Q|}_{a_s} + \underbrace{\ln \pi |H_1 J_1|}_{\Delta a_m}. \quad (5.115)$$

В этом случае коэффициент затухания состоит из коэффициента квазистатического поля с прибавлением члена $\Delta a_{\text{эл}}$, который учитывает волновую природу поля (рис. 5.13).

При низких частотах и соответственно больших длинах волн ($\lambda_0 \gg r_0$) коэффициент затухания $a_m \rightarrow \infty$, так как при $f=0$ коэффициент $\Delta a_{\text{эл}} \rightarrow \infty$ (идеальная клетка Фарадея). С увеличением частоты коэффициент затухания уменьшается, так как перемещение зарядов при смене полярности поля запаздывает, и полная компенсация внутри экрана становится невозможной. Для определенных

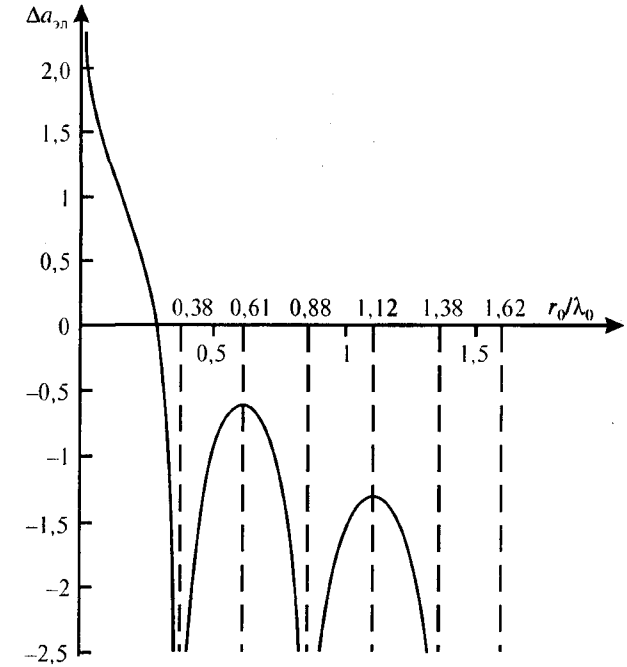


Рис. 5.13. Коэффициент противофазного затухания $\Delta a_{\text{эл}}$ электромагнитных волн ($\mu = \mu_0$)

дискретных частот и для электрического поля наступают резонансные явления, что приводит к прозрачности экрана.

Таким же образом, как было показано выше, можно рассчитать коэффициент затухания волны с напряженностью магнитного поля, направленной параллельно оси:

$$a_m = \underbrace{-\ln|Q|}_{a_s} + \underbrace{\ln \pi |H_1 J_1|}_{\Delta a_m} \quad (5.116)$$

и

$$a_{\text{эл}} = \underbrace{-\ln|Q|}_{a_s} + \underbrace{\ln \pi |H_0 J_0|}_{\Delta a_{\text{эл}}}. \quad (5.117)$$

Коэффициент затухания магнитного поля ведет себя независимо от направления поляризации волны, однако для коэффициента

затухания электрического поля резонансные размеры незначительно смещены, так как в (5.117) появляются производные функций в цилиндрических координатах первого порядка. Подробное объяснение этого, включая дальнейшую интерпретацию эффектов экранирования, можно найти в [25].

5.9. Сферический экран в электромагнитном поле

Аналогичным образом, как и для цилиндрических экранов (только немного сложнее), можно рассчитать коэффициенты затухания для квазистатических полей и для электромагнитных волн, пользуясь сферической системой координат и соответствующими сферическими функциями (решение волновых уравнений проводится в сферических координатах). Приведем лишь результаты расчетов, полное решение можно найти в [25].

Квазистатическое магнитное поле имеет коэффициенты

$$Q = \frac{1}{\operatorname{ch} kd + \frac{1}{3}(K + 2/K)\operatorname{sh} kd}$$

и

$$a_3 = -\ln|Q| = \ln\left|\operatorname{ch} kd + \frac{1}{3}(K + 2/K)\operatorname{sh} kd\right|. \quad (5.118)$$

Электромагнитное поле имеет коэффициент затухания напряженности магнитного поля

$$a_M = \underbrace{-\ln|Q|}_{a_3} + \underbrace{\ln \frac{3\sqrt{1 + (k_0 r_0)^2} (\sin k_0 r_0 - k_0 r_0 \cos k_0 r_0)}{(k_0 r_0)^3}}_{\Delta a_M}. \quad (5.119)$$

Коэффициент затухания напряженности электрического поля

$$a_{Эл} = \underbrace{-\ln|Q|}_{a_3} + \underbrace{\ln \frac{3\sqrt{1 - (k_0 r_0)^2 + (k_0 r_0)^4} [(k_0 r_0)^2 - 1] \sin k_0 r_0 - k_0 r_0 \cos k_0 r_0}{(k_0 r_0)^5}}_{\Delta a_{Эл}}. \quad (5.120)$$

Для составляющих Δa_M и $\Delta a_{Эл}$ сферического экрана получаются качественно такие же зависимости, что и для цилиндрического, однако положения резонансов вследствие другой конфигурации сдвинуты в сторону больших размеров.

Следует заметить, что сферические экраны на практике встречаются очень редко, значительно чаще возникает вопрос, как можно рассчитать экранирующее действие прямоугольной экранирующей кабины. Принимая во внимание значительные трудности, не следует пытаться точно аналитически рассчитать коэффициент затухания полей в прямоугольной кабине, а заменить ее сферой, радиус которой r_0 равен половине длины ребра кабины. Из-за краевого эффекта экранирующее действие вблизи углов кабины меньше, так как ток в стенке экрана должен проходить больший путь, что обуславливает большее активное и индуктивное падение напряжения вдоль стенки. Краевой эффект можно сгладить закруглением углов и увеличением толщины стенки вблизи углов [25]. Для кабины с длиной сторон 2 м Каден рассчитал и графически представил кривые затухания (рис. 5.14).

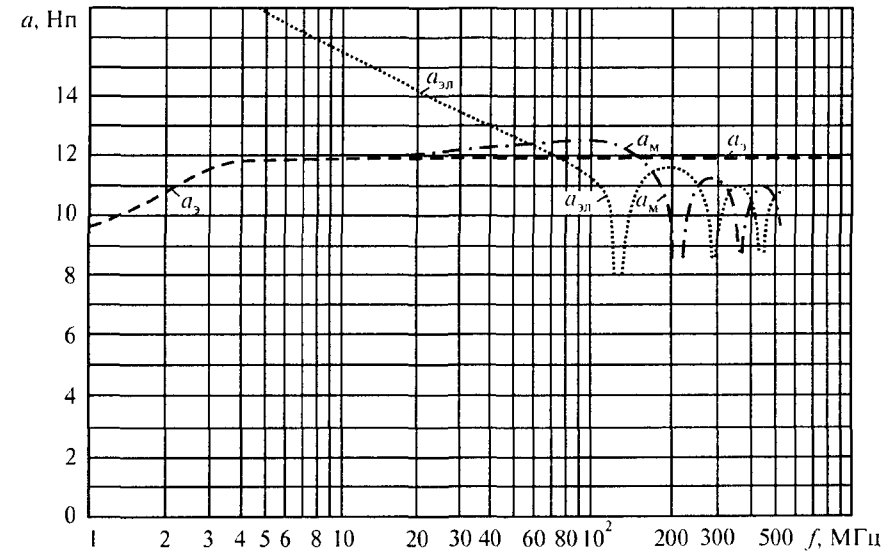


Рис. 5.14. Коэффициенты затухания измерительной кабины с длиной ребра 2 м при толщине экрана из медной фольги 0,1 мм

Коэффициент затухания α_3 для квазистатических магнитных полей теоретически достигает больших значений, однако практически из-за наличия дверных зазоров, решетчатых вентиляционных окон, подвода питания и т. д. он ограничен в данном примере значением 12 Нп. К этому значению добавляются или вычитаются обусловленные волновым характером поля дополнительные значения коэффициента затухания $\Delta\alpha_m$ и $\Delta\alpha_{эл}$, зависимости которых представлены на рис. 5.12 и 5.13.

5.10. Экранирование внешних электрических и магнитных полей низких частот (16—3000 Гц)

5.10.1. Общие положения

Снижение индуцированных в смежных линиях напряжений и токов может быть достигнуто путем создания вторичных электромагнитных полей, частично компенсирующих действие электромагнитных полей влияющих линий. Если вблизи влияющей линии или линии, подверженной влиянию, поместить заземленный на обоих концах или заземленный распределенно проводник с хорошей проводимостью, то в нем будет индуцироваться ток, электромагнитное поле которого будет до некоторой степени уменьшать влияющее электромагнитное поле.

Сущность экранирования состоит в следующем. При протекании во влияющей линии (далее в качестве влияющей линии будем рассматривать контактную сеть) тока I_k в смежной линии

индуцируется продольная эдс $\dot{E}_{ск}^M = -j\omega M_{кк} \dot{I}_k l = -z_{кк} \dot{I}_k l$, вектор

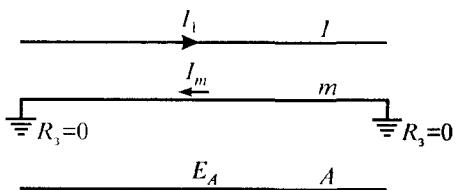


Рис. 5.15. К расчету экранирующего действия

которой отстает от вектора тока на 90° (рис. 5.15) В экранирующем проводе также индуцируется эдс \dot{E}_3^M , несколько большая, если этот провод находится ближе к влияющему проводу, чем смежная линия. Эта эдс вызывает появление тока в эк-

ранирующем проводе \dot{I}_3^M , сдвинутого от эдс по фазе на некоторый угол φ , зависящий от активного и индуктивного сопротивлений провода. Ток экранирующего провода создает вокруг него вторичное электромагнитное поле, вследствие чего в смежной линии индукти-

руется эдс $\dot{E}_{с3}^M$, отстающая по фазе от тока на 90° . Таким образом, в смежной линии возникает результирующая эдс

\dot{E}_c^M , представляющая векторную сумму двух эдс, индуцированных полями влияющего провода $\dot{E}_{ск}^M$ и экранирующего провода

\dot{E}_3^M . Из векторной диаграммы рис. 5.16 ясно, что результирующая эдс в смежной линии будет тем меньше, чем ближе по величине составляющие эдс друг к другу и чем ближе угол между ними к 180° .

Отношение результирующей эдс к эдс, наведенной током влияющего провода, называется коэффициентом экранирования

$$r_3 = \dot{E}_c^M / \dot{E}_{ск}^M. \quad (5.121)$$

Обозначим:

$z_3 = R_3 + j\omega L_3$ — полное сопротивление экранирующего провода, R_3 — активное сопротивление, L_3 — индуктивность;

$z_{кк} = j\omega M_{кк}$ — взаимное сопротивление между контактной сетью и смежной линией;

$z_{к3} = j\omega M_{к3}$ — взаимное сопротивление между контактной сетью и экранирующим проводом;

$z_{3с} = j\omega M_{3с}$ — взаимное сопротивление между экранирующим проводом и смежной линией.

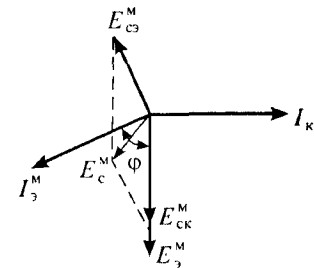


Рис. 5.16. Векторная диаграмма экранирования смежной линии

Пользуясь векторной диаграммой, приведенной на рис. 5.16, можно для единицы длины сближения составить уравнения равновесия:

$$\begin{aligned} -z_{кз} \dot{I}_к &= z_3 \dot{I}_3^M; \\ \dot{E}_с^M &= -z_{кс} \dot{I}_к - z_{эс} \dot{I}_3^M. \end{aligned} \quad (5.122)$$

Первое из этих уравнений показывает, что наведенная в экранирующем проводе продольная эдс уравнивается падением напряжения в этом проводе; второе уравнение — наведенная в смежной линии эдс равна векторной сумме эдс, индуцированных токами контактной сети и экранирующего провода. Здесь и в следующих формулах знак минус у произведений взаимного сопротивления и тока при подстановке значения сопротивления дает $-j$, что означает отставание вектора индуцированной эдс от вектора соответствующего тока на 90° .

Определив из первого уравнения \dot{I}_3^M и подставив его значение во второе, получим

$$\dot{E}_с^M = \frac{-z_{кс}z_3 + z_{кз}z_{эс}}{z_3} \dot{I}_к. \quad (5.123)$$

В то же время эдс смежной линии, наведенная током контактной сети,

$$\dot{E}_{ск}^M = -z_{кс} \dot{I}_к. \quad (5.124)$$

Подставим значения эдс из формул (5.123) и (5.124) в формулу (5.121):

$$r_3 = 1 - \frac{z_{кз}z_{эс}}{z_{кс}z_3}. \quad (5.125)$$

5.10.2. Экранирующее действие рельсов

Выяснив сущность экранирования, учтем теперь экранирующее действие тока, протекающего в контуре “рельсы — земля”. Продольную эдс в смежной линии при одновременном влиянии на нее

токов контактной сети и рельсов можно найти, исходя из принципа наложения магнитных полей, как векторную сумму эдс, вызванных влиянием каждого из токов. Тогда, учитывая взаимное сопротивление между рельсами и смежной линией $z_{рс} = j\omega M_{рс}$, получим на длине сближения

$$\begin{aligned} \dot{E}_с^M &= -z_{кс} \dot{I}_к - z_{рс} \dot{I}_р = \\ &= -j\omega (M_{кс} \dot{I}_к + M_{рс} \dot{I}_р). \end{aligned} \quad (5.126)$$

При симметричном расположении смежной линии относительно контактной сети и рельсов $z_{рс} = z_{кс}$, т. е. $M_{рс} = M_{кс}$, справедливо при $a \gg b$ (рис. 5.17). В этом случае

$$\dot{E}_с^M = -j\omega M_{кс} \dot{I}_к \left(1 + \dot{I}_р / \dot{I}_к\right). \quad (5.127)$$

При определении индуцированной в смежной линии эдс целесообразно принимать $z_{п} = 0$ (см. в [4] пояснения по определению соотношения токов в рельсах и контактной сети), тогда $\text{th}(\frac{1}{2}kl) / \frac{1}{2}kl = 0$ и с учетом противоположного в пространстве направления указанных токов получим

$$\dot{I}_р / \dot{I}_к = -n = -z_{кр} / z_{рс}, \quad (5.128)$$

т. е. в рельсах при этом условии протекает только индуцированный ток. Следовательно, продольная эдс в смежной линии

$$\dot{E}_с^M = -j\omega M_{кс} \dot{I}_к \left(1 - z_{кр} / z_{рс}\right) \quad (5.129)$$

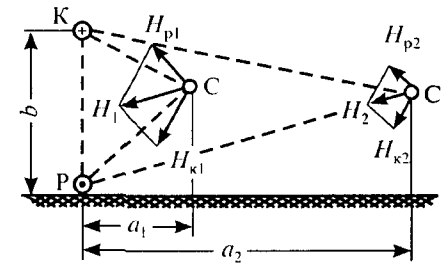


Рис. 5.17. Векторные диаграммы напряженности магнитного поля в месте расположения смежной линии при различных ширине сближения a_1 и a_2 : К, Р, С — контактная сеть, рельсы, смежная линия; H_K, H_P, H — напряженности магнитного поля соответственно контактной сети, рельсов и результирующего

Если бы имело место равенство $\dot{I}_p = \dot{I}_k$, то $\dot{E}_c^M = 0$. Однако эти токи не равны по величине и сдвинуты по фазе на угол, отличающийся от 180° . Из формулы (5.128) следует, что

$$\dot{I}_p = -\frac{z_{kp}}{z_p} \dot{I}_k = -\frac{j\omega M_{kp}}{R_p + j\omega L_p} \dot{I}_k. \quad (5.128')$$

Умножив и поделив выражение (5.128') на сопряженный знаменателю комплекс, найдем

$$\dot{I}_p = -\frac{\omega^2 M_{kp} L_p + j\omega M_{kp} R_p}{R_p^2 + \omega^2 L_p^2} \dot{I}_k = -(A + jB) \dot{I}_k. \quad (5.128'')$$

Угол между векторами токов \dot{I}_p и $-\dot{I}_k$ определится как

$$\delta = \arctg \frac{B}{A} = \arctg \frac{R_p}{\omega L_p}, \quad (5.130)$$

следовательно, угол между \dot{I}_p и \dot{I}_k составит $180^\circ + \delta$ (при отсчете против часовой стрелки). Модуль тока в рельсах получим из формулы (5.128'')

$$I_p = \sqrt{A^2 + B^2} I_k = \frac{\omega M_{kp}}{\sqrt{R_p^2 + \omega^2 L_p^2}} I_k = \frac{\omega M_{kp}}{|z_p|} I_k. \quad (5.131)$$

Здесь числитель меньше знаменателя, поэтому $I_p < I_k$. Таким образом, продольная эдс в смежной линии не будет равна нулю даже при симметричном расположении этой линии относительно тяговой сети.

Поменяв в формуле (5.125) индекс “э” на “р” и считая $z_{pc} = z_{kc}$, получим коэффициент экранирования рельсовой цепи при симметричном расположении смежной линии относительно контактной сети и рельсов:

$$r_p = r'_э = 1 - z_{kp} / z_p. \quad (5.132)$$

Сопоставив это выражение с формулой (5.129), видим, что в ней множитель в скобках является коэффициентом экранирования, т.е.

$$\dot{E}_c^M = -j\omega M_{kc} \dot{I}_k r_p. \quad (5.133)$$

Коэффициент экранирования рельсов при существующих их типах и высоте подвеса контактной сети для проводимости земли, изменяющейся в диапазоне от 10^{-3} до $100 \cdot 10^{-3}$ См/м, принимают [9,10] для однопутных участков $r_p = 0,45 \div 0,6$, для двухпутных участков $r_p = 0,4 \div 0,55$.

Необходимо отметить, что при малой ширине сближения расположение смежной линии (особенно кабельной) несимметрично относительно тяговой сети. Если кабель расположен рядом с рельсами, то их экранирующее действие проявляется сильнее, коэффициент экранирования уменьшается. В этом случае r_p следует определять по формуле (5.125). Как показали последние исследования [11], для изолированного провода, лежащего на земле в пределах $a = 0,1 \div 1$ м от оси одного из путей двухпутного участка, коэффициент экранирования составляет $r_p = 0,35 \div 0,1$ (для проводимости земли $\gamma_3 = 41 \cdot 10^{-3}$ См/м).

При увеличении ширины сближения продольная эдс уменьшается за счет снижения коэффициента взаимной индукции, т.е. за счет уменьшения результирующей напряженности магнитного поля ($H_2 < H_1$) в месте расположения смежной линии, как показано на рис. 5.17. Однако это снижение происходит не так резко, как снижение напряжения на смежной линии от электрического влияния при том же изменении ширины сближения. Следовательно, значительное снижение магнитного влияния на воздушную смежную линию возможно только при очень большой ширине сближения (порядка сотен метров — нескольких километров).

5.10.3. Экранирующее действие заземленных тросов

Если в качестве экранирующего провода будет применен трос, подвешенный на опорах воздушной линии, то для этого случая имеет место приблизительное равенство полных сопротивлений взаимной индукции

$$Z_{эс} = Z_{kc}.$$

Тогда для коэффициента экранирования троса, обозначаемого обычно через t_0 , изменив индексы (k на l , s на A , m на t) у соответствующих величин, входящих в формулу (5.125), получим

$$t_0 = 1 - \frac{Z_{lt}}{Z_l} = \frac{R_t - R_{lt} + j\omega(L_t - L_{lt})}{R_t + j\omega L_t}, \quad (5.134)$$

где $Z_l = R_l + j\omega L_l$ — полное сопротивление троса, Ом/км.

В случае подвески троса на линии связи приблизительно можно принять $Z_{lt} = Z_l$, тогда

$$t_0 = 1 - \frac{Z_{At}}{Z_t} = \frac{R_t - R_{At} + j\omega(L_t - L_{At})}{R_t + j\omega L_t}. \quad (5.134')$$

5.10.4. Экранирующее действие оболочки кабеля

Условия магнитного влияния тяговой сети на кабельную смежную линию существенно отличаются от условий для воздушной линии. Это отличие состоит в том, что кабель имеет металлическую оболочку и броню, заземленную в ряде точек (так как защитное покрытие кабеля поверх оболочки имеет определенную проводимость). Поэтому оболочка кабеля (вместе с броней) представляет собой экранирующий провод. Идеальный коэффициент экранирования оболочки кабеля r_0 (его также называют коэффициентом защитного действия) при условии, что сопротивление заземлений по концам оболочки и постоянная распространения ее равны нулю, может быть получен из формулы (5.125), принимая в ней индекс “о” вместо “э” и считая $z_{kc} = z_{ко}$ (при большой ширине сближения):

$$r_0 = r''_э = 1 - \frac{z_{oc}}{z_o} = 1 - \frac{j\omega M_{oc}}{R_o + j\omega L_o} = \frac{R_o + j\omega(L_o - M_{oc})}{R_o + j\omega L_o}.$$

Без большой погрешности можно принять равными коэффициент взаимной индукции между оболочкой и жилой кабеля и внешнюю индуктивность оболочки (и брони), т. е. $M_{oc} \approx L_o$, тогда

$$r_0 = \frac{R_o}{R_o + j\omega L_o}. \quad (5.135)$$

Из этой формулы видно, что идеальный коэффициент экранирования оболочки и брони кабеля зависит от активного сопротивления оболочки и брони и от индуктивного сопротивления их. Например, если взять голый освинцованный кабель с такими размерами оболочки, при которых сопротивление ее (R_o) было бы равно 0,6 Ом/км, а индуктивность 2 мГн/км, то при $f = 50$ Гц

$$r_0 = \frac{0,6}{0,6 + j \cdot 314 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 0,7.$$

Если же заменить свинцовую оболочку алюминиевой при тех же размерах кабеля, то сопротивление постоянному току эта оболочка будет иметь в 7,5 раз меньше, т. е. не 0,6 Ом, а 0,08 Ом. При этих условиях коэффициент экранирования оболочки

$$r_0 = \frac{0,08}{0,08 + j \cdot 314 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 0,114.$$

Из формулы (5.135) также следует, что улучшить коэффициент экранирования можно путем увеличения индуктивности оболочки кабеля при помощи стальной брони с той или иной магнитной проницаемостью. Например, если на свинцовую оболочку с сопротивлением $R_o = 0,6$ Ом/км наложить ленточную броню так, чтобы индуктивность оболочки и брони достигла 10 мГн/км вместо 2 мГн/км, то (если даже не считаться с уменьшением активного сопротивления оболочки за счет брони) коэффициент экранирования оболочки и брони кабеля при $f = 50$ Гц будет равен

$$r_0 = \frac{0,6}{0,6 + j \cdot 314 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} \approx 0,19.$$

Итак, из приведенных формул можно видеть, что уменьшая сопротивление кабельной оболочки R_o и увеличивая самоиндукцию последней, уменьшаем идеальный коэффициент экранирования, т. е. снижаем эдс в кабельной жиле.

Очевидно, для того чтобы сопротивление R_o было как можно меньше, необходимо прежде всего, чтобы оболочка кабеля по всей длине не имела изолирующих муфт. Конструкция кабеля должна быть таковой, чтобы L_o было возможно больше, а R_o возможно меньше.

Активные сопротивления свинцовой оболочки $R_{св}$ и брони кабеля $R_{бр}$ в диапазоне тональных частот могут быть определены по формулам, выведенным для постоянного тока.

Сопротивление свинцовой оболочки, Ом/км,

$$R_{св} = \frac{4000\rho_{св}}{\pi(d_1^2 - d_2^2)},$$

сопротивление ленточной брони из двух стальных лент

$$R_{бр} = \frac{49\pi D \cdot 10^{-6}}{a^2 b},$$

где $\rho_{св}$ — удельное сопротивление свинца, равное $0,221 \cdot 10^{-6}$ Ом · м,

d_1 — наружный диаметр свинцовой оболочки, м,

d_2 — внутренний диаметр свинцовой оболочки, м,

D — средний диаметр кабеля по броне, м,

a — ширина ленты брони, м,

b — толщина ленты брони, м.

Внутренняя индуктивность оболочки и брони кабеля может быть определена [4] по формуле

$$L_{вт} \approx \frac{4\pi m b n}{D} \mu \cdot 10^{-4}, \text{ Гн/км}, \quad (5.136)$$

где $m = \frac{a}{a + \Delta a}$ — отношение ширины стальной ленты брони к

ширине ленты с зазором Δa между лентами (т.е. к величине $a + \Delta a$),

n — число лент брони,

μ — магнитная проницаемость брони кабеля.

Эта величина изменяется в зависимости от тока в оболочке кабеля; для брони из обычной стали $\mu = 100 \div 400$, а для брони из специальной стали (марки ХТБ) $\mu = 3000 \div 4000$.

Внешняя индуктивность оболочки и брони кабеля

$$L_{вш} = \left[2 \ln \frac{1,12}{\sqrt{4\pi\omega\gamma_3 \cdot 10^{-7}} r_{бр}} \right] \cdot 10^{-4}, \text{ Гн/км}, \quad (5.137)$$

где γ_3 — проводимость земли, См/м,

$r_{бр}$ — внешний радиус брони, м.

Тогда общая индуктивность оболочки и брони кабеля

$$L_m = L_o + L_{бр}, \text{ Гн/км}.$$

Алюминиевая оболочка кабеля, как было показано выше на примере, обладает большим экранирующим эффектом, чем свинцовая оболочка, вследствие меньшего удельного электрического сопротивления алюминия. Поэтому с точки зрения более совершенной защиты цепей связи от внешних магнитных полей желательно применять кабели с алюминиевой оболочкой, а не со свинцовой.

Исследованиями по определению экранирующего действия оболочек кабелей установлено, что индуктированная эдс в жилах кабеля приблизительно равна произведению тока в оболочке I_o на сопротивление оболочки постоянному току и что по фазе эта эдс почти совпадает с током в оболочке, т.е.

$$E_A = I_m R_m, \quad \text{где} \quad I_m = E_{lm} / Z_m,$$

следовательно,

$$E_A = E_{lm} \frac{R_m}{Z_m} = E_{lm} r_o.$$

Здесь E_{lm} — продольная эдс, индуктированная в оболочке кабеля,

$R_m = \rho_m l / S_m$ — активное сопротивление кабельной оболочки.

При наличии брони у кабеля полное сопротивление в значительной степени зависит от тока в оболочке и от его частоты, т.е.

$$Z_m = (R_m + j\omega L_{вт}) + j\omega L_{вш} = Z_{вт} + j\omega L_{вш},$$

где R_m — активное сопротивление оболочки и брони кабеля, мало зависящее от тока и частоты, если последняя находится в пределах от $16^{2/3}$ до 3000 Гц;

$L_{вш}$ — индуктивность оболочки и брони, обусловленная внешним магнитным потоком, мало зависящая от тока и частоты. Эта величина определяется по формуле Поллячека (см. гл. 3);

$L_{вт}$ — индуктивность оболочки и брони, обусловленная внутренним магнитным потоком в броне.

Идеальный коэффициент экранирования или защитного действия оболочки должен уменьшаться с увеличением тока в оболочке ка-

беля до тех пор, пока не наступит момент насыщения стали, или максимума полного сопротивления Z_0 , после чего r_0 начнет возрастать вместе с увеличением тока.

Таким образом, из проведенного анализа ясно, что для уменьшения коэффициента экранирования оболочки кабеля требуется уменьшить ее активное сопротивление R_0 или увеличить индуктивность L_0 . В кабелях связи активное сопротивление оболочки снижают путем введения во внешний покров кабеля медных или алюминиевых проволок, соединяемых со свинцовой трубой и бронелентами, а в последнее время широко применяют кабель связи с алюминиевой оболочкой вместо свинцовой. Индуктивность оболочки может быть увеличена применением бронеленты с повышенной относительной магнитной проницаемостью μ_r , например из стали 05НС или ХТБ (холоднокатаная трансформаторная броневая) с $\mu_r = 2000 + 3000$ вместо стали НУ (низкоуглеродистая) с $\mu_r = 300 + 450$ [4].

Приведенные формулы для определения коэффициентов экранирования относятся к идеально заземленным проводам, что обычно на практике не выполнимо. Поэтому к указанным формулам идеального коэффициента экранирования надо определить поправки, учитывающие значения сопротивлений заземлений экранирующих проводов.

Очевидно, если сопротивления заземлений экранирующего провода будут превышать полное сопротивление самого экранирующего провода, то ток в этом проводе уменьшится, а следовательно, и экранирующий эффект его также уменьшится.

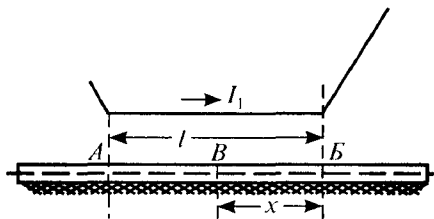


Рис. 5.18. К расчету экранирующего действия равномерно заземленной оболочки кабеля

При выяснении влияния значений сопротивления заземлений экранирующего провода на величину коэффициента экранирования необходимо различать два характерных случая.

В первом случае экранирующий провод имеет равномерно распределенное по всей длине изоляционное покрытие,

сопротивление которого по отношению к земле весьма мало и находится в пределах 0,25—1 Ом·км (равномерно распределенное заземление), например, проложенный в земле бронированный кабель связи или силовой кабель с обычным джутовым покрытием поверх брони (рис. 5.18); рельсы железнодорожных путей, положенные на деревянных шпалах и насыпном балласте.

Во втором случае экранирующий провод изолирован от земли, но через определенные расстояния присоединен к специально построенным заземлениям с сопротивлениями R_3 (сосредоточенными в нескольких точках по длине провода заземления), например, трос, подвешенный на воздушной высоковольтной линии и на каждой опоре или через определенное количество опор, присоединенный к заземлениям; подземный кабель с изолированной от земли металлической оболочкой и броней, присоединенный в отдельных точках по его длине к заземлениям.

Если бы соединение с землей было идеальным, то тогда при $R_3 = 0$ ток в оболочке вне длины сближения равнялся бы нулю. В этом случае идеальный коэффициент экранирования (r_0) можно было бы определить из уравнения (5.135). В реальных условиях среднее значение тока в оболочке не равно нулю и может быть определено в пределах от 0 до I из выражения [4]

$$I_{mcp} = \int_{x=0}^l \frac{E_0}{Z_m} \left[1 - \frac{1}{2} e^{-\gamma_m x} - \frac{1}{2} e^{-\gamma_m (l-x)} \right] dx = I_m \left[1 - \frac{1 - e^{-\gamma_m l}}{\gamma_m l} \right]. \quad (5.138)$$

Используя значение I_{mcp} из (5.138), можно определить для случая $l = l_1$ действительный коэффициент экранирования оболочки кабеля в реальных условиях по формуле [4]

$$r_{0.д} = r_0 + (1 - r_0) \frac{1 - e^{-\gamma_0 l}}{\gamma_0 l}, \quad (5.139)$$

где постоянная распространения оболочки кабеля с заземлениями

$$\gamma_0 = \gamma_m = \sqrt{\frac{R_m + j\omega L_m}{R_{\text{пер.}m}}}. \quad (5.140)$$

Переходное сопротивление оболочки по отношению к земле $R_{\text{пер.}m}$ определяем [2] по формуле

$$R_{\text{пер.}m} = R_{\text{из.}m} + \frac{10^{-3} \rho}{\pi} \ln \frac{1,12}{\sqrt{d_{\text{ср}} h_m} \gamma_m \cdot 10^{-3}}.$$

В этой формуле:

$R_{\text{из.}m}$ — сопротивление изоляционного покрытия свинцовой оболочки и брони кабеля по отношению к земле, Ом·км,

ρ — удельное сопротивление земли, Ом·м,

$d_{\text{ср}}$ — средний диаметр брони кабеля, м,

γ_m — коэффициент распространения тока вдоль оболочки кабеля, 1/км,

h_m — глубина заковки кабеля, м.

Если $\gamma_m l$ — сравнительно большая величина, например $\gamma_m l > 3$, то величина $e^{-\gamma_m l}$ пренебрежимо мала по сравнению с единицей и тогда формула (5.139) может быть упрощена так:

$$r = r_0 + \frac{1 - r_0}{\gamma_m l}.$$

Если $r_0 < 0,1$, то в качестве расчетной формулы для коэффициента экранирования оболочки и брони кабеля с равномерно распределенным заземлением через малое переходное сопротивление можно применять

$$r \approx r_0 + \frac{1}{\gamma_m l}.$$

Все сказанное в отношении коэффициента экранирования оболочки и брони кабеля целиком относится к рельсам, которые также равномерно заземлены через балласт пути, имеющий малое сопротивление изоляции.

Переходное сопротивление между рельсами и землей $R_{\text{пер.}p}$ (Ом·км) можно определить из уравнения [4]

$$R_{\text{пер.}p} = R_{\text{из.}p} + \frac{10^{-3} \rho}{\pi} \ln \frac{1,12}{\gamma_p a_{\text{экв}} \cdot 10^{-3}}, \quad (5.141)$$

где $R_{\text{из.}p}$ — сопротивление балласта, Ом·км,

$a_{\text{экв}}$ — эквивалентный радиус рельсового пути, равный 1 м для однопутной железной дороги и 2 м для двухпутной ж.д.

Если оболочка кабеля изолирована от земли, т.е. $R_{\text{пер.}m}$ — большая величина ($\gamma_m l \leq 1$), то независимо от значения идеального коэффициента экранирования r_0 величина r стремится к единице (см. формулу (5.139)), т.е. оболочка кабеля теряет свои экранирующие свойства.

Следовательно, необходимо принять меры для создания тока в оболочке кабеля. Для этого оболочку по концам и через определенные промежутки по длине кабеля следует соединять со специально построенными заземлителями. Чем чаще будут расставлены вдоль оболочки заземлители и чем меньше будут сопротивления этих заземлителей, тем больше будет эффект экранирования оболочки.

Среднее значение равномерно распределенного переходного сопротивления оболочки по отношению к земле (с помощью многократного заземления оболочки вдоль кабеля) можно определить по формуле [4]

$$R_{\text{пер.}m}^{\text{ср}} = \frac{R_3 l_3 \sqrt{n R_3}}{\sqrt{n R_3} - 4,5 \sqrt{l_3}}, \quad (5.142)$$

где l_3 — среднее расстояние между соседними заземлениями, км,

R_3 — среднее сопротивление заземлений, установленных вдоль кабеля, Ом,

n — количество изолированных участков кабелей (длиной участка считается длина кабеля между двумя соседними заземлителями).

Величину $R_{\text{пер.}m}^{\text{ср}}$, рассчитанную по формуле (5.142), подставляют в формулу (5.140). Подсчитанную по этой формуле величину γ_m используют затем при расчете коэффициента экранирования обо-

лочки, имеющей изоляцию поверх брони. Это рассуждение также относится к тросам, подвешенным на опорах и изолированным от земли.

Для получения должного экранирующего эффекта тросов последние необходимо равномерно заземлять по всей длине сближения с линиями связи. Тогда переходное сопротивление тросов определяется по той же формуле (5.142), а коэффициент экранирования — по формуле, аналогичной формуле (5.139) для r :

$$t = t_0 + (1 - t_0) \frac{1 - e^{-\gamma_l l}}{\gamma_l l}. \quad (5.143)$$

Тросы, проложенные в земле вдоль кабельной или воздушной линии связи или вдоль линии электропередачи, будут вести себя так же, как и оболочки кабелей без специальной изоляции. Для этого случая в формулу (5.143) следует подставить величину γ_l , определяемую по формуле

$$\gamma_l = \sqrt{\frac{R_l + j\omega L_l}{R_{пер,l}}}, \quad (5.144)$$

где

$$R_{пер,l} = \frac{\rho}{\pi} \ln \frac{1,12}{\sqrt{d_l h_l}},$$

h_l — глубина закопки троса, м.

Коэффициент экранирования оболочки зависит от величины продольной эдс в ней. Это объясняется тем, что индуктивность оболочки определяется ее магнитной проницаемостью, которая, в свою очередь, зависит от тока в оболочке. С увеличением продольной эдс в оболочке, а значит и с ростом тока в ней магнитная проницаемость и индуктивность растут до насыщения бронелент (r_0 снижается), а затем уменьшаются (r_0 растет). Поэтому коэффициент экранирования оболочки выражают в виде зависимости от величины продольной эдс в ней,

отнесенной к единице длины сближения $r_0 = f\left(\frac{E_0}{l}, \frac{B}{\text{км}}\right)$. Из

формулы (5.135) видно также, что коэффициент экранирования оболочки уменьшается с возрастанием частоты влияющего тока. В кабеле имеет место также экранирующее действие соседних жил. Оно оценивается коэффициентом экранирования жил, составляющим $r_{ж} = 0,9 \div 0,95$ (для кабелей с числом четверок жил от 14 до 7).

На рис. 5.19—5.29 приведены зависимости коэффициента защитного действия r_0 оболочки и брони кабеля от продольной электродвижущей силы E , приходящейся на 1 км сближения.

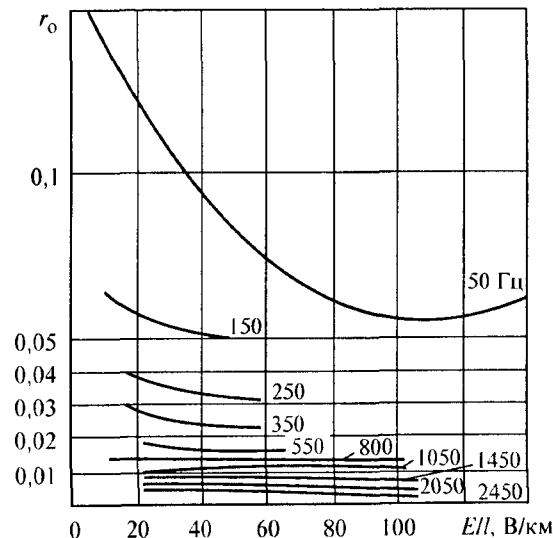


Рис. 5.19. Зависимости коэффициента защитного действия r_0 оболочки и брони кабеля МКПАБ $7 \times 4 \times 1,05 + 5 \times 2 \times 0,7 + 1 \times 0,7$ (две бронеленты НУ 0,5) от продольной электродвижущей силы E , приходящейся на 1 км сближения

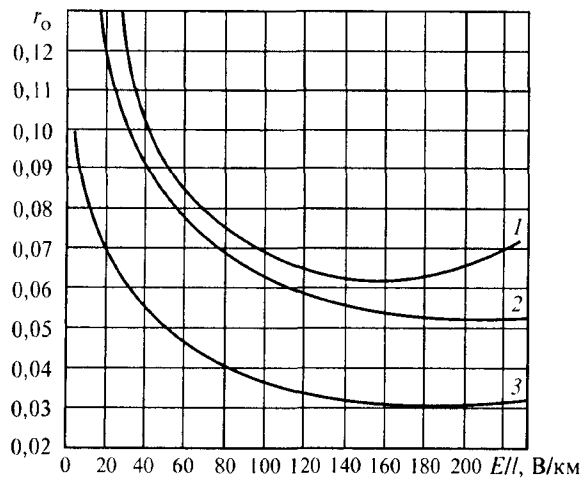


Рис. 5.20. Зависимости коэффициента защитного действия r_0 оболочки и брони кабеля типа МКБАБ (алюминиевая оболочка и две бронеленты НУ 0,5) от продольной электродвижущей силы E , приходящейся на 1 км сближения, при $f = 50$ Гц: 1 — $4 \times 4 \times 1,2 + 5 \times 0,9$; 2 — $7 \times 4 \times 1,2 + 6 \times 0,9$; 3 — $14 \times 4 \times 1,2 + 5 \times 0,9$

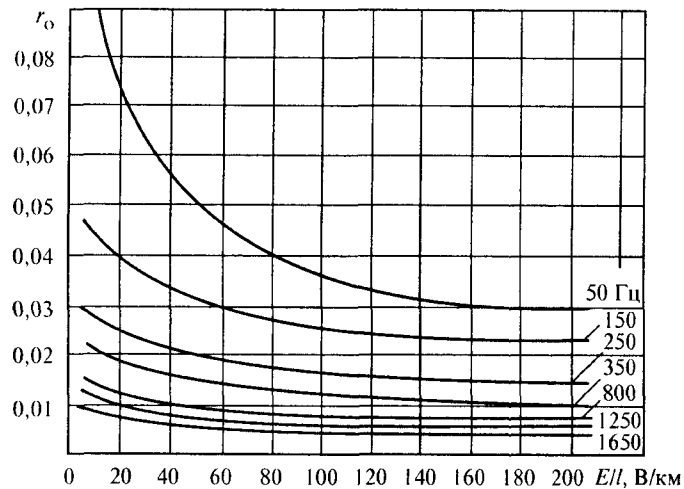


Рис. 5.21. Зависимости коэффициента защитного действия r_0 оболочки и брони кабеля типа МКБАБ $14 \times 4 \times 1,2 + 5 \times 0,9$ (алюминиевая оболочка и две бронеленты НУ 0,5) от продольной электродвижущей силы E , приходящейся на 1 км сближения

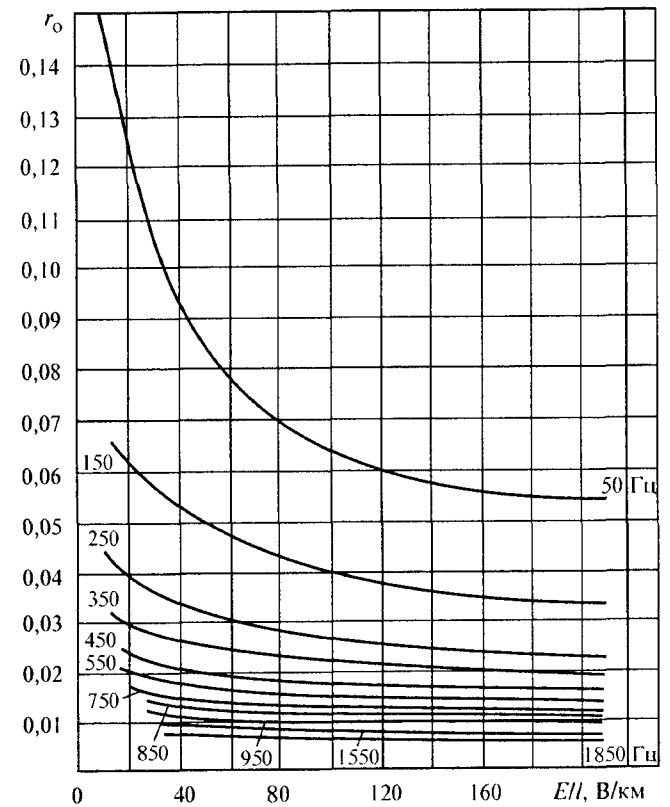


Рис. 5.22. Зависимости коэффициента защитного действия r_0 оболочки и брони кабеля типа МКБАБ $7 \times 4 \times 1,2 + 6 \times 0,9$ (алюминиевая оболочка и две бронеленты НУ 0,5) от продольной электродвижущей силы E , приходящейся на 1 км сближения

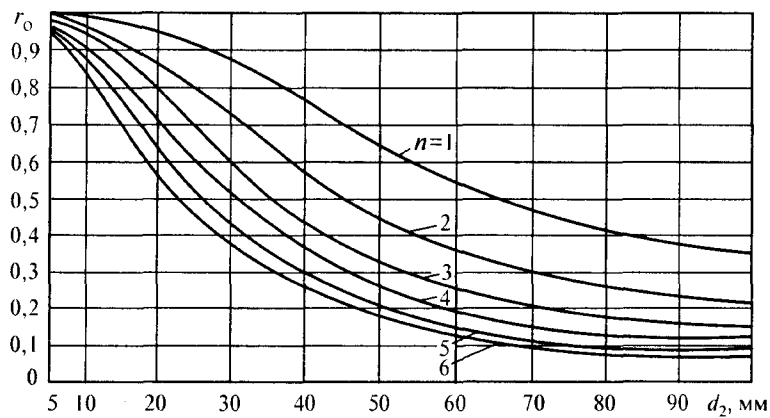


Рис. 5.23. Зависимости коэффициента защитного действия r_0 оболочек кабелей ТГ ($f = 50$ Гц) от диаметра (d_2) под свинцовой оболочкой при различном количестве кабелей (n)

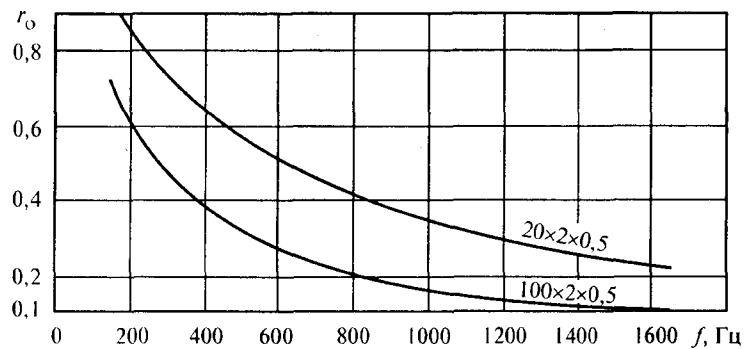


Рис. 5.24. Зависимости коэффициента защитного действия r_0 оболочек городских телефонных кабелей (без брони) от частоты влияющего тока

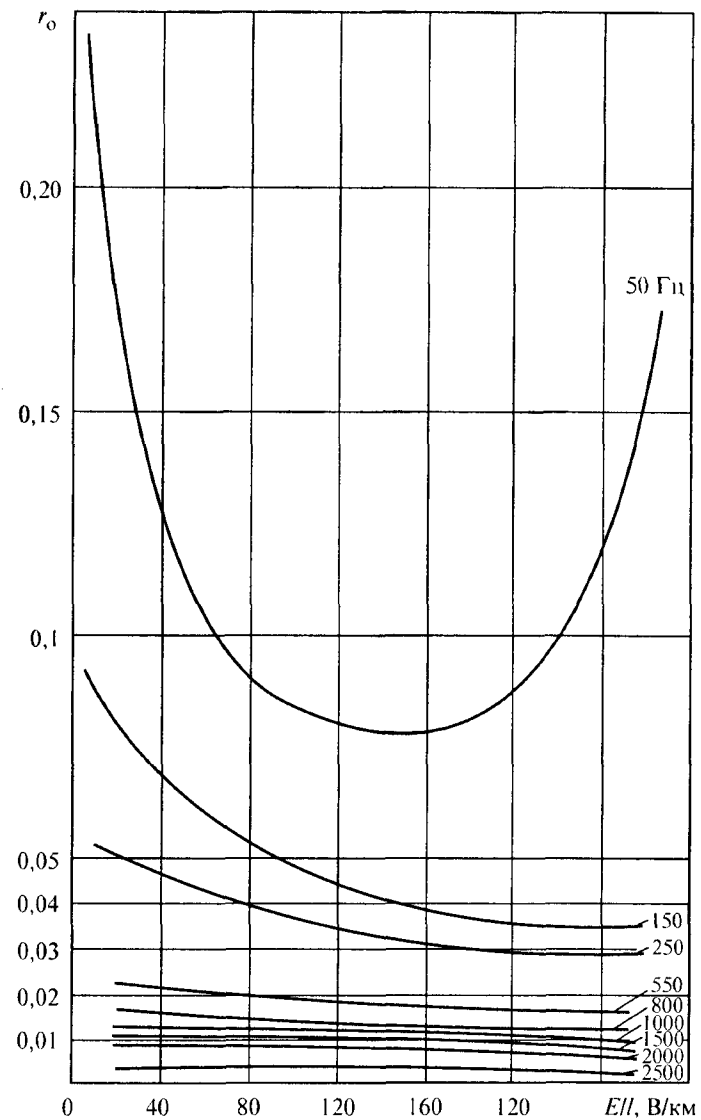


Рис. 5.25. Зависимости коэффициента защитного действия r_0 оболочки и брони кабеля типа МКСАПБ $4 \times 4 \times 1,2$ (алюминиевая оболочка и две бронеленты НУ 0,5) от продольной электродвижущей силы E , приходящейся на 1 км сближения

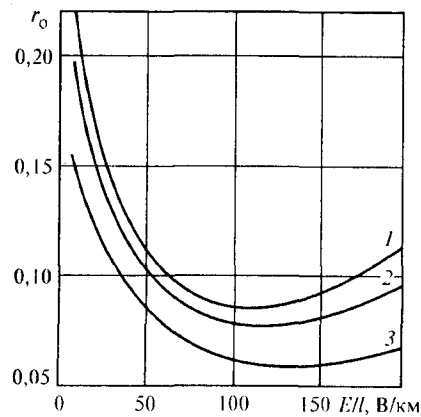


Рис. 5.26. Зависимости коэффициента защитного действия r_0 оболочки и брони кабеля типа ТЗАВБ ($f = 50$ Гц) от продольной электродвижущей силы E , приходящейся на 1 км сближения. Кривые: 1 — $7 \times 4 \times 1,2$; 2 — $12 \times 4 \times 1,2$; 3 — $19 \times 4 \times 1,2$

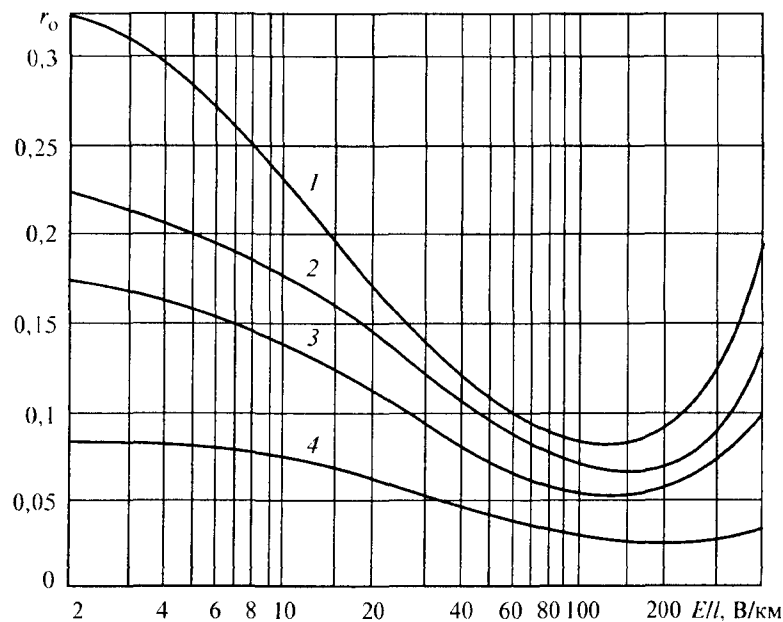


Рис. 5.27. Зависимости коэффициента защитного действия r_0 алюминиевой оболочки кабеля и брони из двух лент толщиной 0,5 мм из стали НУ от продольной электродвижущей силы E , приходящейся на 1 км сближения ($f = 50$ Гц). Кривые: 1 — $d_2 = 11$ мм, $b_{ал} = 0,9$ мм; 2 — $d_2 = 21$ мм, $b_{ал} = 1,1$ мм; 3 — $d_2 = 35,5$ мм, $b_{ал} = 1,3$ мм; 4 — $d_2 = 53,5$ мм, $b_{ал} = 1,85$ мм

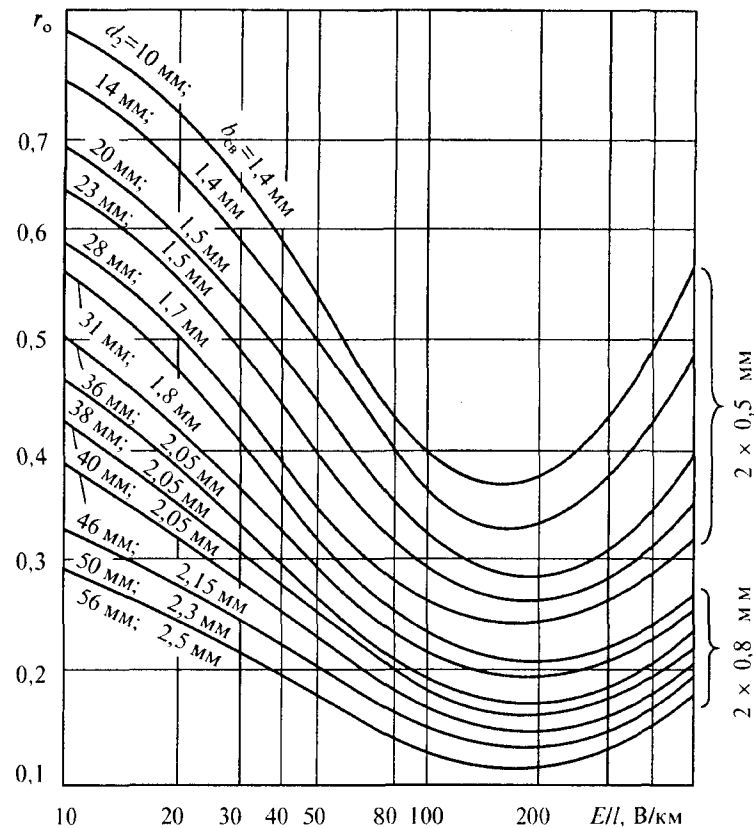


Рис. 5.28. Зависимости коэффициента защитного действия r_0 свинцовой оболочки кабеля и брони из двух лент толщиной 0,5 мм и 0,8 мм из стали НУ от продольной электродвижущей силы E ($f = 50$ Гц)

ЧАСТЬ II

ГЛАВА 6. КРАТКАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ВЛИЯНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ НА СМЕЖНЫЕ ЛИНИИ

6.1. Приближенные уравнения электромагнитного влияния тяговой сети на смежные линии

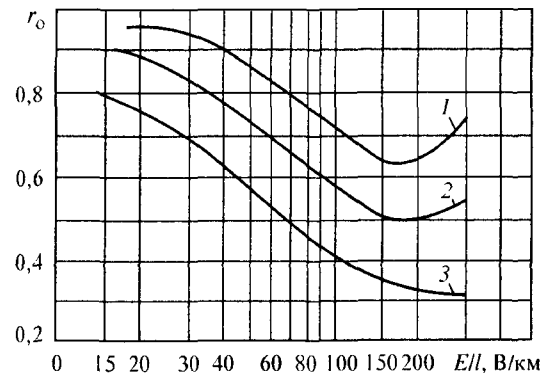


Рис. 5.29. Зависимости коэффициента защитного действия r_0 оболочки и брони кабелей (емкостью 1 — 1×4 ; 2 — 4×4 ; 3 — 7×4) от продольной электродвижущей силы E , приходящейся на 1 км сближения ($f = 50$ Гц)

В данной главе приводятся упрощенные приближенные уравнения для расчета электромагнитного влияния электрических железных дорог на смежные линии. Эти уравнения получены путем упрощения общих уравнений электромагнитного влияния между электрическими цепями, выведенных в гл. 2, применительно к отдельным конкретным случаям сближения влияющей и смежной линий.

Любая электрическая цепь при наличии в ней переменного напряжения и тока создает в окружающем пространстве переменное электромагнитное поле, которое индуцирует в находящейся в этом пространстве другой цепи напряжения и токи. Эти напряжения и токи в цепи, подверженной влиянию, могут достигать величин, представляющих опасность для здоровья и жизни людей, обслуживающих ее, а также для целостности включенных в цепь аппаратов и приборов, изоляции проводов. В этом случае влияния называют *опасными*. Если индуцированные в цепи напряжения и токи приводят к искажению передаваемых по ней полезных электрических сигналов, т. е. ухудшают или нарушают нормальную работу цепи, то такие влияния называются *мешающими*.

Большое влияние оказывают цепи с высоким уровнем передачи энергии на цепи с меньшим уровнем передачи, например, высоковольтные линии электропередачи или тяговая сеть электрических железных дорог на линии связи, низковольтные электрические сети и т. п. Обратное влияние цепей низкого уровня передачи энергии на цепи с высоким уровнем передачи обычно невелико, и с ним практически можно не считаться.

Степень влияния зависит от симметричности цепей как влияющих, так и подверженных влиянию. Цепь симметрична, если ее провода имеют одинаковые электрические параметры: первичные (активное сопротивление, индуктивность, емкость между проводами и относительно земли, проводимость изоляции) и вторичные (волновое сопротивление и коэффициент распространения волны). Если напряжения и токи во всех проводах такой цепи одинаковы по величине и сдвинуты по фазе на 180° (в двухпроводной цепи) или на 120° (в трехпроводной), то векторная сумма напряжений ее проводов равна нулю и нет тока нулевой последовательности (тока в земле). Влияние симметричной цепи на смежные цепи минимально и может возникать только из-за различия параметров связи между отдельными проводами влияющей цепи и проводами цепи, подверженной влиянию, т. е. из-за поперечной асимметрии. Поскольку обычно абсолютно одинаковыми параметрами провода цепи не обладают, то практически все двух- и трехпроводные электрические цепи частично или полностью несимметричны.

Влияющую цепь электрической железной дороги представляет контур, включающий тяговую подстанцию, электрический локомотив и тяговую сеть. В тяговую сеть входят питающие и отсасывающие провода, провода контактной сети, рельсы с распределенной проводимостью относительно земли и земля. Влияющее напряжение тяговой сети равно рабочему напряжению переменного тока, ток в земле соизмерим по величине с рабочим током. Поэтому тяговая сеть, как и однопроводная однофазная линия с возвратом тока через землю, практически полностью несимметрична и оказывает сильное влияние на соседние цепи.

Подверженными влиянию являются практически любые электрические линии с меньшим уровнем передачи энергии, проложенные вблизи от электрической железной дороги, как воздушные, так и кабельные: линии связи, радиовещания, телеуправления, силовые и осветительные электрические сети, линии электропередачи, рельсовые цепи автоблокировки, отключенная контактная сеть соседних путей и т. п., а также неэлектрические, но проводящие линии — металлические сооружения, эстакады, трубопроводы и др.

Взаимное расположение влияющей и подверженной влиянию линий, при котором могут возникать опасные и мешающие влияния, называют *сближением*, а расстояние между линиями, измеренное по перпендикуляру к влияющей линии, — *шириной сближения*. При неизменной по длине линии ширине сближения оно будет параллельным, при переменной ширине — косым, а при наличии участков параллельного и косого сближения — сложным.

В дальнейшем будем рассматривать влияние тяговой сети на любую линию, подверженную влиянию, которую назовем *смежной линией*. Примем предварительно следующие исходные положения.

Тяговая сеть, в которой ток протекает по рельсам и земле, может быть представлена в виде двух контуров: первый контур — “контактная сеть — земля”, второй — “рельсы — земля”. Сначала рассмотрим влияние первого контура на смежную линию, а влияние второго учтем позднее. Первый контур (контактная сеть — земля) представляет собой полностью несимметричную однопроводную линию. Затуханием в контактной сети можно пренебречь, так как ее коэффициент распространения волны при рабочей частоте незначителен.

Будем рассматривать влияние однопроводной линии — контактной сети — на однопроводную же смежную линию (если смежная линия двухпроводная, то она с некоторым приближением может быть представлена как сочетание двух однопроводных). Обратное влияние смежной линии на контактную сеть можно не учитывать, полагая его пренебрежимо малым. Индуктированное напряжение в смежной линии относительно земли обычно значительно меньше влияющего напряжения. Для некоторого упрощения рассмотрения влияний будем полагать, что сближение с контактной сетью имеет место на протяжении всей длины смежной линии, сближение примем параллельным, это позволит считать параметры связи между линиями постоянными по всей их длине. Исходя из этих предпосылок выясним зависимости индуктированных напряжения относительно земли и тока в смежной линии от влияющих напряжения и тока контактной сети, от параметров связи между линиями и пара-

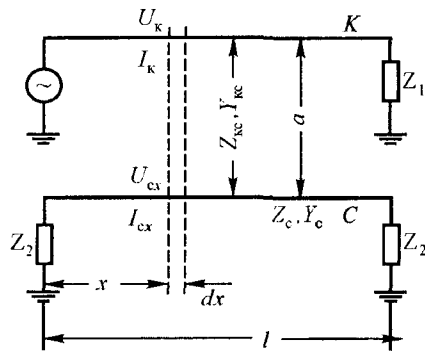


Рис. 6.1. Схема сближения контактной сети K и смежной линии C : a — ширина сближения, линии замкнуты на землю через некоторые сопротивления Z_1 и Z_2

метров смежной линии для схемы сближения, показанной на рис. 6.1.

Поскольку смежная линия имеет распределенные параметры и обладает продольным сопротивлением Z_c и поперечной проводимостью Y_c , то индуцированные в ней напряжение относительно земли U_{cx} и ток в линии I_{cx} будут изменяться по длине линии. Поэтому сначала следует найти приращения напряжения и тока в смежной линии на элементарном участке длины сближения dx .

Приращение напряжения определяется продольной эдс, индуцированной током контактной сети, и падением напряжения, созданным на элементарном участке при протекании в смежной линии индуцированного тока. С другой стороны, приращение тока на этом участке зависит от тока, вызванного в смежной линии под влиянием напряжения контактной сети, и от тока, определяемого наведенным напряжением и поперечной проводимостью смежной линии. В соответствии с этим установившийся процесс для элементарного участка длины сближения описывается уравнениями [3]

$$\begin{aligned} -\frac{d\dot{U}_{cx}}{dx} &= Z_{kc} \dot{I}_k + Z_c \dot{I}_{cx}, \\ -\frac{d\dot{I}_{cx}}{dx} &= -Y_{kc} \dot{U}_k + Y_c \dot{U}_{cx}. \end{aligned} \quad (6.1)$$

Здесь все напряжения и токи являются векторными величинами. Индекс «к» указывает на принадлежность величины к контактной сети, «с» — к смежной линии, «кс» определяет параметры связи между линиями;

\dot{U}_k, \dot{I}_k — напряжение и ток контактной сети;

$\dot{U}_{cx}, \dot{I}_{cx}$ — индуцированные напряжение относительно земли и ток в смежной линии на расстоянии x от ее начала;

$Z_c = r_c + j\omega L_c$ — полное сопротивление смежной линии, где r_c — ее активное сопротивление, L_c — индуктивность, ω — угловая частота;

$Y_c = g_c + j\omega C_c$ — полная проводимость смежной линии, где g_c — проводимость изоляции, $C_c = C_{c0} + C_{kc}$ — емкость смежной линии относительно земли и контактной сети, C_{c0} — емкость смежной линии относительно земли; обычно $g_c \ll \omega C_c$ и тогда $Y_c \approx j\omega C_c$;

$Z_{kc} = j\omega M_{kc}$ — сопротивление взаимной индукции между контактной сетью и смежной линией (параметр магнитной связи), где M_{kc} — коэффициент взаимной индукции между этими однопроводными линиями;

$Y_{kc} = g_{kc} + j\omega C_{kc}$ — взаимная проводимость между контактной сетью и смежной линией (параметр электрической связи), где g_{kc} — активная проводимость, C_{kc} — емкость между этими линиями; обычно $g_{kc} \ll \omega C_{kc}$, тогда $Y_{kc} \approx j\omega C_{kc}$.

Все указанные параметры отнесены к единице длины линии (на 1 км). Уравнения (6.1) представляют собой систему обыкновенных линейных неоднородных дифференциальных уравнений первого порядка. Решив ее (аналогично решению в гл. 2), получим

$$\begin{aligned} \dot{U}_{cx} &= A e^{\gamma x} + B e^{-\gamma x} + k_2 \dot{U}_k; \\ \dot{I}_{cx} &= -\frac{1}{Z_{cb}} (A e^{\gamma x} + B e^{-\gamma x}) - k_1 \dot{I}_k. \end{aligned} \quad (6.2)$$

Здесь $\gamma = \sqrt{Z_c Y_c}$ — коэффициент распространения волны в смежной линии;

$Z_{cb} = \sqrt{\frac{Z_c}{Y_c}}$ — волновое сопротивление смежной линии.

В уравнениях (6.2) приняты обозначения:

$$k_1 = \frac{Z_{\text{кс}}}{Z_c} = \frac{j\omega M_{\text{кс}}}{r_c + j\omega L_c}; \quad k_2 = \frac{Y_{\text{кс}}}{Y_c} = \frac{C_{\text{кс}}}{C_{\text{кс}} + C_{c0}}. \quad (6.3)$$

Найдем постоянные интегрирования A и B в уравнениях (6.2). Если смежная линия замкнута по концам на некоторые сопротивления, то в начале линии при $x = 0$ индуктированные напряжение относительно земли и ток будут иметь значения:

$$\dot{U}_{c0} = \dot{U}_{c0} \quad \text{и} \quad \dot{I}_{cx} = \dot{I}_{c0}.$$

Тогда из уравнений (6.2) следует при $x = 0$

$$\begin{aligned} \dot{U}_{c0} &= A + B + k_2 \dot{U}_k; \\ \dot{I}_{c0} &= -\frac{1}{Z_{cb}}(A + B) - k_1 \dot{I}_k. \end{aligned} \quad (6.4)$$

Определив отсюда значения постоянных A и B , подставим их в уравнения (6.2). Проведя затем ряд преобразований и перейдя к гиперболическим функциям, получим выражения для напряжения относительно земли и тока в точке x , индуктированных в смежной линии вследствие электромагнитного влияния контактной сети:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{cx} &= (\dot{U}_{c0} - k_2 \dot{U}_k) \text{ch } \gamma x - Z_{cb}(\dot{I}_{c0} + k_1 \dot{I}_k) \text{sh } \gamma x + k_2 \dot{U}_k, \\ \dot{I}_{cx} &= -\frac{\dot{U}_{c0} - k_2 \dot{U}_k}{Z_{cb}} \text{sh } \gamma x + (\dot{I}_{c0} + k_1 \dot{I}_k) \text{ch } \gamma x - k_1 \dot{I}_k. \end{aligned} \quad (6.5)$$

Индуктированные напряжения и токи в смежной линии возникают вследствие воздействия на нее единого электромагнитного поля, образующегося вокруг проводов контактной сети. Однако для облегчения анализа и расчетов влияния принято расчленять влияние электромагнитного поля на две составляющие — электрическое и магнитное влияния — и рассматривать их раздельно. *Электрическое* влияние проявляется в наведении в смежной линии потенциала по отношению к земле под воздействием электрического поля, которое создается при наличии напряжения в контактной сети. *Магнитное* влияние проявляется в возникновении продольной эдс в смежной линии, индуктированной магнитным полем, которое создается током контактной сети. Продоль-

ная эдс, в свою очередь, распределяясь вдоль линии, создает в ней напряжение относительно земли, изменяющееся по длине линии, а также вызывает в ней ток, который замыкается через распределенную емкость линии относительно земли или гальванические соединения с землей, если они имеются. В двухпроводной линии продольные эдс, индуктированные в каждом из проводов, создают в конце линии неодинаковые напряжения каждого провода относительно земли (вследствие продольной и поперечной асимметрии линии). В результате этого на входном сопротивлении подключенного к линии аппарата возникает напряжение, вызывающее в нем ток помехи.

Кроме того, тяговая сеть оказывает *гальваническое* влияние (см. ниже гл.7) на однопроводные линии, рабочие заземления которых находятся в сфере протекания блуждающих токов, а также на заземленные сооружения и коммуникации.

6.2. Приближенные уравнения электрического влияния тяговой сети на смежные линии

Если в контактной сети имеется напряжение, а ток в ней не протекает из-за отсутствия нагрузки, то можно рассматривать только электрическое влияние. Тогда в уравнениях (6.5) следует принять $\dot{I}_k = 0$. Рассмотрим распределение напряжения и тока по длине смежной линии при электрическом влиянии для различных частных случаев ее состояния. Примем индекс “э” для обозначения соответствующих величин при электрическом влиянии. Для частных случаев, подробно рассмотренных в гл. 2, получим следующие граничные условия.

1. Смежная линия изолирована от земли, т. е. $Z_2 = \infty$ (рис. 6.2, а); тогда в начале линии ($x = 0$) и в конце ее ($x = l$) ток $\dot{I}_{c0}^3 = \dot{I}_{cl}^3 = 0$.
2. Смежная линия в конце соединена с землей через сопротивление $Z = Z_2$, а в начале изолирована. Тогда при $x = 0$ $\dot{I}_{c0}^3 = 0$, при $x = l$ $\dot{U}_{cl}^3 = \dot{I}_{cl}^3 Z_2$.
3. Смежная линия в начале изолирована, а в конце заземлена; при $x = 0$ $Z_2 = \infty$, $\dot{I}_{c0}^3 = 0$, при $x = l$ $Z_2 = 0$ и $\dot{U}_{cl}^3 = 0$.

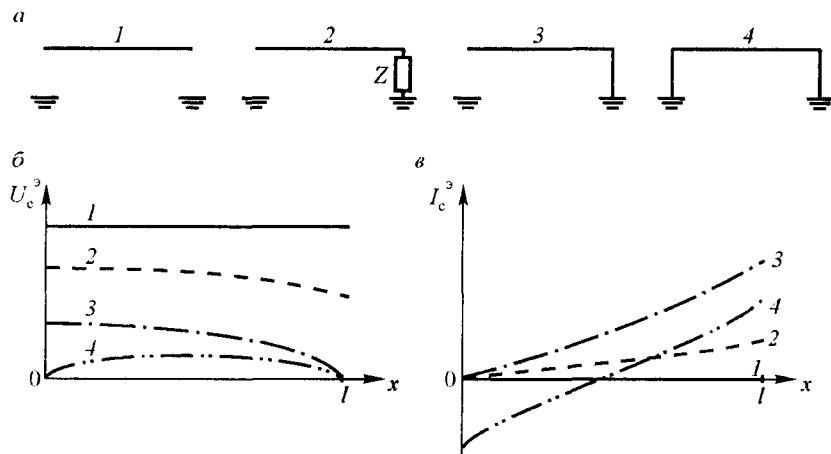


Рис. 6.5. Распределение напряжений относительно земли и токов по длине смежной линии при электрическом влиянии: *a* — схемы состояния смежной линии; *б* — распределение напряжений; *в* — распределение токов; 1 — линия изолирована от земли; 2 — линия замкнута в конце на землю через сопротивление; 3 — линия заземлена в конце; 4 — линия заземлена в начале и конце

4. Смежная линия замкнута по концам на землю; при $x = 0$ и $x = l$ $Z_2 = 0$ и $\dot{U}_{c0}^3 = \dot{U}_{cl}^3 = 0$.

Для каждого из этих случаев при $\dot{I}_K = 0$ и указанных граничных условиях из общих уравнений (6.5) можно найти выражения для индуцированных напряжения и тока. Анализ этих выражений, подробно рассмотренный в главе 2, дает распределение \dot{U}_c^3 и \dot{I}_c^3 по длине смежной линии, показанное на рис. 6.2.

Из этого анализа ясно, что при электрическом влиянии наибольшее напряжение индуцируется в изолированной смежной линии, т. е. в первом случае, который поэтому должен являться исходным при расчетах электрического влияния. Определим для этого случая индуцированное в смежной линии напряжение при электрическом влиянии. Учитывая отсутствие тока в контактной сети

($\dot{I}_K = 0$) и граничные условия для изолированной смежной линии ($\dot{I}_{c0}^3 = \dot{I}_{cl}^3 = 0$), из второго уравнения (6.5) получим при $x = l$

$$0 = -(\dot{U}_{c0} - k_2 \dot{U}_K) \frac{\text{sh } \gamma l}{Z_{св}},$$

откуда $\dot{U}_{c0} = k_2 \dot{U}_K$. Подставив это значение напряжения в начале линии в первое уравнение (6.5), получим

$$\dot{U}_c^3 = k_2 \dot{U}_K. \quad (6.6)$$

Таким образом, индуцированное в изолированной смежной линии напряжение при электрическом влиянии \dot{U}_c^3 неизменно по ее длине (линия 1 на рис. 6.2, б). Оно определяется напряжением в контактной сети и коэффициентом емкостной связи k_2 , зависящим от соотношения емкостей смежной линии относительно контактной сети C_{KC} и земли C_{c0} , см. формулу (6.3) и рис. 6.3. Этот коэффициент может быть найден из потенциальных уравнений электростатического поля.

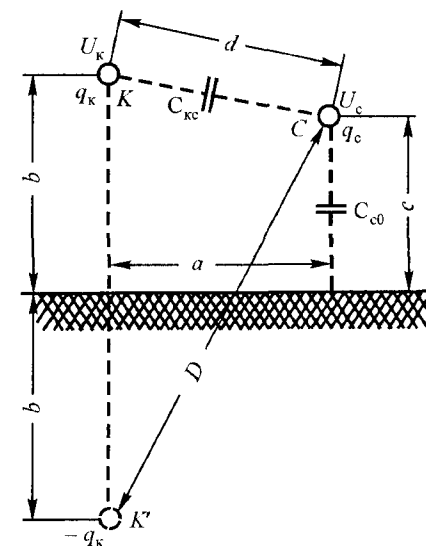


Рис. 6.3. Схема для определения электрического влияния: K, q_K, U_K — соответственно провод контактной сети, его заряд и напряжение; $K', -q_K$ — зеркальное отражение провода K относительно поверхности земли и его заряд; C, q_C, U_C — провод смежной линии, его заряд и наведенное напряжение; a — ширина сближения; b, c — высота подвеса проводов; C_{KC}, C_{c0} — емкости между проводами и относительно земли

Из теории электростатического поля известно, что градиент потенциала поля равен по величине и противоположен по направлению вектору напряженности поля:

$$-\frac{d\varphi}{dr} = E, \quad \text{т.е.} \quad d\varphi = -E dr. \quad (6.6')$$

Напряженность электрического поля E заряженной оси на расстоянии r от нее

$$E = \frac{q}{2\pi\epsilon r l} = \frac{\tau}{2\pi\epsilon r}, \quad (6.7)$$

где ϵ — абсолютная диэлектрическая проницаемость среды; q — заряд оси на длине l ; $\tau = q/l$ — линейная плотность заряда.

Потенциал в точке A , отстоящей на расстоянии r от заряженной оси, определится следующим образом:

$$\varphi_A = -\int E dr = -\frac{\tau}{2\pi\epsilon} \int \frac{dr}{r} = -\frac{\tau}{2\pi\epsilon} \ln r + C_1. \quad (6.8)$$

Поскольку в системе проводов “контактная сеть — смежная линия” расстояния между проводами и относительно земли много больше радиусов проводов, то можно считать, что электрические и геометрические оси проводов совпадают, и рассматривать электростатическое поле заряженных проводов, а не осей. Но провода расположены над землей, и надо учесть ее влияние на электростатическое поле вокруг проводов. Для этого используется метод электрических зеркальных изображений (см. рис. 6.3), из которого следует, что замена проводящей среды (в данном случае земли) зеркальным (относительно ее поверхности) изображением провода с зарядом обратного знака не изменяет поля над ее поверхностью. Тогда в любой точке пространства вокруг провода напряженность поля и потенциал будут определяться зарядом провода контактной сети q_K (τ_K) и его зеркального изображения $q'_K = -q_K$ ($\tau'_K = -\tau_K$), а также зарядом провода смежной линии q_C (τ_C) и его зеркального изображения $q'_C = -q_C$ ($\tau'_C = -\tau_C$).

Известно также, что сила взаимодействия двух зарядов не зависит от того, подвергаются ли они воздействию других зарядов. На этом

основывается принцип наложения. В соответствии с этим принципом потенциал, созданный полем системы проводов в любой точке пространства, в том числе на одном из проводов, равен сумме потенциалов, создаваемых в этой точке каждым из заряженных проводов.

Исходя из принципа наложения найдем потенциал в точке A , расстояние от которой до провода контактной сети r_K , до его зеркального изображения r'_K , до провода смежной линии r_C и до его зеркального изображения r'_C :

$$\varphi_A = -\left(\frac{\tau_K}{2\pi\epsilon} \ln r_K + \frac{\tau'_K}{2\pi\epsilon} \ln r'_K + \frac{\tau_C}{2\pi\epsilon} \ln r_C + \frac{\tau'_C}{2\pi\epsilon} \ln r'_C \right) + C_2.$$

Принимая во внимание, что $\tau'_K = -\tau_K$ и $\tau'_C = -\tau_C$, получим

$$\varphi_A = \tau_K \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln \frac{r'_K}{r_K} + \tau_C \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln \frac{r'_C}{r_C}. \quad (6.9)$$

Здесь C_2 — суммарная постоянная интегрирования. Если точка A удалена в бесконечность, то $\varphi_A = 0$. При этом

$$\frac{r'_K}{r_K} = \frac{r'_C}{r_C} = 1 \quad \text{и} \quad \ln \frac{r'_K}{r_K} = \ln \frac{r'_C}{r_C} = 0,$$

следовательно, $C_2 = 0$.

Полагая точку A на поверхности провода контактной сети, а затем — провода смежной линии, перепишем формулу (6.9) в виде двух уравнений, выражающих потенциалы соответствующих проводов:

$$\begin{aligned} \varphi_K &= \tau_K \alpha_{KK} + \tau_C \alpha_{KC}; \\ \varphi_C &= \tau_K \alpha_{CK} + \tau_C \alpha_{CC}. \end{aligned} \quad (6.10)$$

Здесь α_{KK} и α_{CC} — собственные потенциальные коэффициенты; $\alpha_{KC} = \alpha_{CK}$ — взаимные потенциальные коэффициенты. Их значения ясны из сопоставления выражений (6.9) и (6.10). Учитывая, что собственный заряд провода смежной линии обычно много меньше заряда провода контактной сети, т. е. $\tau_C \ll \tau_K$, допустим для простоты $\tau_C \approx 0$. Тогда из уравнений (6.10) найдем с некоторым приближением

$$\varphi_C \approx \tau_K \frac{\alpha_{CK}}{\alpha_{KK}}. \quad (6.11)$$

Рассматривая потенциалы проводов относительно земли, получим аналогичное выражение для напряжений проводов при электрическом влиянии:

$$\dot{U}_c^3 = \dot{U}_k \frac{\alpha_{ck}}{\alpha_{kk}}. \quad (6.12)$$

Найдем потенциальные коэффициенты. Если точка A лежит на поверхности провода смежной линии, то $r_{k'} = D$ и $r_k = d$ (см. рис. 6.3). Тогда

$$\alpha_{ck} = \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln \frac{D}{d}. \quad (6.13)$$

Если точка A находится на поверхности провода контактной сети, то $r_{k'} = 2b$, $r_k = r_{пр}$, где $r_{пр}$ — радиус провода. Тогда

$$\alpha_{kk} = \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln \frac{2b}{r_{пр}}, \quad (6.14)$$

и выражение (6.12) получит следующий вид:

$$\dot{U}_c^3 = \dot{U}_k \frac{\ln(D/d)}{\ln(2b/r_{пр})}. \quad (6.14')$$

Поскольку a — ширина сближения; c — высота подвеса провода смежной линии (см. рис. 6.3), можно записать

$$\begin{aligned} \ln \frac{D}{d} &= \ln \frac{\sqrt{a^2 + (b+c)^2}}{\sqrt{a^2 + (b-c)^2}} = \frac{1}{2} \ln \frac{a^2 + b^2 + c^2 + 2bc}{a^2 + b^2 + c^2 - 2bc} = \\ &= \frac{1}{2} \ln \frac{1 + \frac{2bc}{a^2 + b^2 + c^2}}{1 - \frac{2bc}{a^2 + b^2 + c^2}}. \end{aligned}$$

Обозначив через x второй член в числителе и знаменателе, легко убедиться, что $x < 1$. Логарифмическую функцию можно при этом разложить в известный степенной ряд. Поскольку $x < 1$, то с

некоторым приближением можно ограничиться только первым членом ряда:

$$\ln \frac{D}{d} = \frac{1}{2} \ln \frac{1+x}{1-x} = \frac{1}{2} \cdot 2 \left(x + \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5} + \dots \right) \approx x = \frac{2bc}{a^2 + b^2 + c^2}.$$

Введем обозначение $k = \frac{2}{\ln(2b/r_{пр})}$ и учтем также, что предыдущие рассуждения проводились в предположении одинаковой длины контактной сети l_k и смежной линии l_c . Тогда при $l_k \leq l_c$ из выражения (6.14') получим расчетную формулу

$$\dot{U}_c^3 = k \dot{U}_k \frac{bc}{a^2 + b^2 + c^2} \cdot \frac{l_k}{l_c}. \quad (6.15)$$

При сложной трассе сближения с n элементами косоугольного и параллельного сближения, если i — номер элемента,

$$\dot{U}_c^3 = \frac{k \dot{U}_k}{l_c} \sum_{i=1}^n \frac{bc}{a_i^2 + b^2 + c^2} l_{ki}. \quad (6.15')$$

Для высоты подвеса и сечения контактной сети, применяемой на железных дорогах однофазного тока, с учетом расщепления фазы на контактный провод и несущий трос можно приближенно принять для однопутных участков $k = 0,4$, для двухпутных участков $k = 0,6$ [5].

Пример. Оценим величину электрического влияния контактной сети однофазного тока на смежную, воздушную линию. Примем $U = 25000$ В, высоту подвеса эквивалентного провода контактной сети $b = 7,5$ м, $c = 6$ м, $l_k = l_c$. Тогда

по формуле (6.15) получим: для однопутного участка при $a = 15$ м $U_c^3 = 1420$ В

и при $a = 100$ м $U_c^3 = 45$ В; для двухпутного участка при $a = 15$ м $U_c^3 = 2125$ В,

при $a = 100$ м $U_c^3 = 67$ В. Очевидно, что с увеличением ширины сближения индуктированное напряжение резко уменьшается.

Электрическому влиянию подвержены только воздушные линии, причем уменьшение высоты подвеса смежной линии ведет к снижению влияния. Для изолированного провода, лежащего на

земле, можно принять в формуле (6.14') $d = D$ или в формуле (6.15) $c = 0$, тогда $U_c^0 = 0$. Кабельная линия с заземленной оболочкой от электрического влияния защищена. Большой потенциал в несколько киловольт может наводиться на отключенной для работы контактной сети одного из путей от электрического влияния соседнего пути на двухпутных участках однофазного тока, поэтому место работы с обеих сторон должно быть ограждено заземлениями отключенной контактной сети. Значительный индуцированный потенциал появляется также на незаземленных металлических сооружениях, находящихся вблизи от железной дороги; поэтому все металлические конструкции (мосты, путепроводы, светофоры, отдельно стоящие опоры, гидроколонки, крыши зданий и т. п.), расположенные ближе 10 м от контактной сети переменного тока, должны быть заземлены [2].

6.3. Приближенные уравнения магнитного влияния тяговой сети на смежные линии

В случае, если емкостная связь между контактной сетью и смежной линией очень мала, например при значительной ширине сближения, можно рассматривать только магнитное влияние. Тогда в уравнениях (6.5) можно принять $k_2 = 0$. Приняв индекс "м" для обозначения соответствующих величин при магнитном влиянии, рассмотрим распределение индуцированных в смежной линии напряжения относительно земли и тока при различных частных случаях состояния этой линии.

1. Смежная линия изолирована от земли, т. е. $Z_2 = \infty$ (см. рис. 6.1); граничные условия при $x = 0$ и $x = l$ $I_{c0}^m = I_{cl}^m = 0$.

2. Смежная линия в начале изолирована, в конце соединена с землей сопротивлением $Z = Z_2$, тогда при $x = 0$ $I_{c0}^m = 0$, при $x = l$ $\dot{U}_{cl}^m = I_{cl}^m Z_2$.

3. Смежная линия в начале изолирована, а в конце заземлена, тогда при $x = 0$ $Z_2 = \infty$ и $I_{c0}^m = 0$, при $x = l$ $Z_2 = 0$ и $U_{cl}^m = 0$.

4. Смежная линия замкнута по концам на землю, тогда при $x = 0$ и $x = l$ $Z_2 = 0$ и $\dot{U}_{c0}^m = \dot{U}_{cl}^m = 0$.

Из уравнений (6.5) для каждого из этих случаев при $k_2 = 0$ и указанных граничных условиях можно найти формулы для напряжения и тока, индуцированных в смежной линии вследствие магнитного влияния контактной сети. На рис. 6.4 представлены распределения напряжения и тока по длине смежной линии, полученные в результате анализа этих формул и подробного анализа, приведенного в гл. 2.

Сопоставив полученные результаты для рассмотренных частных случаев, нетрудно убедиться в том, что индуцированное напряжение относительно земли оказывается наибольшим при заземленной смежной линии на одном из концов, т. е. в третьем случае (линия 3 на рис. 6.4, б). При этом напряжение на другом конце линии равно по величине продольной эдс E_{ck}^m (индекс "к" указывает, что продольная эдс наведена в смежной линии током контак-

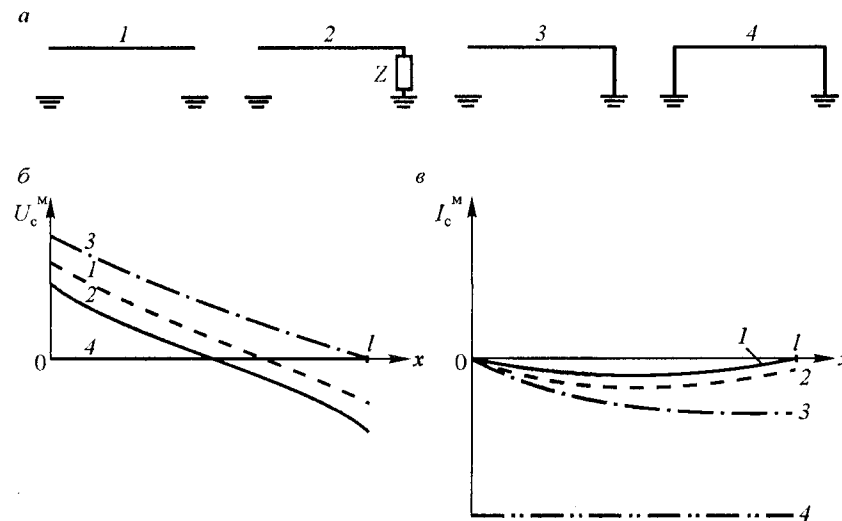


Рис. 6.4. Распределение напряжений относительно земли и токов по длине смежной линии при магнитном влиянии: а — схемы состояния смежной линии; б — распределение напряжений; в — распределение токов; 1 — линия изолирована от земли; 2 — линия замкнута в конце на землю через сопротивление; 3 — линия заземлена в конце; 4 — линия заземлена в начале и конце

ной сети). Этот случай должен являться расчетным при определении опасных напряжений.

Найдем напряжение \dot{U}_{c0}^M в начале смежной линии, заземленной в конце, при магнитном влиянии. Приняв $k_2 = 0$ и учитывая граничные условия $\dot{I}_{c0}^M = 0$ и $\dot{U}_{cl}^M = 0$, получим из первого уравнения (6.5) для $x = l$

$$0 = \dot{U}_{c0}^M \operatorname{ch} \gamma l - Z_{св} k_1 \dot{I}_K \operatorname{sh} \gamma l,$$

откуда

$$\dot{U}_{c0}^M = Z_{св} k_1 \dot{I}_K \operatorname{th} \gamma l. \quad (6.16)$$

При частоте 50 Гц величина γl обычно мала, поэтому без большой погрешности можно принять $\operatorname{th} \gamma l \approx \gamma l$. Учтя это и подставив в формулу (6.16) значения $Z_{св}$, γ и k_1 из выражения (6.3), получим

$$\dot{U}_{c0}^M = Z_{кс} \dot{I}_K l = j\omega M_{кс} \dot{I}_K l = -\dot{E}_{ск}^M. \quad (6.17)$$

При сложном сближении модуль продольной эдс, а следовательно, и напряжение в начале линии, заземленной в конце, определяется как сумма эдс, наведенных на каждом i -м участке косоугольного или параллельного сближения:

$$E_{ск}^M = U_{c0}^M = \omega \sum_{i=1}^n M_{кci} I_{Ki} l_i. \quad (6.17')$$

Как было показано в разд. 6.2, при электрическом влиянии наибольшее напряжение наводится в изолированной смежной линии. Поскольку воздушные линии подвержены одновременному электрическому и магнитному влияниям, то представляет практический интерес также оценка величины напряжения в начале (или конце) изолированной смежной линии при магнитном влиянии.

Из второго уравнения (6.5), принимая в нем $k_2 = 0$ и учитывая граничные условия для первого частного случая — изолированной линии (кривые 1 на рис. 6.4, б, в) $\dot{I}_{c0}^M = \dot{I}_{cl}^M = 0$, получим для $x = l$

$$0 = -\frac{\dot{U}_{c0}^M}{Z_{св}} \operatorname{sh} \gamma l + k_1 \dot{I}_K \operatorname{ch} \gamma l - k_1 \dot{I}_K, \quad (6.18)$$

$$\text{откуда} \quad \dot{U}_{c0}^M = Z_{св} k_1 \dot{I}_K \frac{\operatorname{ch} \gamma l - 1}{\operatorname{sh} \gamma l} = Z_{св} k_1 \dot{I}_K \operatorname{th} \frac{\gamma l}{2}. \quad (6.19)$$

Сделав те же преобразования, что и в формуле (6.16), найдем

$$\dot{U}_{c0}^M = Z_{кс} \dot{I}_K \frac{l}{2} = j\omega M_{кс} \dot{I}_K \frac{l}{2} = -\frac{E_{ск}^M}{2}. \quad (6.20)$$

Коэффициент взаимной индукции $M_{кс}$ между контурами “контактная сеть — земля” и “смежная линия — земля” зависит от ширины сближения (уменьшается при возрастании ширины сближения a) и от размеров контуров. В свою очередь, размеры контуров определяются проводимостью земли γ_3 и частотой влияющего тока f . Чем больше проводимость земли, тем на меньшую глубину распространяется ток в земле (при малой проводимости ток распространяется по большему объему земли). С повышением частоты ток вытесняется к поверхности земли и протекает на меньшей глубине. Таким образом, с увеличением проводимости земли и частоты ток в земле протекает на меньшей глубине, размеры обоих контуров уменьшаются, а значит, коэффициент взаимной индукции также уменьшается.

В гл. 4 даны формулы Поллячека, Карсона (подробно изложены в литературе [4, 29, 30]), позволяющие определить коэффициент взаимной индукции между контурами “контактная сеть — земля” и “рельсы — земля”, а также указаны основные предпосылки, принятые при их выводе. Приведенные там формулы коэффициента взаимной индукции для различных условий применения весьма громоздки и для практического использования неудобны. Поэтому обычно коэффициент взаимной индукции между однопроводными линиями определяют по кривым (или номограммам), построенным по этим формулам в виде зависимости от ширины сближения a (м), проводимости земли γ_3 (См/м) и частоты тока f (Гц), приведенным в [4]. Такая зависимость показана и в гл. 4 на рис. 4.5.

Пример. Найдем возможные значения продольной эдс в смежной воздушной линии и в жиле кабеля при частоте $f = 50$ Гц, токе $I_K = 1000$ А, проводимости земли $\gamma_3 = 5 \cdot 10^{-3}$ См/м, длине сближения с однопутным участком однофазного тока $l = 40$ км. Тогда $\omega = 314$, $r_p = 0,55$. При ширине сближения $a = 15$ м $a \sqrt{10\gamma_3 f} = 75$, по кривой рис. 4.5 $M_{кс} = 680 \cdot 10^{-6}$ Гн/км и $E_{ск}^M = 4690$ В. При

$a=100 \text{ м}$ $a\sqrt{10\gamma_3 f} = 500$, $M_{\text{кк}} = 325 \cdot 10^{-6} \text{ Гн/км}$ и значения продольной эдс в

смежной воздушной линии $E_{\text{с}}^{\text{м}} = 2240 \text{ В}$.

В кабеле имеет место экранирующее действие соседних жил. Оно оценивается коэффициентом экранирования жил, составляющим $r_{\text{ж}} = 0,9 + 0,95$ для кабелей с числом четверок жил от 14 до 7 (для кабеля, указанного на рис 5.19, при $f = 50 \text{ Гц}$ $r_{\text{ж}} = 0,9$).

Величину продольной эдс в оболочке кабеля E_0 можно найти по формуле (6.33), поделив результат на l . Тогда при $a = 15 \text{ м}$ $E_0 = 117 \text{ В/км}$, по кривой рис. 5.19 $r_0 = 0,065$ и результирующая продольная эдс в жиле кабеля

$$\dot{E}_{\text{сж}}^{\text{м}} = -j\omega M_{\text{кк}} \dot{I}_{\text{к}} r_0 r_{\text{ж}}, \quad E_{\text{сж}}^{\text{м}} = 274 \text{ В}.$$

При $a = 100 \text{ м}$ $E_0 = 56 \text{ В/км}$, $r_0 = 0,09$, $E_{\text{сж}}^{\text{м}} = 182 \text{ В}$.

Очевидно, что и при специальном кабеле может появиться необходимость в некотором переносе его от железной дороги. Надо отметить, что пример расчета сделан для весьма тяжелых условий. Обычно магистральные кабели связи укладывают в 25—100 м от железной дороги.

6.4. Краткая методика расчетов опасных влияний линий высокого напряжения на цепи связи

6.4.1. Общие сведения

Влияние является опасным, если в смежной линии возникает индуктированное напряжение, превышающее допустимую величину напряжения прикосновения человека или допустимую по условиям работы аппаратуры и изоляции (составляющую десятки — сотни вольт). Кроме того, опасным является индуктированное напряжение в линии СЦБ, которое может вызвать ложное срабатывание реле и привести к открытию сигнала на занятый участок. Опасное напряжение может возникнуть при наличии в контактной сети достаточно высокого напряжения (электрическое влияние), большого переменного тока (магнитное влияние), значительного потенциала рельсов (гальваническое влияние). Все эти условия имеют место на электрических железных дорогах переменного тока, поэтому для них необходимо определять величину опасных на-

пряжений и применять специальные, довольно сложные и дорогостоящие меры защиты от опасных влияний.

Расчет влияния на цепи связи можно производить как путем определения напряжений и токов, так и путем определения переходных затуханий между влияющей и подверженной влиянию цепями.

Расчет влияния между цепями со значительно отличающимися уровнями рабочих напряжений и токов (например, при влиянии линий высокого напряжения на цепи связи) целесообразнее производить, применяя первый из вышеуказанных методов. Расчет влияния между цепями с одинаковыми уровнями рабочих напряжений и токов принято производить по второму методу.

Согласно приведенной здесь методике, расчет влияния при сложной трассе сближения производится по формулам для параллельного сближения с подстановкой в них средних (эквивалентных) коэффициентов емкостной связи и взаимной индукции, определяемых по формулам

$$C_{iA} = \frac{\sum_{m=1}^{n'} C_{iAm} l_m}{l}, \quad M_{iA} = \frac{\sum_{m=1}^{n'} M_{iAm} l_m}{l},$$

где C_{iAm} , M_{iAm} — коэффициенты емкостной связи (Ф/км) и взаимной индукции (Гн/км) на участке m сложной трассы сближения,

i — индекс, относящийся к влияющей линии,

l_m — длина m -го участка трассы сближения, км,

l — длина всей трассы сближения, км,

n' — число отдельных участков сближения с различной эквива-

лентной шириной сближения $a_{\text{экв}} = \sqrt{a_1 a_2}$,

a_1 и a_2 — расстояния между линиями по концам участка косоугольного сближения, м.

Сложная трасса сближения разделяется на участки таким образом, чтобы кратчайшие расстояния между влияющей и подверженной влиянию линиями на концах каждого участка не превышали друг друга более, чем в три раза. Коэффициент взаимной индукции M_{iAm} между однопроводными цепями точнее можно определить по методу, указанному в гл. 4 для косых участков сближения.

6.4.2. Нормированные величины опасных напряжений

Допустимые наведенные напряжения в проводе (жиле кабеля) по отношению к земле при условии заземления противоположного его конца не должны превышать значений [2, 19, 20], указанных в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Допустимые напряжения по отношению к земле в проводах линий связи и проводного вещания

Вид линии связи	Допустимые напряжения U_d , В	
	Вынужденный режим	Режим короткого замыкания
Воздушная с деревянными опорами, в том числе с железобетонными приставками	60	2000 при $t_0 \leq 0,15$; 1500 при $t_0 \leq 0,3$; 1000 при $t_0 \leq 0,6$;
Воздушная с железобетонными и металлическими опорами и кабельная магистральной и проводной связи, проводного вещания и местной связи	36	320 при $t_0 \leq 0,15$; 240 при $t_0 \leq 0,3$; 160 при $t_0 \leq 0,6$;

Примечание. Здесь t_0 — время отключения тяговой сети при коротком замыкании, с.

Если наведенное напряжение превышает значения, указанные в табл. 6.1, и осуществляются специальные меры по защите и технике безопасности, то допустимое напряжение принимают равным: при вынужденном режиме работы тяговой сети — действующему значению рабочего напряжения дистанционного питания устройств связи; при коротком замыкании тяговой сети — 60% испытательного напряжения изоляции жил кабеля и входного оборудования аппаратуры связи.

Расчетными режимами для определения опасных влияний являются вынужденный режим (при отключении одной из подстанций) и режим короткого замыкания в контактной сети, при которых влияющий ток имеет наибольшую величину. Нормы допустимых напряжений U_d в смежной линии (см. табл. 6.1) зависят от назначения и вида линии, а также от расчетного режима. Так, для воздушных линий связи на деревянных опорах $U_d = 60$ В при вынужденном режиме, $U_d = 1000$ В при коротком замыкании; на же-

лезобетонных опорах — соответственно 36 В и 250 В (или 160 В в зависимости от времени отключения короткого замыкания).

Величина результирующего индуктированного напряжения в смежной линии определяется в зависимости от одновременного воздействия разных видов влияний. Для воздушных смежных линий при совместном электрическом и магнитном влияниях результирующее напряжение находится с учетом сдвига по фазе одной составляющей напряжения относительно другой на угол около 90° по приближенной формуле

$$U_c^{зм} = \sqrt{(U_c^э)^2 + (U_c^м)^2}. \quad (6.21)$$

Для воздушных и кабельных однопроводных линий с рабочими заземлениями одновременно проявляются магнитные и гальванические влияния:

$$U_c^{мг} = \sqrt{(U_c^м)^2 + (U_c^г)^2}. \quad (6.22)$$

Для кабельных линий без рабочих заземлений определяется только магнитное влияние $U_c^м$, поскольку электрическое и гальваническое влияния на такую линию отсутствуют.

Составляющие результирующих напряжений могут быть найдены по формулам, приведенным в разд. 6.2 и 6.3. При этом следует учесть, что они должны определяться для одинаковых частных случаев состояния линии. Для примера на рис. 6.5, а показана век-

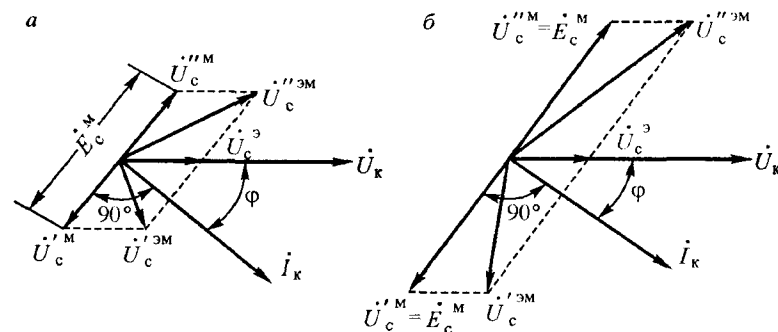


Рис. 6.5. Векторные диаграммы индуктированных напряжений в смежной линии при одновременном электрическом и магнитном влиянии: а — линия изолирована от земли; б — линия заземлена на одном из концов

торная диаграмма для определения результирующего напряжения в изолированной от земли воздушной линии, что соответствует частному случаю 1 на рис. 6.2, б и 6.4. б. Здесь напряжения на концах линии \dot{U}_c^M и \dot{U}_c^{*M} составляют в сумме продольную эдс E_c^M и имеют относительно земли разные знаки. На рис. 6.5, б приведена векторная диаграмма для результирующего напряжения на одном из концов линии при заземлении ее на другом конце (вариант 3 на рис. 6.2, б и 6.4, б). Здесь \dot{U}_c^M — напряжение в конце линии при

заземлении ее в начале и \dot{U}_c^{*M} — напряжение в начале линии при заземлении ее в конце. Кстати, из этих векторных диаграмм видно, что для более точного определения результирующего напряжения надо учесть, что угол между \dot{U}_c^3 и \dot{U}_c^M отличается от 90° на угол сдвига φ между напряжением в контактной сети \dot{U}_K и током в ней \dot{I}_K . Эти диаграммы построены при условии, что рабочее напряжение смежной линии много меньше индуцированного (в линии связи).

При трехфазной смежной линии результирующее напряжение должно определяться для каждой фазы с учетом рабочего напряжения. На рис. 6.6 показаны векторные диаграммы для трехфазной низковольтной линии, питающей нетяговые потребители от линии ДПР через понижающие трансформаторы с изолированной нейтралью. Здесь левая — при направлении смежной линии от понижающего трансформатора (ПТ) в сторону тягового трансформатора (ТТ) подстанции (случай 1 на схеме питания); правая — при направлении от подстанции (случай 2); индекс “с”, означающий принадлежность величины к смежной линии, опущен; \dot{U}_a , \dot{U}_b , \dot{U}_c — рабочие напряжения фаз смежной линии при отсутствии влияний.

Направление вектора напряжения контактной сети \dot{U}_K принято совпадающим с направлением вектора \dot{U}_{bc} , это соответствует присоединению фазы b тягового трансформатора к контактной сети влия-

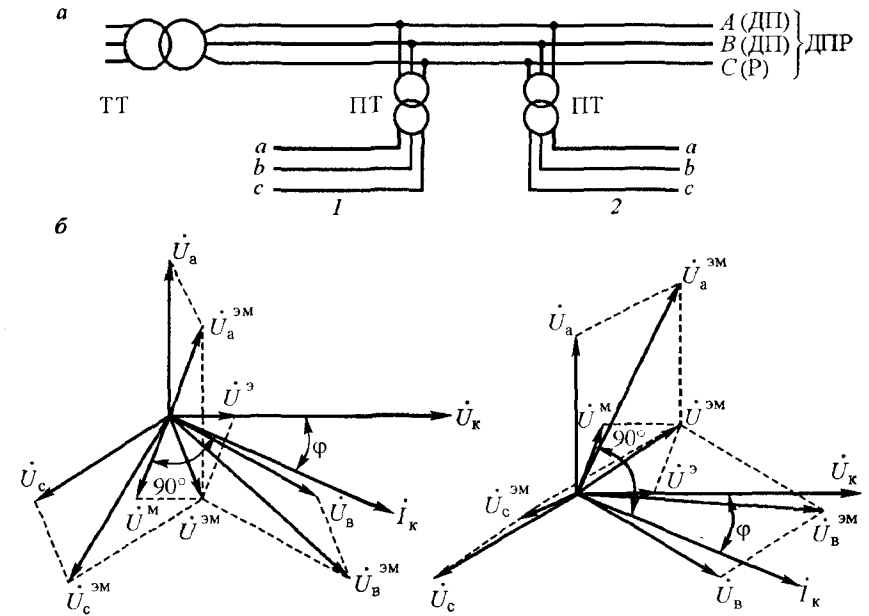


Рис. 6.6. Векторные диаграммы напряжений по фазам в изолированной от земли воздушной трехфазной смежной линии, питающейся по системе ДПР: а — схема питания смежной трехфазной линии; б — векторные диаграммы

яющей фидерной зоны, а фазы c — к рельсам. Ток в контактной сети \dot{I}_K отстает от напряжения на угол φ ;

\dot{U}^3 — наведенное в смежной линии напряжение от электрического влияния;

\dot{U}^M — индуцированное напряжение при магнитном влиянии, отстающее от \dot{I}_K на 90° ; \dot{U}^{3M} — суммарное наведенное напряжение в смежной линии; \dot{U}_a^{3M} , \dot{U}_b^{3M} , \dot{U}_c^{3M} — результирующие напряжения фаз смежной линии при одновременном электрическом и магнитном влияниях.

Как видно из векторных диаграмм, в смежной линии под влиянием тяговой сети возникает несимметричная система напряжений.

При заземленной нейтрали понижающего трансформатора электрическое влияние можно не учитывать, и векторные диаграммы упрощаются, так как векторы \dot{U}^3 и \dot{U}^{3M} исключаются.

При определении магнитного влияния очень важным является вопрос выбора величины влияющего тока. Для режима короткого замыкания он определяется по известным формулам как ток короткого замыкания. Расчетная точка короткого замыкания выбирается в конце фидерной зоны, если ее длина меньше или равна длине сближения со смежной линией. Если длина сближения меньше длины фидерной зоны, то расчетная точка принимается в конце сближения.

В вынужденном режиме работы системы энергоснабжения при отключении одной из подстанций тяговая сеть каждой из фидерных зон, прилегающих к этой подстанции, получает одностороннее питание от соседних подстанций. Влияющий ток для этих условий определяют за первые 5 секунд после отключения подстанции, когда на участке находятся еще все поезда, двигавшиеся при нормальном режиме. При этом напряжение в тяговой сети значительно снижается, и у удаленных от питающей подстанции электропоездов оно может оказаться ниже минимально допустимого. Тогда на этих электропоездах сработают реле минимального напряжения, и они отключатся. В результате выпадения подстанции нагрузка соседних подстанций увеличится, но не на полную величину нагрузки выпавшей подстанции, а на некоторую часть ее. Достаточно точно определить это увеличение нагрузки трудно. Поэтому предложен способ определения влияющего тока, основывающийся на физической аналогии между максимальным падением напряжения в тяговой сети $\Delta \dot{U}_{\text{кmax}}$ и продольной эдс в смежной линии \dot{E}_c^M [3, 8]. Исходя из этого положения формулу (6.20) можно представить в виде

$$\dot{E}_c^M = \frac{Z_{\text{кк}}}{Z_{\text{к}}} \Delta \dot{U}_{\text{кmax}} l_r r_o r_{\text{ж}}. \quad (6.23)$$

Для воздушных смежных линий $r_o = r_{\text{ж}} = 1$. Величина $\Delta U_{\text{кmax}}$ может быть определена как векторная разность между напряжени-

ем подстанции и минимально допустимым напряжением на электропоезде, поскольку у удаленных электропоездов напряжение при вынужденном режиме может оказаться близким к минимально допустимому (на грузонапряженных участках).

6.4.3. Расчетные режимы и краткая методика расчета опасного магнитного влияния

Опасные напряжения, обусловленные магнитным влиянием, определяют на каждом из концов провода расчетного участка цепи связи при заземленном противоположном конце для расчетных режимов работы влияющей линии. Большее из полученных значений опасного напряжения сравнивают с нормами.

Расчетными режимами работы тяговой сети при определении опасного напряжения являются [2, 19]:

вынужденный режим, при котором одна из тяговых подстанций временно (как правило, не более чем 2 ч) отключена и все локомотивы, расположенные на межподстанционной зоне, получают питание от одной подстанции;

режим короткого замыкания в тяговой сети.

Для каждого из этих режимов проводят два расчета влияющих токов при питании от одной и другой подстанций, и по большему значению тока определяют опасное напряжение на конце смежной линии.

Опасные влияния на линии проводной связи могут возникать в следующих режимах работы ЛЭП [19, 20]:

заземление фазного провода трехфазной ЛЭП с заземленной нейтралью;

заземление одного или двух фазных проводов симметричных ЛЭП с изолированной нейтралью;

нормальный режим работы несимметричных ЛЭП и заземление фазного провода.

Опасное напряжение (а также продольную эдс) в подверженных влиянию коммуникациях определяют по формулам, В:

при параллельном сближении

$$U^M = v_c \omega M s k_{\Phi} I_B I_2; \quad (6.24)$$

при сложной трассе сближения

$$U^M = v_c \omega k_\Phi I_B \sum_{i=1}^n M_i s_i l_{zi}. \quad (6.25)$$

В этих формулах v_c — коэффициент, характеризующий волновые процессы в цепи связи. Для воздушной линии связи любой длины, для участка кабельной цепи связи длиной менее 40 км и для других коммуникаций принимают $v_c = 1$; для участка кабельной цепи связи длиной более 40 км его определяют по формуле

$$v_c = \frac{\operatorname{ch} \gamma_c l_c}{\operatorname{ch} \gamma_c l}, \quad (6.26)$$

где $\gamma_c = \alpha_c + j\beta_c$ — постоянная распространения однопроводной цепи, подверженной влиянию, 1/км; α_c , β_c — соответственно коэффициент ослабления (затухания) (Нп/км) и коэффициент фазы (рад/км) цепи связи.

В формулах (6.24) и (6.25): $\omega = 2\pi f = 100\pi$ — угловая частота влияющего тока (при расчете опасных влияний $f = 50$ Гц); M — взаимная индуктивность между двумя однопроводными цепями, Гн/км (см. формулу в табл. 4.2 или рис. 4.10 при $f = 50$ Гц или $k = 1$); $\omega M = Z_{вс}$ — сопротивление взаимной индукции, Ом/км; k_Φ — коэффициент формы кривой влияющего тока (при расчете влияния тяговой сети в вынужденном режиме работы на провода воздушных линий и на оболочки кабелей принимают $k_\Phi = 1,15$, на кабельные жилы $k_\Phi = 1$; в режиме короткого замыкания тяговой сети и для трехфазных ЛЭП при любых линиях связи $k_\Phi = 1$); I_B — влияющий ток в соответствующем расчетном режиме, А; l_z — длина сближения, км, s — результирующий коэффициент экранирующего (защитного) действия:

$$s = s_p s_o s_T, \quad (6.27)$$

где s_p — коэффициент экранирующего действия рельсов; s_o — то же металлических покровов кабеля; s_T — то же системы с отсасывающими трансформаторами. Для тяговой сети без отсасывающих трансформаторов $s_T = 1$.

В формуле (6.25) i , n — соответственно номер и число участков сложного сближения; величины с индексом i в формуле относятся к i -му участку сложного сближения.

В формуле (6.26) l_c — расстояние от конца расчетного участка цепи связи (противоположного тому, для которого определяется наведенное напряжение) до середины участка сближения, км; l — длина расчетного участка цепи связи, км.

6.4.4. Опасные напряжения при гальваническом влиянии

Смежные линии, имеющие заземления (однопроводные цепи — телеграфные, СЦБ, линии дистанционного питания усилителей междугородных цепей связи, заземленные или проложенные в земле металлические сооружения и коммуникации), подвержены, кроме магнитного, также гальваническому влиянию электрических железных дорог. Гальваническое влияние (см. ниже гл. 7) вызывается блуждающими токами, возникающими вследствие утечки тока из рельсов в землю. При этом повышается потенциал рельсов и прилегающей части земли относительно удаленной массы земли, имеющей нулевой потенциал. При удалении от рельсов потенциал земли снижается. В свою очередь, потенциал рельсов вдоль рельсовой цепи также изменяется. Таким образом, потенциал в различных точках земли зависит от многих факторов: тока в контактной сети, сопротивления рельсов, переходного сопротивления “рельсы — земля”, проводимости земли (изменяющейся в широких пределах от 10^{-1} до 10^{-4} См/м и более в зависимости от состава грунта и климатических условий, см. гл. 7).

На рабочих заземлениях однопроводной смежной линии появляются потенциалы прилегающих к ним участков земли, а поскольку эти потенциалы различны, то на линию воздействует постороннее напряжение гальванического влияния U_c^r , равное разности потенциалов заземлений. Смежная однопроводная линия может располагаться параллельно, под углом или перпендикулярно к железнодорожной линии. В зоне действия указанных потенциалов земли, вызванных токами утечки, могут оказаться либо оба рабочих заземления, либо одно из них, а другое — в удаленной точке земли с нулевым потенциалом. В последнем случае величина напряжения U_c^r будет наибольшей

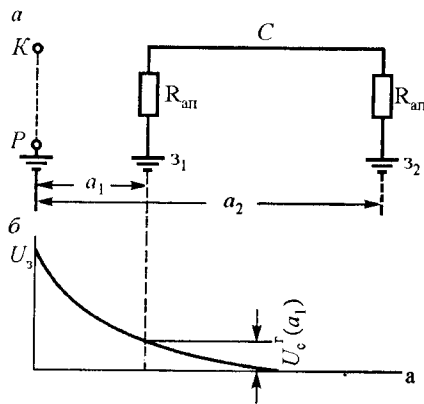


Рис. 6.7. К определению гальванического влияния: а — схема расположения заземлений z_1 и z_2 смежной линии С относительно тяговой сети (к, р); б — кривая изменения потенциала земли U_3

стности, следует, что в непосредственной близости от рельсов могут быть большие перепады потенциалов. Это необходимо учитывать для обеспечения безопасности при производстве работ на железной дороге, подробно см. гл. 7.

Гальваническое влияние рассчитывается для однопроводных смежных коммуникаций, использующих в качестве обратного провода землю, при вынужденном режиме и при коротком замыкании тяговой сети. Опасное напряжение при гальваническом влиянии U^r определяется разностью потенциалов между точками заземления конечных пунктов цепи связи, которую находят по методике, приведенной в гл. 7.

При наличии в тяговой сети отсасывающих трансформаторов, а также, если проводимость земли $\sigma \geq 100 \cdot 10^{-3}$ См/м, с гальваническими влияниями можно не считаться. Практически при токах нагрузки до 1000 А уже для $\sigma \geq 100 \cdot 10^{-3}$ См/м потенциал заземления не превышает 36 В.

и равной потенциалу ближайшего рабочего заземления (на рис. 6.7 a_1 и a_2 — расстояния от тяговой сети до соответствующего заземлителя; $R_{\text{ап}}$ — сопротивление включенных в смежную линию аппаратов).

Оценка величины U_c^r в зависимости от ширины сближения и проводимости земли для железных дорог переменного тока может быть проведена по специальным кривым, приведенным в [9,10]. В результате проведенных экспериментальных исследований [11] даны новые рекомендации по определению U_c^r , из которых, в част-

6.4.5. Опасные напряжения при электрическом влиянии

Опасное напряжение, обусловленное электрическим влиянием, определяется только для воздушных (подвесных) линий связи и коммуникаций. При сложном сближении его рассчитывают по формуле

$$U^3 = U_B \kappa^3 \frac{bc}{l} \sum_{i=1}^n \frac{l_{zi} p_i q_i}{a_i^2 + b^2 + c^2}. \quad (6.28)$$

Здесь U_B — напряжение влияющей линии, В (при расчете влияния от тяговой сети переменного тока $U_B = 27\,500$ В; от ЛЭП с изолированной нейтралью при замыкании фазного провода на землю U_B равно линейному напряжению ЛЭП);

κ^3 — коэффициент емкостных соотношений, учитывает электрическое влияние дополнительных проводов, расположенных на опорах контактной сети, см. табл. 6.2.

Таблица 6.2

Число дополнительных проводов	Значения κ^3 при числе путей	
	1	2
0	0,4	0,6
1	0,5	0,7
2	0,6	0,8

При расчете влияния ЛЭП $\kappa^3 = 0,25$; b — средняя высота подвеса проводов влияющей линии, м (для тяговой сети b — это расстояние от головки рельса до эквивалентного контактного провода, при существующей конструкции контактной сети $b = 6,93$ м); c — средняя высота подвеса провода смежной линии над поверхностью земли, м; a_i — ширина сближения между влияющей линией и линией связи на i -м участке сближения; p_i, q_i — коэффициенты экранирования соответственно заземленными воздушными проводами и сплошным рядом деревьев (при наличии такого экранирования влияния ЛЭП на i -м участке сближения каждый из этих коэффициентов принимают равным 0,7; при отсутствии экранирования, а также для тяговой сети $p_i = q_i = 1$).

6.4.6. Результирующее опасное напряжение

При вынужденном режиме работы тяговой сети в изолированных проводах смежной воздушной линии наводятся соизмеримые опасные напряжения как от магнитного, так и от электрического влияний. Результирующее напряжение, В:

$$U^{мэ} = \sqrt{\left(\frac{U^м l_c}{l}\right)^2 + (U^э)^2}. \quad (6.29)$$

Первый член этой формулы определяют для обоих концов расчетного участка цепи, и наибольшее результирующее значение сравнивают с нормами. Если расчетный участок цепи смежной линии находится в пределах влияющего плеча, то $l_c / l = 0,5$.

Для однопроводных заземленных цепей, подверженных магнитному и гальваническому влияниям, результирующее напряжение для вынужденного режима и для короткого замыкания тяговой сети, В:

$$U^{мг} = \sqrt{(U^м)^2 + (U^г)^2}. \quad (6.30)$$

Полученные по формулам (6.6) и (6.7) напряжения сравнивают с допустимыми их значениями (см. табл. 6.1).

6.4.7. Определение влияющих токов при вынужденном режиме

Тяговая сеть переменного тока 25 кВ

В качестве влияющего тока $I_{в}$ в формулах (6.24) и (6.25) принимают эквивалентный длительный ток $I_{экв}$, который одинаков по всей длине сближения и индуцирует в проводе такое же опасное напряжение, какое возникает при действительном (ступенчатом) распределении токов электровазов вдоль тяговой сети: $I_{в} = I_{экв}$.

Величина рабочего влияющего тока $I_{в}$ контактной сети будет зависеть от способа питания контактного провода. При одностороннем (раздельном) питании (рис. 6.8, а) величина этого тока может быть определена, исходя из количества электропоездов, одновременно находящихся на тяговом плече питания, при известном токе потребления каждым электровазом.

Принимая равномерное распределение электровазов по длине плеча, можно найти некоторый фиктивный ток нагрузки, сосредоточенный на конце этого плеча. Этот ток назовем расчетным током ($I_{расч}$).

Из рассмотрения магнитного влияния на длине плеча питания электротяги переменного тока с нагрузкой, изменяющейся по длине ступенями (рис. 6.8, б), следует, что расчетный влияющий ток, сосредоточенный в конце плеча (рис. 6.8, а), заменяющий собой суммарное влияние токов, проходящих по отдельным участкам плеча питания, будет определяться по формуле

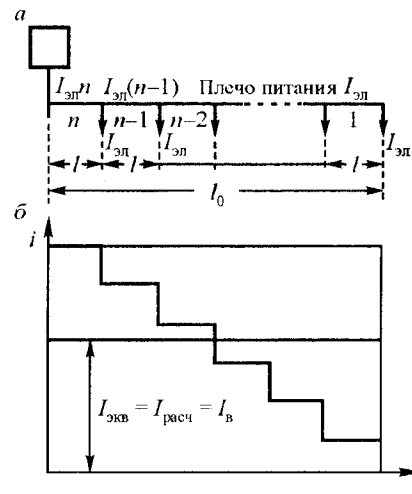


Рис. 6.8. Одностороннее питание контактной сети электрифицированной ж.д. переменного тока (а) и график распределения токов вдоль плеча питания (б)

$$I_{экв} = I_{расч} = \frac{I_{эл} \cdot \sum_{i=1}^n i}{n},$$

где $I_{эл}$ — величина тока, потребляемого одним электровазом, n — количество электровазов, равномерно распределенных на длине этого плеча питания.

Действительно, если обозначить через l_0 длину плеча питания (км), а через l — расстояние (км) между пунктами потребления токов нагрузки (между электровазами) (см. рис. 6.8), то при параллельном сближении линии связи с контактным проводом электрифицированной ж. д. магнитное влияние тока нагрузки на длине тягового плеча на провод связи может быть определено по двум уравнениям:

$$E = I_{расч} \omega M l_0, \quad E = \omega M l \sum_{i=1}^n I_i.$$

Так как $I_i = I_{эл} i$ и $l_0 = nl$, то приравнивая правые части указанных уравнений, получим

$$I_{расч} \omega M n l = \omega M I_{эл} \sum_{i=1}^n i.$$

Отсюда следует, что

$$I_{экв} = I_{расч} = \frac{I_{эл} \sum_{i=1}^n i}{n} I_B.$$

Таким образом, согласно последнему уравнению:

$$\text{при } n = 2 \quad I_{экв} = I_{расч} = \frac{I_{эл} (1 + 2)}{2} = 1,5 I_{эл},$$

$$\text{при } n = 3 \quad I_{экв} = I_{расч} = \frac{I_{эл} (1 + 2 + 3)}{3} = 2 I_{эл},$$

$$\text{при } n = 4 \quad I_{экв} = I_{расч} = \frac{I_{эл} (1 + 2 + 3 + 4)}{4} = 2,5 I_{эл} \quad \text{и т. д.}$$

В примере с шестью равномерно распределенными электровазми (пунктами потребления тока) эквивалентный ток (влияющий расчетный ток) будет равен $3,5 I_{эл}$.

Эквивалентный ток $I_{экв}$ может быть определен по формуле

$$I_{экв} = k_m I_{рез}, \quad (6.31)$$

где k_m — коэффициент, характеризующий уменьшение эквивалентного тока $I_{экв}$ по сравнению с результирующим нагрузочным током $I_{рез}$:

$$k_m = \frac{1}{m} \left[1 + (m-1) \left(1 - \frac{2l_n + l_3}{2l_T} \right) \right], \quad (6.32)$$

где m — количество электровазов (и электропоездов), одновременно находящихся в пределах длины l_T плеча питания тяговой сети при вынужденном режиме; l_n — расстояние от тяговой подстанции до начала расчетного участка линии, подверженной влиянию, км, l_3 — длина сближения, км.

Результирующий нагрузочный ток тяговой подстанции для расчетного плеча питания при вынужденном режиме работы тяговой сети, А:

$$I_{рез} = \frac{2m}{m+1} \frac{\Delta U_{T \max}}{Z_{ос} l_T}, \quad (6.33)$$

где $\Delta U_{T \max}$ — максимальная потеря напряжения в тяговой сети между подстанцией и наиболее удаленным от нее электровазом; $\Delta U_{T \max} = 8500$ В при $l_T > 30$ км; $\Delta U_{T \max} = 5500$ В при $15 \text{ км} < l_T < 30$ км; при $l_T < 15$ км следует принимать $m = 1$ и $I_{рез} = I_{экв} = 300$ А. Если уровень напряжения на токоприемнике наиболее удаленного от подстанции электроваза при вынужденном режиме выше 19 кВ, то значение $\Delta U_{T \max}$ следует брать из расчетов системы электроснабжения.

Составное сопротивление $Z_{ос}$ обычной тяговой сети, Ом/км:

$$Z_{ос} = r_0 \cos \varphi + x_0 \sin \varphi, \quad (6.34)$$

где $\cos \varphi$ — коэффициент мощности электровазов (у большинства отечественных электровазов он составляет 0,8 [2]); r_0 , x_0 — соответственно активное и реактивное сопротивления тяговой сети, Ом/км. При включении в тяговую сеть батарей емкостной продольной компенсации с общим сопротивлением X_C реактивное сопротивление тяговой сети x_0 в формуле (6.34) следует уменьшить на величину X_C / l_T , Ом/км; для тяговой сети с отсасывающими трансформаторами в формулу (6.34) вместо r_0 и x_0 подставляют соответственно значения r_{0T} и x_{0T} [2].

Тяговая сеть переменного тока 2×25 кВ

В такой тяговой сети токораспределение между питающими проводами, контактной сетью и рельсами создает более сложную картину влияний, которые принято [2, 8] разделять на транзитную, местную и некомпенсированную составляющие.

Напряжение, индуктированное в смежной линии, в этом случае можно оценивать по формуле (6.24), но при ином представлении момента влияющего тока, А·км:

$$I_B l_3 = I_{рез} \left(L_M + L_n + \frac{1}{N} \sum_{q=1}^N L_{Tq} \right). \quad (6.35)$$

Общий результирующий нагрузочный ток $I_{\text{рез}}$ участка с числом путей N (q — номер пути) и с односторонним питанием при вынужденном режиме определяют по формуле (6.33), в которой $\Delta U_{\text{T max}}$ находят так же, но с приведением к 25 кВ и отнесением к N -путному участку, а составное сопротивление на всей длине плеча питания — по следующей формуле, Ом:

$$Z_{\text{ос}} l_{\text{T}} = \frac{1}{4} (r_{0\text{кп}} \cos \varphi + x_{0\text{кп}} \sin \varphi) (l_{\text{T}} - l_{\text{АН}}) + (\eta \cos \varphi + x_0 \sin \varphi) l_{\text{АН}}. \quad (6.36)$$

Здесь $r_{0\text{кп}}$, $x_{0\text{кп}}$ — соответственно активная и индуктивная составляющие сопротивления Z_0 системы “контактная сеть — питающий провод” N -путного участка, Ом/км, причем

$$Z_{0\text{кп}} = \left[\sum_{q=1}^N (Z_{0\text{к}} + Z_{0\text{п}} - 2Z_{0\text{кп}q}) \right]^{-1}, \quad (6.37)$$

где $Z_{0\text{п}}$, $Z_{0\text{к}}$, $Z_{0\text{кп}q}$ — полные сопротивления соответственно питающего провода, контактной сети, сопротивление взаимной индукции между ними, Ом/км (последнее относится к пути q , поскольку расположение питающего провода может быть различным); $l_{\text{АН}}$ — расстояние между отключенной подстанцией и ближайшим к ней автотрансформатором (АТ), км. На участке $l_{\text{АН}}$ возникает некомпенсированная составляющая влияния.

Величины $L_{\text{м}}$, $L_{\text{н}}$ и $L_{\text{T}q}$ представляют собой эквивалентные значения длины (км), характеризующие условия влияния при расчете соответственно местной, некомпенсированной и транзитной составляющих.

Коэффициент $L_{\text{T}q}$, учитывающий также особенности экранирования в системе 2×25 кВ, может различаться для разных путей и является комплексной величиной.

Для местной составляющей, км:

$$L_{\text{м}} = \lambda k'_{\text{рм}} (-0,0665 l_{\text{эм1}} + 0,023 l_{\text{А}}) + \frac{k''_{\text{рм2}} l_{\text{эм2}} (l_{\text{А}} - l_{\text{эм2}}) - k'_{\text{рм1}} l_{\text{эм1}} (l_{\text{А}} - l_{\text{эм1}})}{2 l_{\text{А}}}. \quad (6.38)$$

Длиной сближения при определении первой местной составляющей является сумма длин $l_{\text{А}}$ всех $n_{\text{А}}$ полных межтрансформаторных зон, находящихся в пределах общей длины сближения $l_{\text{з}}$, т.е. $\sum l_{\text{А}}$, а при равных расстояниях между автотрансформаторами — $n_{\text{А}} l_{\text{А}}$. Поэтому

$$k'_{\text{рм}} = n_{\text{А}} l_{\text{А}} / l_{\text{T}}. \quad (6.39)$$

Для второй местной составляющей сближение происходит на неполных участках длиной $l_{\text{эм1}}$ (в сторону питающей подстанции) и $l_{\text{эм2}}$ (в другую сторону), при этом

$$k''_{\text{рм}} = l_{\text{эм}} / l_{\text{T}}. \quad (6.39')$$

Коэффициент $\lambda = 1$ при одном электровозе и $\lambda = 0,6$ при двух и более электровозах на длине $n_{\text{А}} l_{\text{А}}$.

Для некомпенсированной составляющей

$$L_{\text{н}} = k_{\text{мн}} l_{\text{эн}}, \quad (6.40)$$

где

$$k_{\text{мн}} = \frac{1}{m} \left\{ 1 + (m-1) \left[1 - \frac{2(l_{\text{T}} - l_{\text{АН}}) + l_{\text{эн}}}{2 l_{\text{T}}} \right] \right\}; \quad (6.41)$$

$l_{\text{эн}}$ — длина сближения для определения некомпенсированной составляющей, км.

Для транзитной составляющей

$$L_{\text{T}q} = \frac{0,5(k_{\text{мт}} l_{\text{эт}} - 0,5 k_{\text{рт}} l_{\text{А}}) F_q}{s_{\text{р}}}. \quad (6.42)$$

$$\text{Здесь} \quad k_{\text{мт}} = \frac{1}{m} \left\{ 1 + (m-1) \left[1 - \frac{2 l_{\text{н}} + l_{\text{эт}}}{2 l_{\text{T}}} \right] \right\}; \quad (6.43)$$

$$k_{\text{рт}} = l_{\text{эт}} / l_{\text{T}}; \quad (6.44)$$

$l_{\text{эт}}$ — длина сближения для определения транзитной составляющей, км,

$s_{\text{р}}$ — коэффициент экранирующего действия рельсов.

Если значения коэффициентов $k'_{\text{рм}}$, $k''_{\text{рм}}$ или $k_{\text{рт}}$ получаются меньше $1/m$, то их принимают равными $1/m$.

Коэффициент экранирования транзитной составляющей для пути q

$$F_q = 1 - \frac{Z_{0кр} \cdot Z_{0рс}}{Z_{0р} \cdot Z_{0кс q}} + C_q \left(\frac{Z_{0пс q}}{Z_{0кс q}} - \frac{Z_{0пр q} \cdot Z_{0рс}}{Z_{0р} \cdot Z_{0кс q}} \right). \quad (6.45)$$

Коэффициент, учитывающий соотношение транзитных токов питающего провода и контактной сети пути q ,

$$C_q = \frac{Z_{0к} + 2Z_{0р} - 3Z_{0кр} - Z_{0пр q} + Z_{0кп q}}{Z_{0п} + 2Z_{0р} - 3Z_{0пр q} - Z_{0кр} + Z_{0кп q}}. \quad (6.46)$$

В этих формулах Z_0 — полные сопротивления, Ом/км; при одном индексе (кроме 0 и q) — собственные, при двух — взаимные; индексы «к, п, р, с» означают соответственно контактную сеть, питающий провод, рельсы, смежную подверженную влиянию линию.

6.4.8. Определение влияющих токов в режиме короткого замыкания

Тяговая сеть переменного тока 25 кВ

При коротком замыкании на однопутном участке, а также на двухпутном при замыкании на землю одновременно контактной сети обоих путей аварийный ток одинаков по всей длине сближения линии связи с тяговой сетью. В этом случае влияющим I_B является ток короткого замыкания, А:

$$I_{кз}^{(2)} = \frac{U_{ном}}{\left[Z_{л}^{(2)} + Z_{п}^{(2)} + Z_0(l_n + l_3) \right]}, \quad (6.47)$$

где $U_{ном}$ — номинальное напряжение на шинах питающей тяговой подстанции, равное 27500 В; $Z_{л}^{(2)}$ и $Z_{п}^{(2)}$ — полные сопротивления соответственно питающей подстанции линии электропередачи, отнесенные к шинам 27,5 кВ, и трансформаторов тяговой подстанции, Ом; Z_0 — полное сопротивление тяговой сети, Ом/км.

Сопротивление ЛЭП, питающей подстанцию, Ом,

$$Z_{л}^{(2)} = 2U_{ном}^2 / S_{кз}, \quad (6.48)$$

где $S_{кз}$ — мощность трехфазного короткого замыкания (к.з.) на шинах 110 кВ (220 кВ) подстанции, МВ·А.

При одном работающем трансформаторе, Ом,

$$Z_{п}^{(2)} = \frac{U_{ном}^2}{S_{тн}} \cdot \frac{2u_{к\%}}{100}, \quad (6.49)$$

где $S_{тн}$ — номинальная мощность тягового трансформатора подстанции, МВ·А.

Расчетные точки к. з. выбирают в конце длины сближения и определяют для них токи короткого замыкания.

При наличии отсасывающих трансформаторов в формулу (6.47) подставляют вместо Z_0 значения $Z_{от}$.

Тяговая сеть переменного тока 2х25 кВ

При коротком замыкании контактной сети или питающего провода на рельсы (или на землю) расчетные точки к. з. выбирают так, как указано выше, а расчет проводят по тем же формулам, что и для вынужденного режима. При этом принимают $I_{рез} = I_{кз}$ для N -путного участка на напряжении 25 кВ; $k_t = k_p = 1$. Для случая к. з. между контактной сетью и питающим проводом расчет проводят по формуле (6.24), принимая в ней $v_c = k_\phi = 1$ и

$$I_B \cdot l_3 = \sum_{q=1}^N \left(\frac{I_{кп q} l_{кз} \cdot F_q}{s_p} \right), \quad (6.50)$$

где $I_{кп q}$ — ток к.з. в системе “контактная сеть — питающий провод” пути q , А; $l_{кз}$ — расстояние от подстанции до места к. з., км.

Трехфазная ЛЭП

Влияющий ток при однофазном к. з. принимают [2, 19] равным 70% действующего значения переменной составляющей тока к. з., протекающего в земле на участке сближения в начальный момент; при нормальной работе несимметричных ЛЭП — равным току частоты 50 Гц, протекающему в земле на участке сближения.

6.5. Мешающие электромагнитные влияния

6.5.1. Общие сведения

Вследствие несинусоидальных напряжений и токов в тяговой сети она оказывает мешающее влияние на смежные линии, нормально работающие с малыми напряжениями и токами в том же диапазоне частот, в котором действуют влияющие гармоники. Мешающим влияниям подвержены линии связи, радиовещания, рельсовые цепи и устройства железнодорожной автоматики. Первые из них работают в диапазонах тональных и надтональных частот, вторые — в диапазоне тональных частот, третьи — с частотами 50, 75, 125, 175, 225, 275, 325 Гц.

Форма кривой тока в тяговой сети на дорогах переменного тока искажается из-за наличия двухполупериодных выпрямительных агрегатов на электровозах однофазно-постоянного тока. Поэтому ток тяговой сети содержит нечетные гармонические составляющие, амплитуда которых убывает с увеличением номера гармоники. Тяговая сеть, имеющая распределенную емкость и индуктивность, с учетом индуктивности тягового трансформатора подстанции может рассматриваться как колебательный контур. В момент завершения коммутации вентилей электровозного выпрямителя в этом контуре появляются колебания, причем при определенных частотах в нем возникают резонансные явления, повышающие амплитуду резонирующих гармоник [3, 39]. По этой причине значительную амплитуду имеют не только гармоники, близкие к основной, но и резонирующие. На рис. 6.9 показано содержание гармонических составляющих с номером k в кривой тока в долях от первой гармоники (эти кривые построены по значениям I_{k*} для нечетных гармоник).

Выпрямленное напряжение и ток в тяговой сети на дорогах постоянного тока имеют переменные составляющие с разнообразными частотами и амплитудами (см. ниже гл. 9). Шестипульсовое выпрямление вызывает появление гармоник с частотами, кратными 300 Гц. С увеличением нагрузки выпрямительного агрегата возрастает угол коммутации, вследствие чего амплитуда этих гармоник растет. Применение тиристорного регулирования напряжения на управляемых выпрямителях также приводит к увеличению амплитуд гармоник.

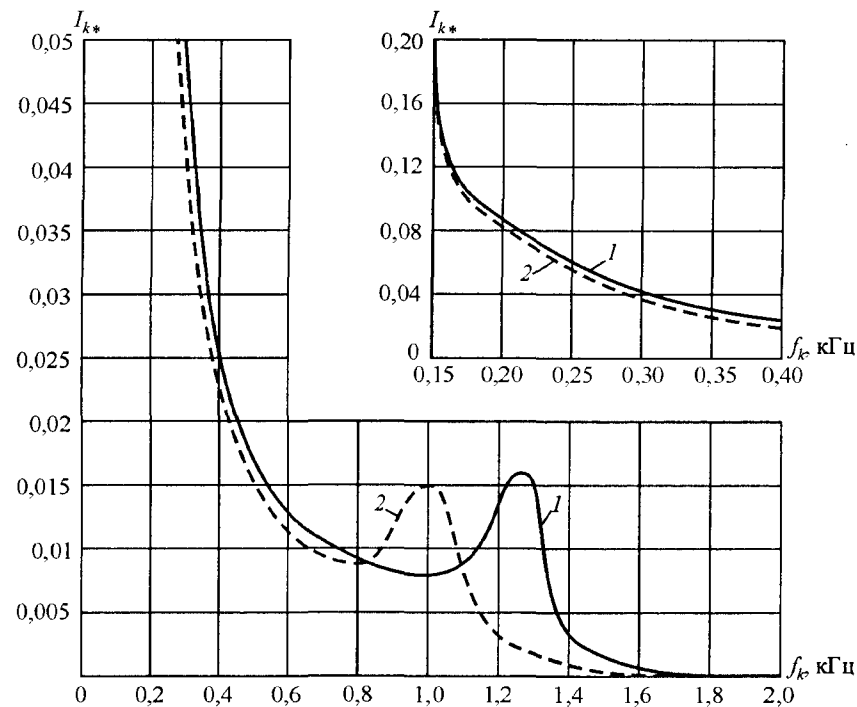


Рис. 6.9. Содержание гармонических составляющих тока в долях от первой гармоники с учетом резонансных явлений в тяговой сети переменного тока: 1 — для однопутного участка; 2 — для двухпутного участка

Если тяговая нагрузка составляет значительную долю от мощности питающей энергосистемы и кривая питающего напряжения несинусоидальна (даже в пределах нормы), то содержащиеся в ней гармоники (5, 7, 11, 13-я и т. д.) с довольно большой амплитудой вызывают значительное увеличение кратных 300 Гц гармоник в выпрямленном напряжении. Асимметрия фазовых напряжений питающей тяговые подстанции первичной сети ведет к появлению в выпрямленном напряжении гармоник с частотой 100, 200, 400 Гц. В момент коммутации вентилей возникают затухающие колебания с частотой 5—20 кГц. При неисправности выпрямителей также появляются в выпрямленном напряжении дополнительные гармоники (см. гл. 9).

Указанные гармоники в кривой тока и напряжения в тяговой сети переменного и постоянного тока находятся в диапазоне то-нальных частот и оказывают мешающее влияние на перечислен-ные выше смежные линии, в результате которого в них появля-ется напряжение помех (шума), затрудняющее или нарушаю-щее их нормальную работу. Напряжением шума, или психо-метрическим, называется напряжение $U_{ш}$ с частотой 800 Гц на одном из концов линии связи (оба конца которой замкнуты на активные сопротивления, равные волновому сопротивлению линии), которое создает такое же мешающее действие, как и дей-ствительные индуктированные напряжения различных частот. Напряжения различной частоты создают в линиях связи и ра-диовещания неодинаковые помехи. Поэтому индуктированные разными гармониками напряжения приводятся к психометри-ческому, т. е. к частоте 800 Гц, при помощи коэффициента аку-стического воздействия p_k (k — порядковый номер гармоники), учитывающего относительное мешающее воздействие напряже-ния различной частоты (табл. 6.3, рис. 6.10).

Таблица 6.3

Зависимость коэффициента p_k от частоты f

Частота, Гц	$p_k \cdot 10^3$	Частота, Гц	$p_k \cdot 10^3$	Частота, Гц	$p_k \cdot 10^3$	Частота, Гц	$p_k \cdot 10^3$
16,66	0,056	750	955	1500	861	2850	553
50	0,71	800	1000	1550	842	2950	534
100	8,91	850	1035	1600	824	3000	525
150	35,5	900	1072	1650	807	3200	473
200	89,1	950	1109	1750	775	3400	412
250	178	1000	1122	1850	745	3600	335
300	295	1050	1109	1950	720	3800	251
350	376	1100	1072	2050	698	4000	178
400	484	1150	1035	2150	679	4200	116
450	582	1200	1000	2250	661	4400	72,4
500	661	1250	977	2350	643	4600	43,7
550	733	1300	955	2450	625	4800	26,3
600	794	1350	928	2550	607	5000	15,9
650	851	1400	905	2650	590	5200	6,3
700	902	1450	881	2750	571	5400	1,9

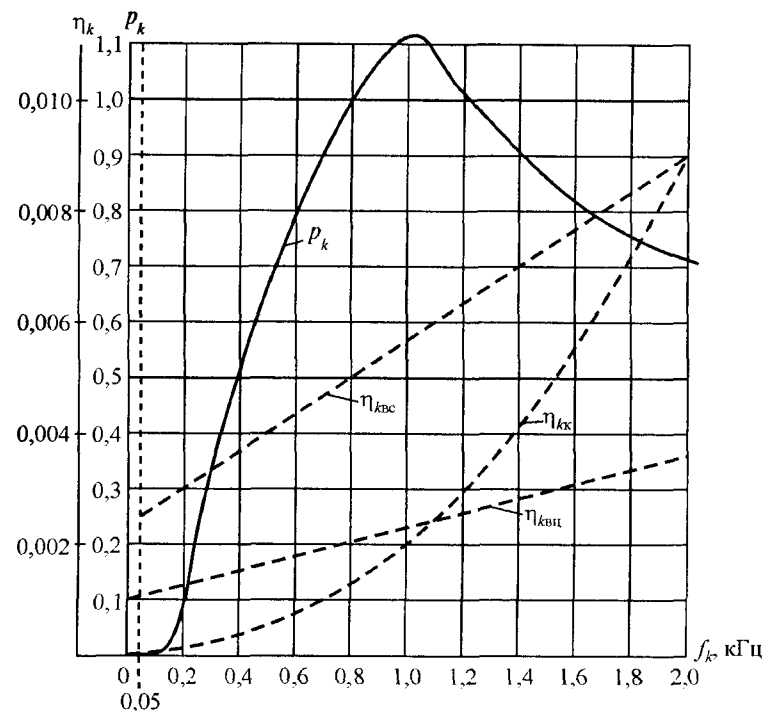


Рис. 6.10. Частотные зависимости коэффициента акустического воздействия p_k и коэффициента чувствительности двухпроводной линии связи η_k ($\eta_{kк}$ — для кабельной линии, $\eta_{kвс}$ и $\eta_{kвц}$ — для воздушной линии на траверсах, стальной и цветной соответственно)

В двухпроводной смежной линии индуктируется эдс в обоих проводах. Вследствие того, что любая реальная двухпроводная линия имеет продольную и поперечную асимметрии, т. е. неодинаковые электрические параметры проводов по длине линии, в конце линии возникает напряжение помех, которое будет тем меньше, чем меньше асимметрия линии. Качество двухпроводной линии связи оценивается коэффициентом чувствительности η_k ее помехам от каждой гармоники с номером k . Этот коэффициент представляет собой отношение напряжения помехи в конце линии к среднему значению напряжений на концах обоих проводов относительно земли. Частотные зависимости η_k для разных линий показаны на рис. 6.10.

При определении психофизического напряжения в качестве расчетного принимается нормальный режим работы системы энергоснабжения. Нормы допустимого напряжения шума составляют от 1 до 3,5 мВ для различных линий связи и для определенной длины линии. Расчет $U_{ш}$ обычно проводится для гальванически неразделенного участка. Таким является участок, не содержащий трансформаторов, усилителей и фильтров, например усилительный участок между двумя усилительными пунктами (в линии связи).

6.5.2. Нормы мешающих напряжений и токов

Психофизическое (приведенное к частоте 800 Гц) мешающее напряжение $U_{ш}$ (напряжение шума) в цепях телефонной связи тональной частоты не должно превышать значений [2, 19, 20], указанных в табл. 6.4.

Таблица 6.4

Нормы мешающего напряжения $U_{шн}$

Цель связи	$U_{шн}$, мВ	Длина сближения, к которой отнесена норма	Точка цепи, к которой отнесена норма
Междугородная (МС) и дорожная (МПС)	1,5	Усилительный участок	Вход усилителя или междугородного коммутатора при относительном уровне полезного сигнала 6,95 дБ (0,8 Нп)
Канал служебной связи	3,5	1200 км	То же
Избирательная	1,0	Длина круга избирательной связи	Вход усилителя или коммутатора при относительном уровне сигнала 13,9 дБ (1,6 Нп)
Перегонная	1,0	Вся цепь	То же
Межстанционная	2,25	То же	Линейные зажимы телефонного аппарата

Окончание таблицы 6.4

Цель связи	$U_{шн}$, мВ	Длина сближения, к которой отнесена норма	Точка цепи, к которой отнесена норма
Подстанционная	1,5	Длина круга	Вход усилителя или коммутатора при относительном уровне полезного сигнала 6,95 дБ (0,8 Нп)
Городская и внутрирайонная	1,5	От абонента до абонента при местном соединении или от абонента до МТС при междугородном соединении	Линейные зажимы телефонного аппарата

В табл. 6.4 указаны суммарные значения мешающего напряжения от влияния линий сильного тока. При наличии одновременно сближения линии связи с линией электропередачи и тяговой сетью электрифицированной железной дороги следует применять закон квадратичного сложения. При этом норма $U_{шн}$ распределяется между влияющими линиями следующим образом: линия электропередачи — $0,6U_{шн}$; тяговая сеть электрифицированной железной дороги, высоковольтные линии автоблокировки и продольного электроснабжения — $0,8U_{шн}$.

Норма напряжения $U_{шн}$ (см. табл. 6.4) относится к линейным зажимам цепей с волновым сопротивлением $Z_B = 600$ Ом, замкнутым на концах на согласованную нагрузку. В тех случаях, когда Z_B отличается от 600 Ом и цепь замкнута на согласованную нагрузку, норму напряжения шума, мВ, следует пересчитать по формуле

$$U'_{шн} = U_{шн} \sqrt{\frac{Z_B}{600}},$$

где Z_B — модуль волнового сопротивления цепи, Ом, при частоте 800 Гц.

Мешающие напряжения в каналах высокой частоты на воздушных и кабельных линиях не должны превышать 0,5 мВ.

Результирующее действующее значение мешающего напряжения на зажимах репродукторов абонентной сети проводного вещания, индуцированного гармоническими составляющими тока тяговой сети, должно быть не более 15 мВ при рабочем напряжении абонентной цепи 15 В и 30 мВ при рабочем напряжении 30 В. Мешающий ток в канале однопроводной цепи не должен превышать при однополюсной работе $0,1I_{pc}$, при двухполюсной — $0,15I_{pc}$, где I_{pc} — рабочий ток в однопроводной смежной линии, А.

6.5.3. Краткая методика расчета мешающих влияний тяговой сети

Нормирование допустимых мешающих напряжений производится на длине усилительного участка линии связи l . Поэтому необходимо рассматривать в качестве расчетного влияющий участок системы электроснабжения на всей длине сближения с усилительным участком линии связи [2, 8].

Такой участок содержит n межподстанционных зон с подключенными к ним генераторами Γ_i ($1 \leq i \leq m$) гармонических составляющих токов и напряжений (рис. 6.11). При этом на

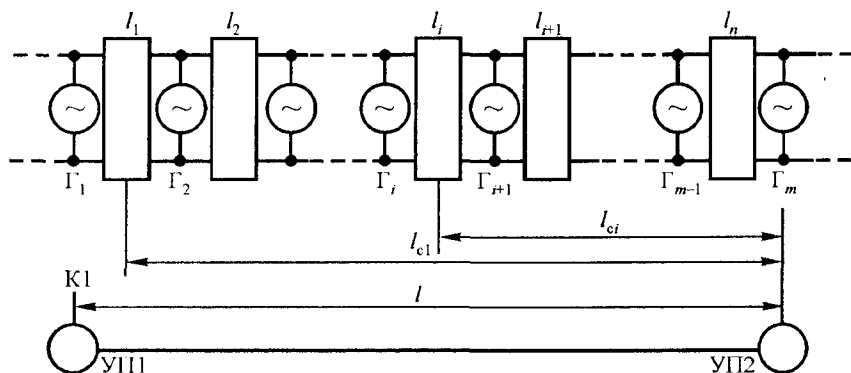


Рис. 6.11. Общая схема замещения для расчета мешающих напряжений: УП1 и УП2 — усилительные пункты участка линии связи; l_i ($1 \leq i \leq n$) — участки однофазной тяговой сети; К1 — расчетный конец усилительного участка линии связи; l_{ci} — расстояние от противоположного расчетному концу усилительного участка до середины i -го влияющего

длине сближения получается n однородных участков тяговой сети между генераторами.

Для i -го участка тяговой сети со сравнительно небольшой длиной l_i наведенное напряжение U_{ik} в смежной линии связи (тональной частоты) на частоте k -й гармоники влияющего тока можно определить по формуле, мВ:

$$U_{ik} = v_{ck} \omega_k M_{ik} p_k \eta_k s_k I_{vik} l_i \cdot 10^3. \quad (6.51)$$

Здесь p_k — коэффициент акустического воздействия; η_k — коэффициент чувствительности двухпроводной телефонной цепи к помехам; I_{vik} — влияющий ток k -й гармоники на i -м участке тяговой сети, А. Коэффициент, характеризующий волновые процессы в линии связи:

$$v_{ck} = \frac{\text{sh}(\gamma_c l_{ci})}{\text{sh}(\gamma_c l)}, \quad (6.52)$$

где γ_c — постоянная распространения однопроводной цепи, подверженной влиянию, при частоте k -й гармоники влияющего тока, 1/км. Если цепь, подверженная влиянию, короткая и ее длина $l \leq l_i$, то $v_{ck} = 0.5$. Круговая частота k -й гармоники влияющего тока $\omega_k = 100\pi k = \omega k$. Взаимную индуктивность M_{ik} между двумя однопроводными цепями на i -м участке влияющей тяговой сети (см. формулы в табл. 4.2 или рис. 4.10) при сложной трассе сближения следует определять как среднюю величину $M_{ik \text{ ср}}$, т.е. как отношение суммы произведений Ml по участкам l сложного сближения (на длине i -го участка тяговой сети) к длине l_i .

Результирующий коэффициент экранирующего действия s_k для k -й гармоники определяется по формуле (6.27). Для подвесной линии связи без металлических покровов $s_{ok} = 1$. При отсутствии отсасывающих трансформаторов $s_T = 1$.

Все величины с индексом k определяются при частоте k -й гармоники влияющего тока:

$$k = \frac{f}{50}, \quad (6.53)$$

где f — частота гармоники влияющего тока, Гц. Для гармоник влияющего тока импульсных преобразователей электровозов постоянного тока, не связанных по режиму управления с частотой 50 Гц, значение k может получаться дробным.

Гармоники влияющего тока определяют в соответствии с методикой, представленной ниже в гл. 9. Определение гармоник влияющего тока по участкам тяговой сети целесообразно проводить с учетом ее волновых параметров по методике, представленной в гл. 3, которой удобно пользоваться с применением вычислительной техники.

Определение влияющих токов для расчетной схемы рис. 6.11 может быть выполнено методом наложения, так как рассматриваемая система линейна. Из общей схемы последовательно выделяют частные с одним источником влияния. На рис. 6.12 это показано для генератора гармоник тока с номером j , остальные источники заменены сопротивлением Z_{Γ} .

Для выделенной расчетной схемы определяются токи в начале I'_{ik} и конце I''_{ik} каждого однородного участка тяговой сети.

Влияющий ток i -го участка, А:

$$I_{vik} = 0,5(I'_{ik} + I''_{ik}). \quad (6.54)$$

От любого генератора тока j гармоника I_{jk} распределяется по тяговой сети в обе стороны. Ток в начале i -го участка (при $i = j$), А:

$$I'_{ik} = \frac{I_{jk} \cdot Z_{Bxi-1}}{Z_{Bxi} + Z_{Bxi-1}}, \quad (6.55)$$

а в начале $(i-1)$ -го участка ток I'_{i-1k} определится по той же формуле, но с заменой в числителе Z_{Bxi-1} на Z_{Bxi} . Ток в начале любого i -го участка при $i \neq j$:

$$I'_{ik} = \frac{I'_{i-1k} \cdot Z_{\Gamma j=i}}{Z_{\Gamma j=i} + Z_{Bxi}}. \quad (6.56)$$

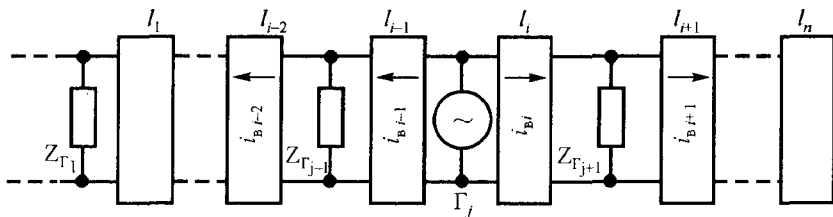


Рис. 6.12. Схема замещения для определения влияющих токов по участкам тяговой сети от расчетного генератора Γ_j гармонических тока или напряжения

Ток в конце i -го участка связан с током в его начале соотношением

$$I''_{ik} = I'_{ik} \left(\frac{Z_{Hi}}{Z_B} \operatorname{sh} \gamma_B l_i + \operatorname{ch} \gamma_B l_i \right)^{-1}. \quad (6.57)$$

Аналогично определяют ток I'_{i-1k} по току I'_{i-1k} , заменяя соответствующие величины на Z_{Hi-1} и l_{i-1} .

Входное сопротивление i -го участка тяговой сети, Ом:

$$Z_{Bxi} = Z_B \frac{\frac{Z_{Hi}}{Z_B} \operatorname{ch} \gamma_B l_i + \operatorname{sh} \gamma_B l_i}{\frac{Z_{Hi}}{Z_B} \operatorname{sh} \gamma_B l_i + \operatorname{ch} \gamma_B l_i}. \quad (6.58)$$

Аналогично определяют Z_{Bxi-1} с заменой соответствующих величин на Z_{Hi-1} и l_{i-1} . Сопротивление нагрузки i -го участка, Ом:

$$Z_{Hi} = \frac{Z_{\Gamma j+1} \cdot Z_{Bxi+1}}{Z_{\Gamma j+1} + Z_{Bxi+1}}. \quad (6.59)$$

Аналогично определяют Z_{Hi-1} , заменяя соответствующие величины на $Z_{\Gamma j-1}$ и Z_{Bxi-2} .

В случае если $Z_{Hi} \rightarrow 0$ (при большой емкости, включенной параллельно тяговой сети, и достаточно высокой частоте), т. е. в режиме короткого замыкания по гармонике, входное сопротивление соответствующего i -го участка, Ом:

$$Z_{Bxi} = Z_B \operatorname{th} \gamma_B l_i. \quad (6.60)$$

Если же $Z_{Hi} \rightarrow \infty$ (при отсутствии в конце участка локомотива и продолжения тяговой сети), т. е. в режиме холостого хода по гармонике:

$$Z_{Bxi} = Z_B \operatorname{ch} \gamma_B l_i. \quad (6.61)$$

В этих формулах: Z_B — волновое сопротивление тяговой сети, Ом; $\gamma_B = \alpha_B + j\beta_B$ — постоянная распространения тяговой сети, 1/км.

Для выделенной расчетной схемы с генератором гармоник Γ_j (см. рис. 6.12) при частоте ω_k каждой k -й влияющей гармоники тока общее наведенное напряжение в смежной линии определится как геометрическая сумма напряжений от каждого участ-

ка, рассчитанных по формуле (6.51), с учетом различного направления в пространстве влияющих токов по обе стороны от расчетного генератора, мВ:

$$U_{ik} = -\sum_{i=1}^{j-1} U_{ik} + \sum_{i=j}^{n_T} U_{ik}, \quad (6.62)$$

где n_T — число однородных участков тяговой сети на длине сближения с расчетным участком смежной линии. Наведенное напряжение от всех генераторов на частоте k -й гармоники, мВ:

$$U_k = \sum_{j=1}^m U_{jk}. \quad (6.63)$$

Суммарное наведенное напряжение шума в смежной линии, мВ:

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{\sum_{k=1}^{n_k} U_k^2}, \quad (6.64)$$

где n_k — количество гармонических в расчетном диапазоне частот.

Если в схеме имеется генератор гармоник напряжения U_{Bjk} , В, (тяговая подстанция постоянного тока), то гармоника влияющего тока генератора:

$$I_{jk} = U_{Bjk} \frac{Z_{\text{BX}i} + Z_{\text{BX}i-1}}{Z_{\text{BX}i} \cdot Z_{\text{BX}i-1}}. \quad (6.65)$$

Далее расчет ведется по формуле (6.51).

Если пренебречь изменением гармоник тока по длине межподстанционной зоны и принять одинаковым ее входное сопротивление Z_{BX} от обеих подстанций, то по напряжениям гармоник смежных генераторов (подстанций) можно сразу определить влияющий ток (с учетом противоположного направления в пространстве токов в тяговой сети этой зоны от смежных генераторов), А:

$$I_{Bjk} = I'_{jk} - I''_{jk} = \frac{U_{Bjk} - U_{Bj+1,k}}{Z_{\text{BX}j}} = \frac{\Delta U_{Bjk}}{Z_{\text{BX}j}}. \quad (6.66)$$

Здесь ΔU_{Bjk} — векторная разность напряжений генераторов (подстанций) Γ_j и Γ_{j+1} на частоте k -й гармоники, В.

Наведенное напряжение от этого влияющего тока определяют по формуле (6.51), а на всей длине сближения для k -й гармоники, мВ:

$$U_k = \sum_{i=1}^n U_{ik}, \quad (6.67)$$

где n — число межподстанционных зон на длине сближения. Напряжение шума определяют по формуле (6.64).

Мешающее влияние линий продольного электроснабжения

Напряжение шума в приемнике двухпроводной телефонной цепи от влияния продольных ЛЭП переменного тока можно определить методом наложения влияний отдельных фаз. По формуле (6.51) по влияющим фазным токам I_{Ak} , I_{Bk} , I_{Ck} рассчитывают значения наведенных напряжений для влияющего участка на частотах расчетного диапазона U_{Ak} , U_{Bk} , U_{Ck} .

Затем производится их геометрическое суммирование с учетом фазового сдвига токов в трехфазной линии:

$$U_k = U_{Ak} + U_{Bk} + U_{Ck}.$$

По формуле (6.64) определяют суммарное наведенное напряжение.

Для расчетов мешающего влияния тягового электроснабжения на линии связи в табл. 6.5—6.7 приведены необходимые данные.

Данные к расчету мешающих напряжений в кабельной цепи:

одноопутный участок, кабель связи типа МКБАБ $7 \times 4 \times 1,2 + 6 \times 0,9$; $a = 2,5$ м; $\sigma = 25 \cdot 10^{-3}$ См / м

Порядок гармоник k	α_T , Нп/км	β_T , рад/км	α_k , Нп/км	β_k , рад/км	$ Z_B $, Ом	φ , рад	M_k , Гн/км	I_k , А	p_k	s_k	η_k
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
7	0,00093	0,0095	0,023	0,027	276	-0,0725	0,000465	5,0	0,376	0,0114	0,0003
9	0,00111	0,0123	0,026	0,031	272	-0,0669	0,00045	3,5	0,582	0,00894	0,00038
11	0,00128	0,0145	0,0287	0,0345	270	-0,0628	0,000425	2,26	0,733	0,00761	0,00047
13	0,0014	0,0158	0,031	0,038	268	-0,0617	0,00041	1,62	0,851	0,00723	0,00055
15	0,00154	0,0190	0,033	0,041	267	-0,0611	0,00040	1,17	0,955	0,00685	0,00064
17	0,00170	0,022	0,035	0,0444	266	-0,0587	0,000385	0,90	1,035	0,0057	0,00072
19	0,001815	0,0245	0,0365	0,0476	265,5	-0,0579	0,000370	0,71	1,109	0,00494	0,00081
21	0,00196	0,0275	0,038	0,051	265	-0,0576	0,000365	0,54	1,109	0,00475	0,00090
23	0,00205	0,0297	0,0395	0,054	264	-0,0576	0,000355	0,405	1,035	0,0047	0,00095
25	0,002175	0,0325	0,0406	0,057	263,5	-0,0573	0,000348	0,335	0,977	0,00465	0,00102
27	0,00226	0,035	0,042	0,0605	262,2	-0,057	0,00034	0,282	0,928	0,0046	0,00104
29	0,00235	0,0375	0,043	0,0637	260	-0,0576	0,000332	0,253	0,881	0,00455	0,00111

Окончание табл. 6.5

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
31	0,00243	0,0405	0,044	0,067	261	-0,0573	0,000325	0,23	0,842	0,0045	0,001112
33	0,0025	0,043	0,045	0,0695	260	-0,0576	0,00032	0,21	0,807	0,00448	0,001115
35	0,00258	0,0455	0,046	0,0725	259,5	-0,0576	0,000315	0,191	0,775	0,00445	0,001115
37	0,00264	0,0485	0,0468	0,0752	259	-0,0579	0,00031	0,179	0,745	0,00443	0,001121
39	0,00268	0,0513	0,0475	0,078	258,1	-0,0576	0,000305	0,162	0,72	0,00441	0,001127
41	0,00273	0,054	0,0482	0,081	257,8	-0,0576	0,0003	0,150	0,698	0,00438	0,001131

Данные к расчету мешающих напряжений в кабельной цепи:

двухпутный участок, кабель связи типа МКБАБ 7 x 4 x 1,2 + 6 x 0,9; $a = 25$ м; $\sigma = 25 \cdot 10^{-3}$ См/м

Порядок гармоник k	α_T , Нп/км	β_T , рад/км	α_k , Нп/км	β_k , рад/км	$ Z_B $, Ом	φ , рад	M_k , Гн/км	I_k , А	p_k	s_k	η_k
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
7	0,000725	0,01	0,023	0,027	158,2	-0,069813	0,000465	4,46	0,376	0,0114	0,0003
9	0,00085	0,0131	0,026	0,031	157,0	-0,064869	0,00045	3,04	0,582	0,00894	0,00038
11	0,000975	0,0158	0,0287	0,0345	156,0	-0,051087	0,000425	1,93	0,733	0,00761	0,00047
13	0,0011	0,0182	0,031	0,038	154,5	-0,058178	0,00041	1,343	0,851	0,00723	0,00055
15	0,00122	0,021	0,033	0,041	153,7	-0,056723	0,0004	0,955	0,955	0,00685	0,00064
17	0,00134	0,024	0,035	0,0444	152,8	-0,055269	0,000385	0,728	1,035	0,0057	0,00072
19	0,00145	0,0268	0,0365	0,0476	152,0	-0,053814	0,00037	0,573	1,109	0,00494	0,00081
21	0,00155	0,0295	0,038	0,051	151,2	-0,0527	0,000360	0,432	1,109	0,00475	0,0009
23	0,00165	0,0322	0,0395	0,054	150,5	-0,0524	0,000355	0,321	1,035	0,0047	0,00095
25	0,00176	0,0348	0,0406	0,057	150,0	-0,0506	0,000348	0,263	0,977	0,00465	0,00102

Окончание табл. 6.6

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
27	0,00187	0,0374	0,042	0,0605	149,6	-0,0503	0,00034	0,219	0,928	0,0046	0,00104
29	0,00198	0,04	0,043	0,0637	149,3	-0,0497	0,000332	0,195	0,881	0,00455	0,00111
31	0,00211	0,0428	0,044	0,067	149,0	-0,0492	0,000325	0,175	0,842	0,0045	0,001112
33	0,00221	0,0456	0,045	0,0695	148,7	-0,0486	0,00032	0,158	0,807	0,00448	0,00115
35	0,00232	0,0483	0,046	0,0725	148,5	-0,048	0,000315	0,141	0,775	0,00445	0,001118
37	0,00242	0,0509	0,0468	0,0752	148,4	-0,048	0,00031	0,133	0,745	0,00443	0,001121
39	0,00253	0,0536	0,0475	0,078	148,4	-0,0474	0,000305	0,12	0,72	0,00441	0,001127
41	0,00264	0,0562	0,0482	0,081	148,3	-0,0474	0,0003	0,111	0,698	0,00438	0,001131

Таблица 6.7

Составляющие постоянной распространения γ_k однопроводных цепей связи

k	f, Гц	Воздушная линия				Кабельная линия (кабель марки ПРВПМ 1 × 2 × 1,2)			
		Стальная цепь d = 4 мм		Медная цепь d = 4 мм		Неуплинизированная цепь		Пупинизированная цепь	
		α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км
2	100	4,65	5,54	1,48	2,62	38,0	76,5	37,0	73,0
4	200	5,67	9,92	1,62	5,02	40,0	79,0	40,0	76,0
6	300	6,65	14,10	1,72	7,11	42,0	82,0	41,0	80,0
8	400	7,70	17,75	1,83	9,6	46,5	89,0	42,0	84,0
10	500	8,70	21,75	1,92	12,0	51,0	94,0	42,0	89,0
12	600	9,65	25,41	2,02	14,55	56,0	101,0	42,5	96,0
14	700	10,6	29,0	2,12	17,0	60,0	109,0	43,0	104,0
16	800	11,7	32,3	2,22	19,3	64,0	116,0	43,0	113,0
18	900	12,4	35,4	2,32	21,7	67,5	125	43,0	119,0
20	1000	13,3	38,5	2,40	24,0	69,0	135	43,0	126,0

Окончание табл. 6.7

k	f, Гц	Воздушная линия				Кабельная линия (кабель марки ПРВПМ 1 × 2 × 1,2)			
		Стальная цепь d = 4 мм		Медная цепь d = 4 мм		Неуплинизированная цепь		Пупинизированная цепь	
		α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км	α_k , мНп/км	β_k , мрад/км
22	1100	14,1	41,8	2,50	26,5	69,5	146	43,0	133,0
24	1200	14,75	45,0	2,68	28,8	70,0	156	43,1	141,0
30	1500	16,9	54,4	2,89	35,7	70,5	185	43,1	169,0
36	1800	19,0	63,0	3,17	42,5	71,0	216	43,2	193,0
42	2100	20,8	72,0	3,42	49,5	74,0	247	43,3	210,0
48	2400	22,5	81,0	3,67	56,5	78,0	280	43,4	220,0

6.6. Допустимые уровни и степени радиопомех

Для гарантии безупречного радио- и телеприема, а также для нормального функционирования служб радиосвязи излучения источников помех не должны превосходить определенных, зависящих от частоты допустимых уровней радиопомех. Эти допустимые уровни определены в стандартах DIN/VDE, которые основываются на международном сотрудничестве в МЭК или Международном комитете по радиопомехам [25]. Уровни радиопомех ориентируются на неизбежный фоновый уровень естественных источников (космический шум, импульсные помехи отдаленных гроз и т.д.). Другими словами, они устанавливаются так, чтобы излучения на определенном, зависящем от цели применения расстоянии (например, 3 м или 30 м), затухали до фонового уровня.

Различают допустимые уровни напряжений, мощности и напряженностей поля радиопомех.

Первые образуют верхнюю границу напряжений радиопомех между отдельными жилами и землей подключенных к электрическому прибору проводов (несимметричное напряжение радиопомех). При обычно встречающихся длинах проводов приборов в офисах, жилых помещениях приблизительно с 30 МГц начинается заметное излучение, так что напряжение радиопомех с растущей частотой теряет информативность. Наконец, на определенных расстояниях от источников помех установленные уровни напряженности для электрических и магнитных полей не должны превосходить имеющиеся там напряженности полей помех.

Кроме того, различают приборы классов А, С и В [25]. Для первых из-за более высокого допустимого уровня помех, соответственно меньшего интервала помех, требуется отдельное разрешение, которое может быть выдано на основе испытаний (например, управляющих ЭВМ, промышленных высокочастотных генераторов), а у приборов класса С лишь после отдельных испытаний на месте установки (например, больших ЭВМ, высокочастотных линейных ускорителей). Приборы класса В не нуждаются в отдельном разрешении, а только в общем разрешении, так как они вследствие меньшего уровня помех, как правило, обеспечивают достаточно высокий интервал помех (например, музыкальные приборы, телевизоры и радиоприборы, персональные компьютеры, предметы хозяйственного обихода и т.д.).

Поэтому к классам А и С относятся приборы, которые используются профессионально и применяются преимущественно в промышленных зонах (за исключением микроволновых печей, электромедицинских высокочастотных приборов). Им при измерении радиопомех соответствует сравнительно большое защитное расстояние, например 30 м. К классу В относятся приборы, которые предназначены для домашнего использования. Им соответствует меньшее защитное расстояние, например 10 м. Само собой разумеется, приборы класса В могут использоваться и в промышленных областях. Частотная зависимость уровня напряжений радиопомех приведена на рис. 6.13. Иные допустимые

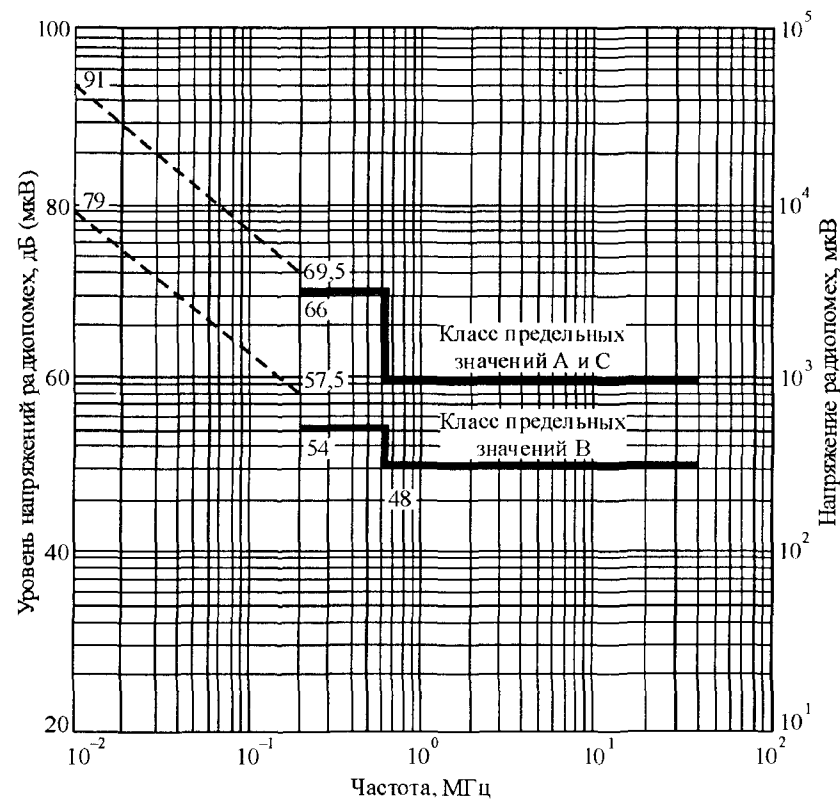


Рис. 6.13. Допустимые уровни помех высокочастотных приборов в промышленности, при научных медицинских и прочих исследованиях

мые уровни помех содержатся в соответствующих нормативных документах [25].

До установления предельных значений или допустимых уровней радиопомех в рамках европейского стремления к гармонизации отношений обычным было указание степеней радиопомех. Наряду с частотно-зависимой верхней границей допустимых радиопомех указывалась отличительная литера (четыре степени радиопомех *G, N, K, O* [25]), которая несла информацию о цели применения или об относительной помехоопасности.

Так как при радиопомехах существенную роль играют преимущественно их акустические или визуальные последствия, измеряемые электрические величины подвергаются соответствующей оценке. Такие значения помех очень надежны в пределах помехозащиты радиосвязи, однако совсем непригодны, если речь идет об обращении с электронными системами, не служащими для целей связи (автомобильная электроника, управление технологическими процессами, устройства обработки данных и т.д.).

6.7. Допустимое воздействие электромагнитных полей на биоорганизмы

Электромагнитный спектр простирается от электростатического и магнитостатического полей, электрических и магнитных полей частоты 50 Гц до радиоволн и видимого света, ионизирующего γ -излучения (рис. 6.14). В зависимости от интенсивности и час-



Рис. 6.14. Электромагнитный спектр

тоты электромагнитные поля и волны оказываются для биоорганизмов полезными или вредными.

В диапазоне ультрафиолетового света (УФ) и выше энергия электромагнитных волн достаточно велика, чтобы освобождать электроны из электронной оболочки атомов, т. е. ионизировать атомы и тем самым производить химические и другие изменения:

$$W = hf, \quad (6.68)$$

где h — постоянная Планка; f — частота.

Воздействие на человека электромагнитных волн в этом диапазоне с ростом частоты проявляется от желаемого эффекта загара до рака кожи и глубже расположенных тканей. Для различных форм проявления электромагнитных волн в этом энергетическом диапазоне существует обобщающее понятие ионизирующего излучения.

Диапазон видимого света, без которого наша жизнь на земле была бы совершенно невозможна, ведет к инфракрасному (ИК), тепловому излучению и микроволнам. Действие микроволн на биоорганизмы основано на их силовом воздействии на заряженные частицы:

$$F_e = Q(E + V \times B). \quad (6.69)$$

Вследствие этого воздействия электроны и ионы (ионизированные атомы или молекулы) колеблются в микроволновом переменном поле, диполи вибрируют относительно состояния равновесия. Сообщенную им кинетическую колебательную энергию частицы за счет столкновений отдают другим частицам и повышают их среднюю кинетическую энергию. Этот подвод энергии макроскопически проявляется в разогреве (повышении температуры) облученного материала, он нашел широкое применение в микроволновых печах.

Наряду с силовым воздействием электромагнитных полей и волн на электрические заряды и диполи согласно (6.69) существует аналогичное силовое воздействие на магнитные диполи и подразумеваемые на их концах магнитные заряды или вызывающие контурные токи (это явление используется в томографии). Однако при этом из-за недостатка магнитных диполей с большим дипольным моментом макроскопические тепловые эффекты не возникают.

Развиваемая в переменном электрическом поле на единицу объема удельная тепловая мощность пропорциональна частоте, следо-

вательно, убывает при переходе к меньшим частотам. На основе этой частотной зависимости и отсутствия бросающихся в глаза корреляций ранее пришли к заключению, что напряженности поля, обычно встречающиеся в технике связи и энергоснабжения, для населения в целом безопасны. При кратковременных опытах в лаборатории также не были установлены непосредственные влияния. Лишь при значительно более высоких напряженностях поля обнаруживались определенные эффекты, такие как высокочастотные ожоги, магнитофосфены (мерцание в глазах).

Долговременная экспозиция при малых напряженностях поля все же могла бы вызвать эффекты, пока необъяснимые в отношении их причины. Так как тепловые эффекты при малых напряженностях поля и в особенности при низких частотах исключаются, в данном случае предполагают влияние прежде всего не тепловых, а так называемых биологических эффектов. Так, были опубликованы отдельные работы, в которых сообщается о нарушениях поведения, иммунной системы, головных болях, усталости, вплоть до повышенной частоты случаев рака [25] и т.д. Подобные зависимости, если они действительно существуют, могут быть выявлены только при безупречно проведенных долговременных эпидемиологических исследованиях. Имеющийся в настоящее время материал о якобы вредных воздействиях магнитного поля пока по большей части не подтверждается в контрольных опытах, поэтому эта тематика еще обсуждается. Как показывает опыт над лицами, по профессии длительное время подверженными воздействию полей повышенных напряженностей, отчетливого негативного влияния пока не установлено. Тем не менее окончательное выяснение этих вопросов в высшей степени желательно.

Наряду с исследованием вредных воздействий уделяется внимание и изучению полезных последствий. Признаны с медицинской точки зрения положительные воздействия электромагнитных полей, например, при лечении переломов костей, в электродиатермии.

Наконец, остановимся кратко на вопросе о сильно различающихся в разных странах *предельно допустимых значениях*. В основе этих различий в меньшей степени лежат достижения в познании опасности электромагнитных полей, чем различные определения того, что следует понимать под предельным допустимым значени-

ем. Так, предельные значения в России и других восточноевропейских странах основываются на уровнях напряженности поля, которые не могут вызвать особых биологических эффектов, в то время как в других странах чаще всего исходят из значений напряженности, при превышении которых доказуемо возникают опасные воздействия. Уменьшенные на коэффициент надежности, определяются максимально допустимые предельные значения.

Дискуссия об установлении соразмерных действительной угрозе предельных значений для различных видов полей и частот еще идет. Практикуемые исходные токи дают действующие в настоящее время в Германии предельные значения по нормам VDE 0848. Например, на рис. 6.15 и 6.16 приведены предельные значения напряженностей электрического и магнитного полей для низкочастотного диапазона от 0 до 30 кГц.

Предельные значения этих полей не учитывают существование сердечных стимуляторов, имплантированных органов, обуславливающих повышенную чувствительность соответствующих лиц, для которых должны устанавливаться в данном случае более низкие предельные значения (нормативные документы по этим вопросам находятся в процессе подготовки).

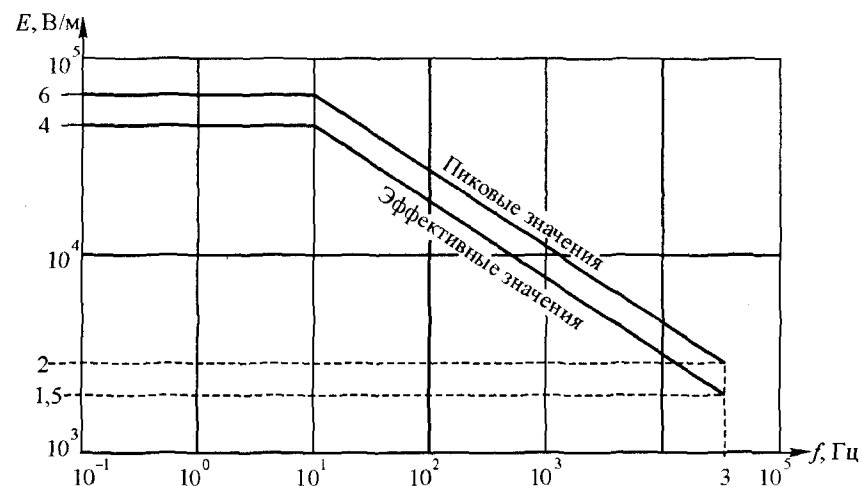


Рис. 6.15. Эффективные и пиковые значения допустимой напряженности низкочастотных электрических полей при непосредственном воздействии

На рис. 6.16, б и 6.17 приведены предельные значения напряженностей электрических и магнитных полей, а на рис. 6.18 — плотности потока мощности (вектор Пойтинга) в диапазоне частот от

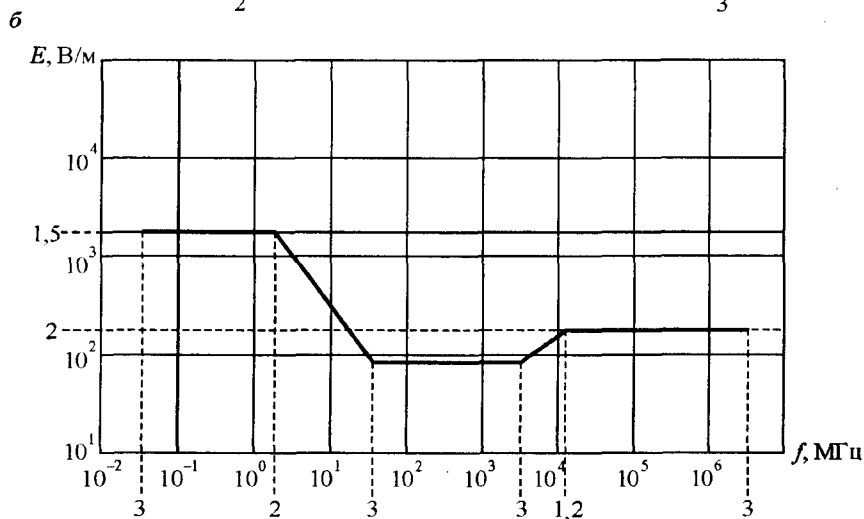
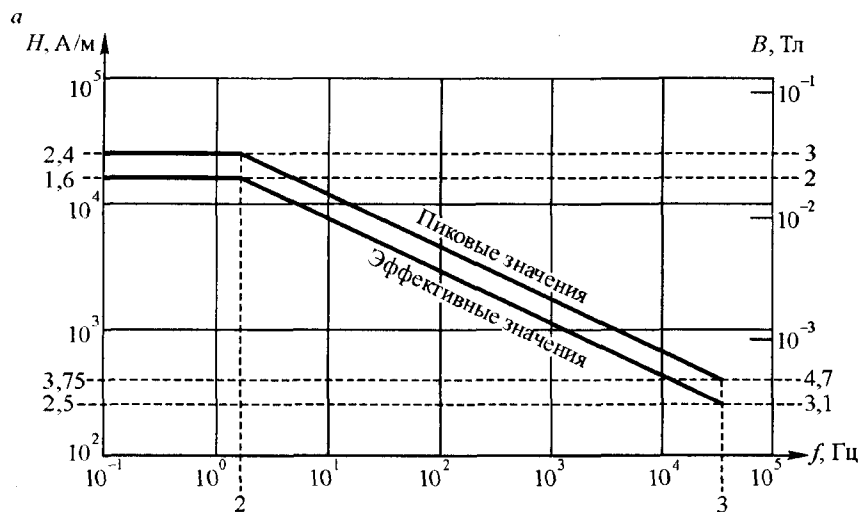


Рис. 6.16. Эффективные и пиковые значения допустимой напряженности низкочастотных магнитных полей (а). Предельные эффективные значения допустимой напряженности высокочастотных электрических полей (б)

10 кГц до 3000 ГГц при длительности воздействия более 6 мин. Напряженность поля на вышеприведенных рисунках соответствует вектору напряженности, который составлен в трех направлениях x , y и z без учета фазового положения.

При возникновении актуальных проблем и вопросов относительно точной интерпретации приведенных предельных значений следует в каждом случае обращаться к соответствующим предписаниям и литературе [25].

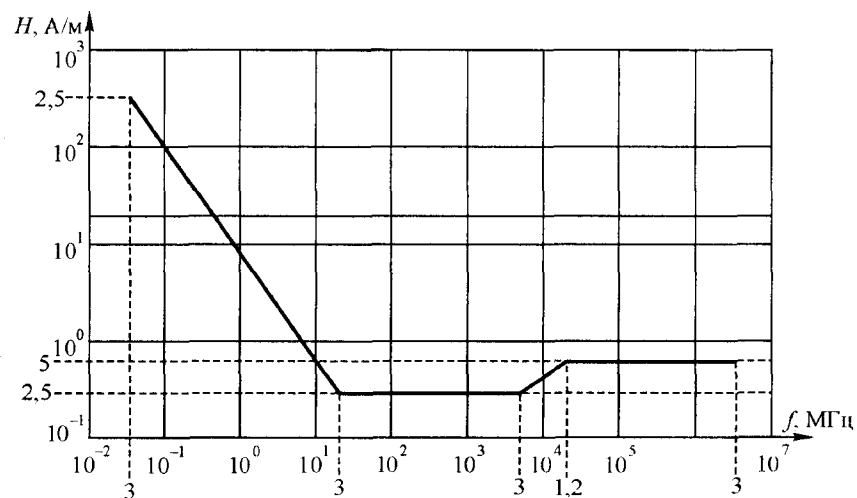


Рис. 6.17. Предельные эффективные значения допустимой напряженности высокочастотных магнитных полей

ГЛАВА 7. ГАЛЬВАНИЧЕСКОЕ ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ НА СМЕЖНЫЕ СООРУЖЕНИЯ

7.1. Потенциалы и токи в рельсах и в земле

Основные положения

На электрифицированных железных дорогах рельсовый путь представляет один из проводов для питания электрических локомотивов. Рельсы через шпалы, через заземление опор контактной сети, а иногда через различные металлические сооружения соединены с землей, поэтому в цепь, питающую локомотивы, включаются не только рельсы, но и присоединенные к ним параллельно земля и различные подземные сооружения, расположенные в ней. Протекание тока по рельсам вызывает в них падение напряжения и возникновение потенциалов относительно земли. Следовательно, все металлические сооружения, электрически соединенные с рельсами, получают тот же потенциал. Потенциалы металлических сооружений относительно земли на дорогах постоянного тока достигают в отдельные моменты времени довольно высоких значений, выходящих иногда за пределы 100 В. Такие напряжения в определенных условиях могут оказаться опасными.

Протекающие по земле так называемые блуждающие токи частично попадают в расположенные вблизи от электрифицированных железных дорог постоянного тока различные металлические сооружения (подземные трубопроводы и кабели, хранилища горючего, основания и фундаменты опор контактной сети и т. п.) и, вытекая из них, вызывают электрокоррозию, чем наносят большой материальный ущерб различным отраслям хозяйства. Для уменьшения вредного действия блуждающих токов на подземные сооружения разработаны различные защиты. Одни защиты направлены на уменьшение блуждающих токов (токов, ответвляющихся в землю), другие — на защиту подземных сооружений от блуждающих токов. Таким образом, первые защиты по предупреждению появления (полному или частичному) блуждающих токов, а вторые — по борьбе с уже имеющимися блуждающими токами.

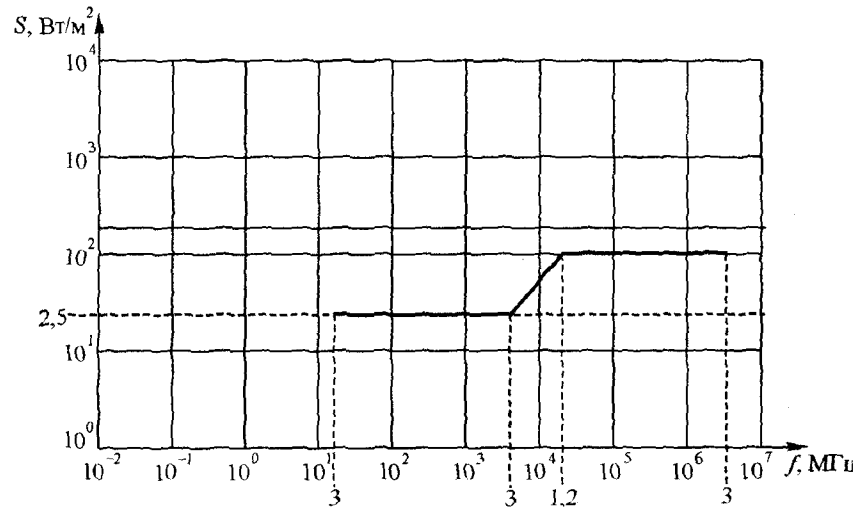


Рис. 6.18. Предельные значения допустимой плотности потока мощности S (вектор Пойтинга)

Обычно коррозию подземных сооружений разделяют на два вида: почвенную (или, как ее часто называют, — химическую), которая главным образом определяется средой, и электрохимическую коррозию, возникающую под действием блуждающих токов [1].

Картина протекания блуждающих токов электрифицированных железных дорог в земле и подземных сооружениях может быть получена непосредственно из данных о распределении потенциалов и токов в рельсах. Поэтому в данной главе подробно рассмотрено распределение токов и потенциалов в рельсах для различных случаев питания и нагрузки электрифицированного участка.

7.2. Потенциалы и токи в рельсах на участках постоянного тока

Рассмотрим участки с сосредоточенными нагрузками. Питание электрических локомотивов осуществляется через провода контактной сети и рельсовые пути. Поскольку рельсы не изолированы от земли, то ток проходит и по земле. Это обстоятельство оказывает существенное влияние на многие рассматриваемые ниже явления, в частности, на гальваническое влияние тяговой сети на смежные сооружения.

Если бы рельсы были изолированы от земли, то весь ток локомотива I (рис. 7.1) протекал бы по рельсам на участке AB . На рис. 7.1 и последующих рисунках рассматривается режим тяги, когда положительный полюс подстанции присоединен к контактной сети, а отрицательный — к рельсам (в режиме рекуперативного торможения, как известно [1], должно быть обратное присоединение). Ток утечки из рельсов в землю зависит от разности потенциалов между

рельсами и землей и от сопротивления цепи, по которой протекает этот ток. Эта цепь состоит как бы из двух последовательно соединенных частей. Сопротивление первой части — места перехода тока из рельсов к шпалам и балласту — называют *переходным сопротивлением*

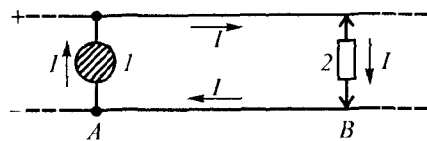


Рис. 7.1. Схема протекания тока по рельсам без утечки в землю: 1 — подстанция; 2 — потребитель (электровоз)

ем, а сопротивление второй части — самой земли на пути тока утечки — называют *сопротивлением растеканию* [1].

Рассмотрим общую картину протекания тока по рельсам и земле для простейшего случая (одностороннее питание одного поезда) (рис. 7.2). По мере распространения тока в земле он захватывает все большие и большие пространства, и плотность тока в земле с удалением его от рельсов уменьшается. Ввиду этого наибольшее сопротивление протеканию токов утечки сосредоточено вблизи выхода их из рельсов. Это позволяет без ощутимой погрешности при расчетах токов и потенциалов рельсов включить сопротивление растеканию в переходное сопротивление и считать затем, что сопротивление земли равно нулю. В результате такого допущения схема рис. 7.2

заменится расчетной схемой рис. 7.3, на которой показано соединение рельсов с землей через переходные сопротивления. Легко видеть, что ток I из точки B будет протекать к точке A , ответвляясь от точки B не только влево (участок I), но и вправо (участок II). Точно так же и возвращаться на подстанцию ток будет не только через рельсы участка I, но и через рельсы участка III.

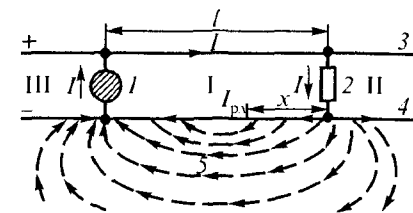


Рис. 7.2. Принципиальная схема протекания тока по рельсам и земле на участке постоянного тока при одной подстанции и одной нагрузке: 1 — тяговая подстанция; 2 — нагрузка; 3 — контактная сеть; 4 — рельсы; 5 — земля

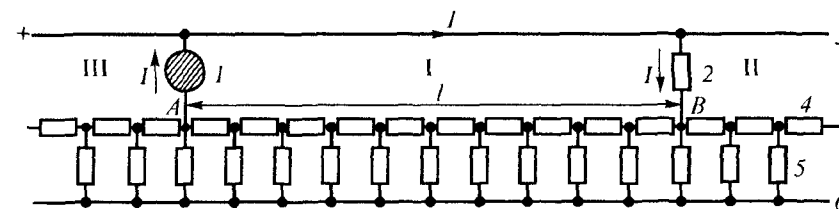


Рис. 7.3. Расчетная схема для определения токов в рельсах и земле на участке постоянного тока: 1 — подстанция; 2 — нагрузка; 3 — контактная сеть; 4 — рельсы; 5 — переходное сопротивление; 6 — проводник (с сопротивлением, равным нулю), заменяющий землю

Таким образом, даже при одной подстанции ток электровоза растекается по рельсам в обе стороны (влево на участке I и вправо на участке II). При этом на части участка AB , ближайшей к нагрузке, ток из рельсов утекает в землю, а затем на другой части участка возвращается в рельсы и на подстанцию. В середине этого участка ток в рельсах имеет минимальное значение, он будет тем меньше, чем меньше сопротивление перехода к земле и самой земли. Ток, идущий по рельсам вправо от нагрузки, в конце концов полностью утекает в землю. Этот ток, так же как и ток, утекающий из рельсов на ближайшей к нагрузке части участка AB , возвращается в рельсы на другой части этого участка и на участке слева от подстанции. Токи, протекающие по земле, называют *блуждающими токами*, а токи, ответвляющиеся из рельсов в землю, — *токами утечки*.

Ответвление части тока в землю приводит к тому, что сопротивление обратного провода (рельсы, шунтированные переходным сопротивлением и землей) меньше сопротивления изолированного от земли рельсового пути.

Рассмотрим общую схему нагрузки рельсовой цепи электрифицированного участка (рис. 7.4, a). На этой схеме показаны три подстанции и семь нагрузок. Чтобы перейти к расчету токов в рельсах и земле, нужно прежде всего найти нагрузки всех подстанций. При

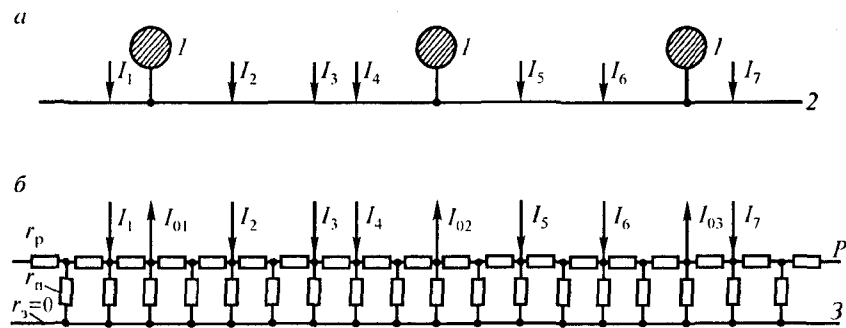


Рис. 7.4. Схема расположения нагрузок (a) и расчетная схема (b) с тремя подстанциями и сосредоточенными нагрузками: I — тяговые подстанции; 2 — рельсы; I_1, \dots, I_7 — токи электровозов; I_{01}, \dots, I_{03} — токи подстанций; P — рельсы; 3 — земля

точном решении этой задачи нужно было бы учесть, что токи текут к подстанциям не только по рельсам, но и по земле, т.е. учесть, что распределение нагрузок между подстанциями зависит не только от сопротивления проходов контактной сети, но и от сопротивлений рельсов и земли.

Такой метод расчета очень сложен. Для его упрощения можно принять некоторые допущения, которые не внесут ощутимой погрешности. При хорошей изоляции рельсов от земли, т.е. при отсутствии утечки токов в землю, нагрузки поездов могут быть распределены между подстанциями обычным способом, т.е. обратно пропорционально расстояниям до соседних подстанций (при неизменной площади сечения проводов контактной сети и одинаковых напряжениях тяговых подстанций, см. [1]). Если же переходное сопротивление от рельсов к земле будет таково, что значительная часть тока будет протекать по земле, то при распределении нагрузок между подстанциями можно пренебречь сопротивлением обратного провода (рельсы, шунтированные землей), так как оно много меньше сопротивления проводов контактной сети. Последнее и будет определять в основном токораспределение в таком случае. Другими словами, можно считать, что блуждающие токи не оказывают существенного влияния на токораспределение между подстанциями.

После того как нагрузки всех подстанций найдены, можно от схемы рис. 7.4, a перейти к расчетной схеме рис. 7.4, b , на которой подстанции заменены их нагрузками (токами отсасывающих проводов) I_{01}, I_{02}, I_{03} ; r_p — сопротивление 1 км рельсового пути, Ом/км; r_n — переходное сопротивление от рельсов к земле на длине 1 км, Ом·км (единица измерения сопротивления Ом·км объясняется тем, что с увеличением длины рельсового пути общее переходное сопротивление падает, в то время как общее сопротивление рельсов растет); r_3 — сопротивление земли, Ом.

Если сопротивления r_p и r_n постоянны по всей длине, то получаем цепь с постоянными параметрами, т.е. линейную цепь. При расчете таких цепей может быть использован метод положения. В этом случае сложный контур, содержащий несколько подстанций и нагрузок, можно заменить рядом контуров, в каждом из которых протекает определенный ток, как это показано

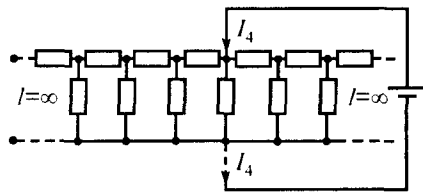


Рис. 7.5. Схема с одной сосредоточенной нагрузкой

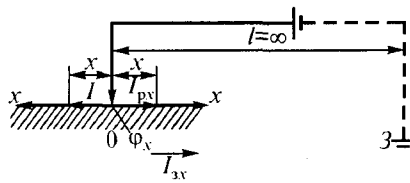


Рис. 7.6. Расчетная схема с одной сосредоточенной нагрузкой

для одной из нагрузок на рис. 7.5. Это приводит к расчетной схеме с одной нагрузкой при удаленном в бесконечность заземлителе (рис. 7.6). При этом поочередно будут рассмотрены все нагрузки, включая и токи подстанции.

Рассмотрим элементарный участок dx на расстоянии x от нагрузки. Здесь I_{px} — ток в рельсах на расстоянии x от нагрузки; I_{zx} — ток в земле на том же расстоянии от нагрузки; φ_x — потенциал рельса на расстоянии x от нагрузки. Сопротивление элемента рельсовой цепи на длине равно $r_p dx$. Тогда приращение потенциала рельсов на этом же элементе длины, очевидно, равно и противоположно по знаку падению напряжения на нем:

$$d\varphi_x = -I_{px} r_p dx, \quad (7.1)$$

откуда имеем

$$\frac{d\varphi_x}{dx} = -r_p I_{px}. \quad (7.2)$$

Положительное направление тока принято здесь совпадающим с положительным направлением оси x .

Утечка тока на протяжении элемента длины dx определится потенциалом рельса φ_x и переходным сопротивлением между рельсами и землей на длине dx . Последнее получится, если переходное сопротивление на длине 1 км разделить на длину рассматриваемого участка, т.е. будет равно $\frac{r_{\Pi}}{dx}$. Следовательно, утечка тока из рель-

сов в землю на длине dx будет равна $\varphi_x \frac{r_{\Pi}}{dx} = \frac{\varphi_x}{r_{\Pi}} dx$. А так как

приращение тока dI_{px} в рельсах на длине dx равно току утечки и обратно ему по знаку, то можно написать

$$dI_{px} = -\frac{\varphi_x}{r_{\Pi}} dx, \quad (7.3)$$

откуда получим

$$\frac{dI_{px}}{dx} = -\frac{\varphi_x}{r_{\Pi}}. \quad (7.4)$$

Знак минус показывает, что с увеличением x (см. рис. 7.6) ток в рельсах падает. Два дифференциальных уравнения (7.2) и (7.4) представляют собой систему уравнений с двумя неизвестными. Для исключения из них одного неизвестного продифференцируем уравнение (7.2) по x :

$$\frac{d^2 \varphi_x}{dx^2} = -r_p \frac{dI_{px}}{dx},$$

откуда можно записать

$$\frac{dI_{px}}{dx} = -\frac{1}{r_p} \frac{d^2 \varphi_x}{dx^2}.$$

Подставляя значение $\frac{dI_{px}}{dx}$ в уравнение (7.4), получим

$$\begin{aligned} -\frac{1}{r_p} \frac{d^2 \varphi_x}{dx^2} &= -\frac{\varphi_x}{r_{\Pi}}, \\ \frac{d^2 \varphi_x}{dx^2} - \alpha^2 \varphi_x &= 0, \end{aligned} \quad (7.5)$$

где $\alpha = \sqrt{r_p / r_{\Pi}}$.

Общим решением уравнения (7.5), как известно, будет выражение

$$\varphi_x = A e^{\alpha x} + B e^{-\alpha x}. \quad (7.6)$$

Ток в рельсах можно найти из уравнения (7.2):

$$I_{px} = -\frac{1}{r_p} \frac{d\varphi_x}{dx}.$$

Но из уравнения (7.6) видно, что

$$\frac{d\varphi_x}{dx} = \alpha(Ae^{\alpha x} - Be^{-\alpha x}),$$

следовательно,

$$I_{px} = -\frac{1}{R_B}(Ae^{\alpha x} - Be^{-\alpha x}), \quad (7.7)$$

где $R_B = \sqrt{r_p r_{п}}$.

Формулы (7.6) и (7.7) являются общими. Для различных случаев конкретного расположения нагрузок устанавливают значения постоянных A и B по соответствующим граничным условиям. Величины α и R_B для рельсовых цепей по аналогии с терминологией, принятой для длинных линий, можно назвать соответственно *коэффициентом распространения* и *волновым сопротивлением*.

В качестве наиболее общего случая рассмотрим схему рис. 7.7 с двумя участками — l_1 и l_2 . Для большей общности в схеме предусмотрено сосредоточенное заземление R_3 около нагрузки. Такая схема возникает, если под сосредоточенной нагрузкой понимать нагрузку подстанции, и в случае, когда минусовая шина подстанции соединена с защищаемым от блуждающих токов подземным сооружением [1], или если такое соединение возникло временно в результате нарушения нормальной схемы. Если сосредоточенное заземление отсутствует, то в формулах следует принимать $R_3 = \infty$.

Уравнения (7.6) и (7.7) для участков слева и справа от нагрузки запишутся в следующем виде:

$$\varphi_x = A_1 e^{\alpha x} + B_1 e^{-\alpha x}, \quad (7.8)$$

$$I_{px} = -\frac{1}{R_B}(A_1 e^{\alpha x} - B_1 e^{-\alpha x}); \quad (7.9)$$

$$\varphi_y = A_2 e^{\alpha y} + B_2 e^{-\alpha y}, \quad (7.10)$$

$$I_{py} = -\frac{1}{R_B}(A_2 e^{\alpha y} - B_2 e^{-\alpha y}). \quad (7.11)$$

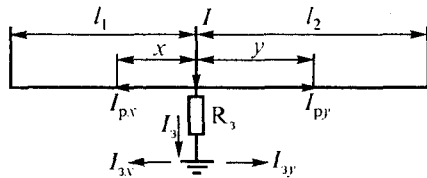


Рис. 7.7. Расчетная схема с одной сосредоточенной нагрузкой и участками конечной длины

Кроме того, ток, протекающий через специальное заземление,

$$I_3 = \frac{\varphi_{x=0}}{R_3}. \quad (7.12)$$

Используя граничные условия, определим постоянные A_1, B_1, A_2, B_2 . При $x = 0$ и $y = 0$ имеем $\varphi_x = 0 = \varphi_y = 0$ и $I_x = 0 + I_y = 0 + I_3 = I$; при $x = l_1$ получим $I_{px=l_1} = 0$; при $y = l_2$ ток $I_{py=l_2} = 0$. Отсюда можно записать

$$A_1 + B_1 = A_2 + B_2; \quad -\frac{1}{R_B}(A_1 - B_1 + A_2 - B_2) + \frac{A_1 + B_1}{R_3} = I;$$

$$-\frac{1}{R_B}(A_1 e^{\alpha l_1} - B_1 e^{-\alpha l_1}) = 0; \quad -\frac{1}{R_B}(A_2 e^{\alpha l_2} - B_2 e^{-\alpha l_2}) = 0.$$

После упрощения эти уравнения примут вид

$$A_1 + B_1 - A_2 - B_2 = 0; \quad (7.13)$$

$$A_1(R_B - R_3) + B_1(R_B + R_3) - A_2 R_3 + B_2 R_3 = I R_B R_3; \quad (7.14)$$

$$A_1 e^{\alpha l_1} - B_1 e^{-\alpha l_1} = 0; \quad (7.15)$$

$$A_2 e^{\alpha l_2} - B_2 e^{-\alpha l_2} = 0. \quad (7.16)$$

Подставив B_1 из уравнения (7.15) и B_2 из уравнения (7.16) в уравнения (7.13) и (7.14), получим

$$A_1(1 + e^{2\alpha l_1}) - A_2(1 + e^{2\alpha l_2}) = 0; \quad (7.17)$$

$$A_1[(R_B - R_3) + e^{2\alpha l_1}(R_B + R_3)] - A_2 R_3(1 - e^{2\alpha l_2}) = I R_B R_3. \quad (7.18)$$

Решение этой системы уравнений дает

$$A_1 = \frac{I R_B}{2} \frac{e^{-\alpha l_1}}{\left[\frac{R_B}{R_3} + \frac{\operatorname{sh} \alpha(l_1 + l_2)}{\operatorname{ch} \alpha l_1 \operatorname{ch} \alpha l_2} \right] \operatorname{ch} \alpha l_1} =$$

$$= \frac{I R_B}{2} \frac{e^{-\alpha l_1}}{\left[\frac{R_B}{R_3} + \operatorname{th} \alpha l_1 + \operatorname{th} \alpha l_2 \right] \operatorname{ch} \alpha l_1}. \quad (7.19)$$

Воспользовавшись уравнением (7.13), получим

$$B_1 = \frac{IR_B}{2} \frac{e^{a l_1}}{\left[\frac{R_B}{R_3} + \frac{\operatorname{sh} \alpha(l_1 + l_2)}{\operatorname{ch} \alpha l_1 \operatorname{ch} \alpha l_2} \right] \operatorname{ch} \alpha l_1} =$$

$$= \frac{IR_B}{2} \frac{e^{a l_1}}{\left[\frac{R_B}{R_3} + \operatorname{th} \alpha l_1 + \operatorname{th} \alpha l_2 \right] \operatorname{ch} \alpha l_1}. \quad (7.20)$$

Далее из уравнений (7.17), (7.18) и (7.16) можно найти A_2 и B_2 . Но можно и просто написать их по аналогии с формулами (7.19) и (7.20), поменяв местами величины l_1 и l_2 . Значения коэффициентов A_1 , B_1 , A_2 и B_2 уравнений (7.8), (7.11) для самых различных случаев даны в [1]. С помощью этих коэффициентов можно из уравнений (7.3), (7.7) для любой схемы и для любой точки найти значения потенциала φ_x и тока в рельсах I_{px} .

Рассмотрим схему с одной нагрузкой (рис 7.8) при $l_1 = l_2 = \infty$ [1]. Постоянные $A_1 = A_2 = 0$ и $B_1 = B_2 = \frac{1}{2} IR_B$. Подставив эти значения в уравнения (7.6) и (7.7), получим соответственно

$$\varphi_x = \frac{1}{2} IR_B e^{-\alpha x}; \quad (7.21)$$

$$I_{px} = \frac{1}{2} I e^{-\alpha x}. \quad (7.22)$$

Сумма токов в земле и рельсах в каждом сечении вертикальной плоскостью должна быть равна $\frac{1}{2} I$, следовательно,

$$I_{zx} = \frac{1}{2} I - I_{px}.$$

Отсюда, воспользовавшись уравнением (7.22), найдем выражение для определения тока в земле:

$$I_{zx} = \frac{1}{2} I (1 - e^{-\alpha x}). \quad (7.23)$$

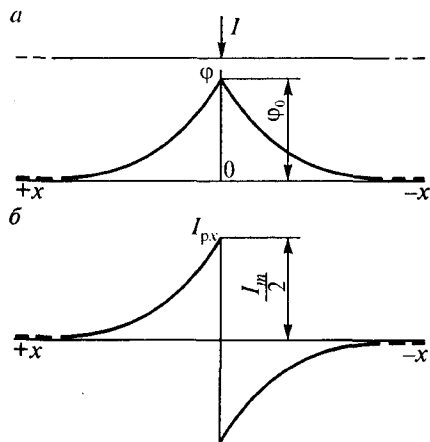


Рис. 7.8. Диаграмма изменения потенциала рельсов (а) и тока в них (б) по длине участка при одной сосредоточенной нагрузке

Формулы (7.21), (7.22) и (7.23) являются основными для расчета потенциалов рельсов и токов в рельсах и земле. Необходимо учитывать, что токи в рельсах, так же как и в земле, по разные стороны от нагрузки будут иметь разные направления. Если за положительное направление тока принять направление его влево от нагрузки (см. рис. 7.8), то токи в земле и рельсах вправо от нагрузки будут иметь отрицательные значения. Диаграммы потенциала и тока в рельсах показаны на рис. 7.8. Если нагрузка I будет иметь направление, противоположное указанному на рис. 7.6 (например, если это будет ток подстанции), то в формулы (7.21)—(7.23) ток I надо подставлять с отрицательным знаком.

Применив метод наложения, легко построить диаграммы потенциала и тока для любой схемы нагрузок. По приведенным формулам строят диаграммы для отдельных нагрузок (с учетом направления токов и знаков потенциала), а потом получается результирующая диаграмма алгебраическим суммированием ординат отдельных диаграмм. Например, для схемы с одной нагрузкой и одной подстанцией (см. рис. 7.2) построение диаграммы потенциала и тока в рельсах дано на рис. 7.9.

При построении составляющих диаграмм за начало координат принимается место приложения соответствующей нагрузки 0 и 0'. Для нагрузки в точке 0' диаграммы потенциала и тока в рельсах имеют вид кривых рис. 7.8. Аналогично строятся диаграммы для нагрузки в точке 0, конечно, с учетом знака нагрузки.

Пользуясь формулами (7.21) и (7.22), легко составить расчетные уравнения для рассматриваемой схемы (см. рис. 7.2). Потенциал и ток в рельсах слева от

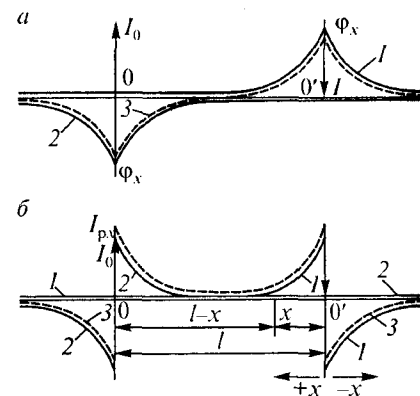


Рис. 7.9. Диаграмма изменения потенциала рельсов (а) и тока в них (б) по длине участка с одной подстанцией и одной сосредоточенной нагрузкой

нагрузки I (см. рис. 7.7) могут быть определены следующими выражениями:

$$\varphi = \frac{1}{2} R_B I e^{-\alpha x}; \quad (7.24)$$

$$I_{px} = \frac{1}{2} I e^{-\alpha x}. \quad (7.25)$$

Обозначая абсциссы точек от начала 0 через $l - x$, напомним выражения потенциала и тока в той же точке рельсов, но справа от нагрузки I_0 :

$$\varphi_{l-x} = \frac{1}{2} R_B I_0 e^{-\alpha(l-x)}; \quad (7.26)$$

$$I_{p l-x} = -\frac{1}{2} I_0 e^{-\alpha(l-x)}. \quad (7.27)$$

Заменив в формулах (7.26) и (7.27) $I_0 = -I$, сложим соответственно правые части выражений (7.24), (7.26) и (7.25), (7.27). Тогда получим суммарные значения потенциалов и токов в рельсах:

$$\varphi_x = \frac{1}{2} R_B I [e^{-\alpha x} - e^{-\alpha(l-x)}], \quad (7.28)$$

$$I_{px} = \frac{1}{2} I [e^{-\alpha x} + e^{-\alpha(l-x)}]. \quad (7.29)$$

Последние две формулы можно представить также в виде

$$\varphi_x = R_B I e^{-\alpha l/2} \operatorname{sh} \alpha(l/2 - x), \quad (7.30)$$

$$I_{px} = I e^{-\alpha l/2} \operatorname{ch} \alpha(l/2 - x). \quad (7.31)$$

Диаграммы, построенные на рис. 7.9, соответствуют этим выражениям.

Используя формулу (7.28), можно найти эквивалентное сопротивление рельсового пути R_p с учетом утечки тока в землю: $R_p = (\varphi_0 - \varphi_1)/I$. Здесь φ_0 и φ_1 — потенциалы соответственно в точках 0' и 0, значения которых следует взять по формуле (7.28). Тогда получим

$$R_p = \frac{1}{2} R_B \left[(1 - e^{-\alpha l}) - (e^{-\alpha l} - 1) \right];$$

$$R_p = R_B (1 - e^{-\alpha l}). \quad (7.32)$$

Характер зависимости $R_p(l)$ показан на рис. 7.10. Необходимо помнить, что приведенные формулы справедливы в тех случаях, когда протяженность рельсового пути может быть принята по обе стороны от нагрузок бесконечной. При нагрузке, бесконечно удаленной от подстанции, эквивалентное сопротивление рельсового пути

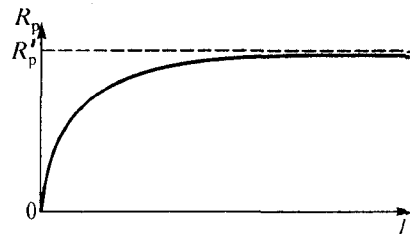


Рис. 7.10. Зависимость сопротивления рельсов от длины участка

$$R_p^0 = R_B = \sqrt{r_p r_{\Pi}}. \quad (7.33)$$

Практически при расстояниях от нагрузки до подстанции 12—20 км R_p незначительно отличается от R_p^0 [1].

На рис. 7.11 представлены диаграммы изменения потенциалов рельсов и тока в них по длине участка с одной сосредоточенной нагрузкой для разных случаев.

7.3. Потенциалы и токи в рельсах на участках переменного тока

Все изложенное в разд. 7.2 о протекании тока по рельсам на дорогах постоянного тока в большей мере относится и к линиям переменного тока. Здесь также могут рассматриваться схемы с сосредоточенными нагрузками и схемы с равномерно распределенной нагрузкой. Но имеется различие в явлении протекания тока по рельсам на участках переменного тока. Объясняется оно присутствием электромагнитной связи между отдельными контурами, составляющими тяговую сеть.

Рассмотрим самую простую схему питания (рис. 7.12). Ток в контактной подвеске I равен сумме всех токов в рельсах и земле, условно нами обозначенных $I_1, I_2, I_3, I_4 \dots$. Таким образом, тяговая сеть как бы представляет собой ряд наложенных друг на друга контуров: контур тока I_1 , контур тока I_2 и т. д. При этом одна часть цепи для всех контуров является общей и состоит из подстанции, контактной сети и электровоза. Вторая часть цепи для каждо-

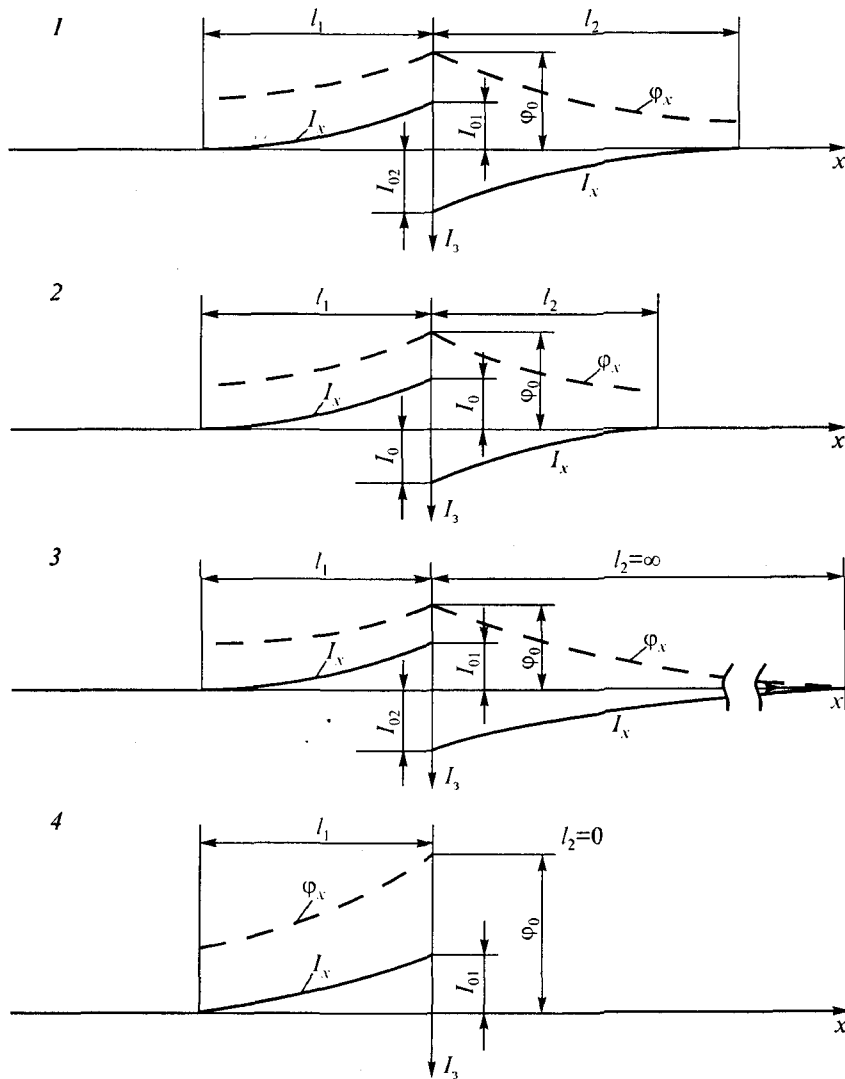


Рис. 7.11. Диаграммы изменения потенциалов рельсов (штриховые линии) и тока в них (сплошные линии) по длине участка с одной сосредоточенной нагрузкой (см. табл. 7.1) (начало)

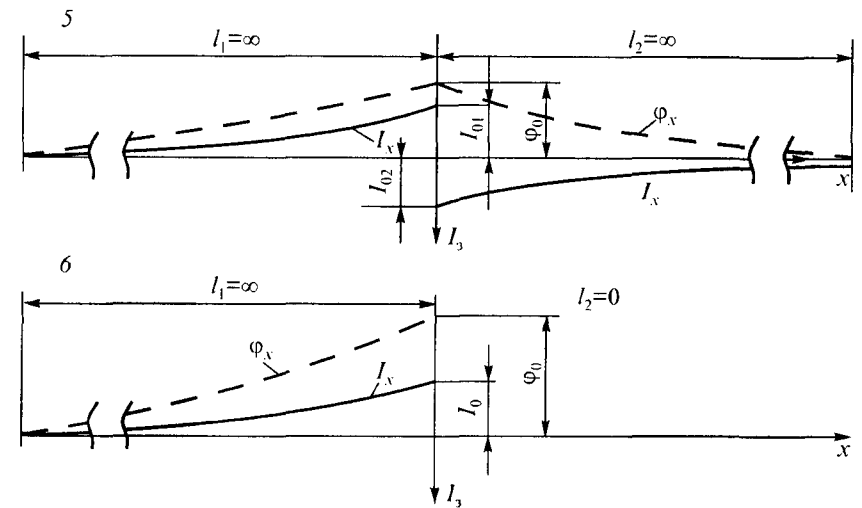


Рис. 7.11. Диаграммы изменения потенциалов рельсов (штриховые линии) и тока в них (сплошные линии) по длине участка с одной сосредоточенной нагрузкой (см. табл. 7.1) (окончание)

го контура своя. Она состоит из некоторой длины рельса (например, для нити тока I_2 — длина a), переходного сопротивления «рельс—грунт» и сопротивления соответствующей части земли.

Известно, что любые линии переменного тока обладают как активным, так и индуктивным сопротивлением. Индуктивное сопротивление состоит из внутреннего и внешнего индуктивных сопротивлений. Последнее зависит от размера контуров. Чем больше расстояние между токами «прямым» (в контактной подвеске) и «обратным» (в нашем случае в земле), тем больше индуктивность этого контура. Следовательно, составляю-

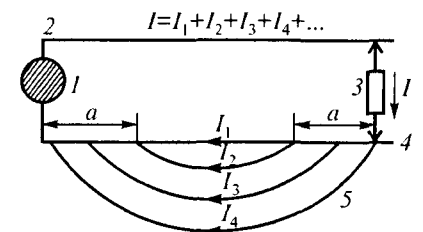


Рис. 7.12. Схема протекания токов на линии с однофазной нагрузкой: 1 — тяговая подстанция; 2 — контактная подвеска; 3 — нагрузка (электровоз); 4 — рельсы; 5 — земля

щая тока I_1 определяет меньшую индуктивность, чем I_2 , и т. д. (см. рис. 7.12).

Так как эти контуры имеют различную индуктивность, то и токи I_1, I_2, I_3, \dots будут сдвинуты по фазе друг относительно друга. По той же причине плотность тока в земле падает с удалением от поверхности земли и тем скорее, чем выше его частота. Например, ток линии при частоте 50 Гц, проходя по земле, распространяется в ней в стороны и в глубину на несколько километров, а токи звуковой частоты — только на несколько сот метров.

Таким образом, при увеличении частоты тока глубина протекания токов уменьшается, следовательно, с увеличением частоты тока растет сопротивление земли. При протекании по земле постоянного тока он охватывает большую глубину и ширину земли (в несколько километров), поэтому сопротивление земли здесь не играет существенной роли (выше в расчетах им пренебрегали). При протекании же переменного тока сопротивление земли, как отмечалось, увеличивается. Зависимость сопротивления земли (как «обратного» провода) от частоты тока [1]:

Частота тока, Гц	25	50	150	500	5000
Переходное сопротивление «рельс—земля», Ом·км	0,025	0,05	0,15	0,5	5,0

При увеличении удельного сопротивления земли растет падение напряжения в ней и падает плотность тока и, следовательно, одновременно увеличивается глубина и ширина области протекания токов. В свою очередь увеличение этой зоны протекания токов приводит к увеличению индуктивности контура «провод—земля».

Если линия контактной сети переменного тока идет по кривой или даже делает петлю, обратный ток в земле следует по той же кривой, т. е. не идет по наиболее короткому пути. Это объясняется тем, что ток в земле вследствие магнитного взаимодействия подтягивается к проводу и держится вблизи него на расстояниях, как это было отмечено, зависящих от частоты тока. Это положение особенно интересно при расчетах всякого рода сложных узлов. Оно указывает на то, что схему распределения токов в земле можно считать аналогичной схеме соединения проводов различных линий, сходящихся в данной точке.

Присутствие рельсов на поверхности земли дополнительно усложняет картину. Рельсы на всем протяжении соединены через переходные сопротивления с верхним слоем земли, где ток имеет наибольшую плотность. Наличие рельсов как бы изменяет сопротивление верхнего слоя земли, а отсюда и сопротивление всех контуров, в которых наводится эдс. Ток, протекающий в этих условиях по рельсам, зависит от переходного сопротивления «рельсы—грунт» и от сопротивления самих рельсов. Последнее же в свою очередь зависит от тока в рельсах (как во всяком массивном стальном проводнике). Так как ток в рельсах падает по мере приближения к середине участка (см. рис. 7.12), то и сопротивление рельсов по его длине изменяется.

Все эти соображения показывают, сколь сложна картина распределения токов между рельсами и землей. Если же учесть, что в действительности имеется не одна нагрузка, а несколько, и питаются они от ряда подстанций, да к тому же нагрузки непрерывно перемещаются и число их изменяется, то легко объяснить, почему для решения поставленной задачи приходится прибегать к различным упрощениям.

Если все токи в земле заменить одним эквивалентным током, то в схеме одностороннего питания одной нагрузки (рис. 7.13) можно рассматривать три отдельные составляющие тока, протекающие по трем контурам: 1) «контактная сеть—рельс» $I_{кр}$ (штриховые стрелки); 2) «контактная сеть—земля» $I_{кз}$ (сплошные стрелки); 3) «рельсы—земля» $I_{рз}$ (штрихпунктирные стрелки).

Таким образом, ток в рельсах получается как геометрическая сумма двух составляющих: ток контура 2) (назовем его условно «тяговой» составляющей тока, которая является частью тока, потребляемого электровагоном) и ток контура 3) — «вихревой» составляющей.

При протекании тока по рельсам на участках постоянного тока и расстояниях между

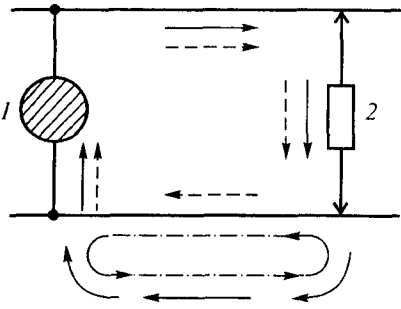


Рис. 7.13. Схема токораспределения на участке однофазного тока: 1 — подстанция; 2 — нагрузка

подстанцией и нагрузкой 12—20 км на средней части участка ток в рельсах близок к нулю. При переменном токе тяговая составляющая тока в рельсах падает значительно быстрее, чем при постоянном, так как полное сопротивление рельсов много больше сопротивления постоянному току (особенно в зоне больших токов, т.е. около подстанций и потребителей). Кроме того, длина фидерных зон при переменном токе значительно больше. Таким образом, при достаточно большом расстоянии от нагрузки до подстанции в рельсах, за исключением небольших участков, прилегающих к подстанции и нагрузке, будет протекать только вихревой ток $\dot{I}_E = \dot{I}_{pz}$ (рис. 7.14, а), и в таком случае можно считать, что ток в рельсах пропорционален току в контактной сети. При этом для расчетов могут быть использованы коэффициент самоиндукции и взаимоиндукции, выведенные для линии бесконечно большой длины.

Рассмотрим векторную диаграмму рис. 7.14, б. Здесь ток контактной сети \dot{I}_{kc} вызывает в контуре “рельсы—земля” эдс взаимной индукции \dot{E}_{pz} . Эта эдс в свою очередь вызывает в земле вихревой ток \dot{I}_{pE} , уменьшая поток, пронизывающий контур “контактный провод—земля”.

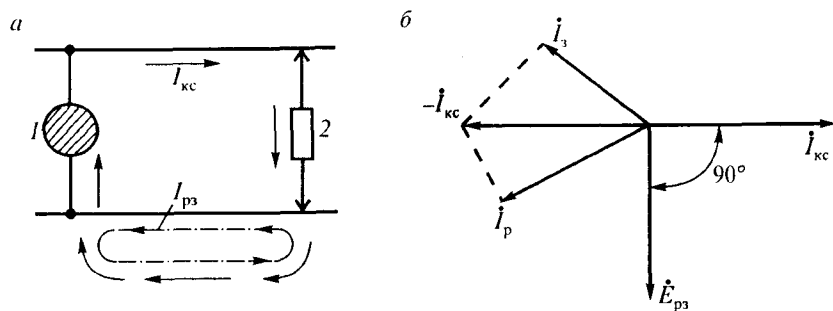


Рис. 7.14 Схема протекания токов (а) и векторная диаграмма (б) для случая большого расстояния от подстанции до нагрузки: 1 — подстанция; 2 — нагрузка

Вихревой ток приводит к увеличению плотности тока в поверхностных слоях и уменьшению в удаленных от поверхности слоях земли.

Поскольку часть вихревого тока отводится в рельсы и для этого тока контур “рельсы—земля” будет обладать большим индуктивным сопротивлением, то вектор тока в рельсах \dot{I}_p отклонится от \dot{E}_{pz} на большой угол. Суммарный же ток в рельсах и земле, естественно, остается равным \dot{I}_{kc} , а разность между токами \dot{I}_{kc} и $\dot{I}_{pz} = \dot{I}_E$ дает (см. рис. 7.14, б) эквивалентный ток в земле $\dot{I}_{эkv}$.

Если бы рассматривать такую векторную диаграмму для точки, расположенной вблизи подстанции или нагрузки (см. рис. 7.12), где в рельсах сохраняется некоторая часть тягового тока (обозначим ее \dot{I}_T), то сумма токов $\dot{I}_{pz} + \dot{I}_T$ должна была бы равняться $\dot{I}_{kc} - \dot{I}_T$. Везде ниже будем пренебрегать этой частью тока \dot{I}_T , полагая, что в рельсах есть только вихревой ток, т.е. будем рассматривать только контуры 2) и 3).

Для упрощения распределения тягового тока между рельсами и землей принимают, как и для постоянного тока, что сопротивление земли равно нулю. При этом распределение тока будет определяться сопротивлением рельсов и переходным сопротивлением от рельсов к земле. Последнее включает в себя сопротивление земли и принимается не зависящим от расположения нагрузок относительно подстанций.

В действительности при различном расположении нагрузок влияние сопротивления земли на переходное сопротивление будет различно. Но так как это влияние невелико, то для практических расчетов допущение независимости переходного сопротивления от расположения нагрузок на участке вполне оправдано.

Схема решения поставленной задачи аналогична рассмотренной в разд. 7.2 для постоянного тока. Различие в данном случае заключается в том, что ток, протекающий по контактной сети, наводит эдс в контуре “рельс—земля”.

Обозначим коэффициенты взаимоиндукции между контурами: “первый рельс—земля” и “контактный провод—земля”, “не-

сущий трос—земля” и “рельс—земля”, “первый (левый) рельс—земля” и “второй (правый) рельс—земля” соответственно через M_{p1k} , M_{tr} и M_{p12} .

Для однопутного участка ток в одном рельсе будет равен $0,5\dot{I}_p$. Поэтому эдс, наведенная в контуре “рельс—земля”, отнесенная к 1 км,

$$\dot{E}_{p3} = -j\omega(M_{p1k}\dot{I}_k + M_{tr}\dot{I}_t + 0,5M_{p12}\dot{I}_p). \quad (7.34)$$

Выражая ток в контактном проводе \dot{I}_k и в несущем тросе \dot{I}_t через ток в контактной сети \dot{I}_{kc} , получим

$$\dot{E}_{p3} = -\left[\frac{(z_{кр3}z_{тк} + z_{тр3}z_{кт})\dot{I}_{kc}}{z_{тк} + z_{кт}} + 0,5z_{p123}\dot{I}_p \right], \quad (7.35)$$

где $z_{кр3} = j\omega M_{p1k}$ — сопротивление взаимной индукции между контурами “контактный провод—земля” и “рельс—земля”;

$z_{тр3} = j\omega M_{tr}$ — сопротивление взаимной индукции между контурами “несущий трос—земля” и “рельс—земля”;

z_{p123} — сопротивление взаимной индукции между контурами “первый рельс—земля” и “второй рельс—земля”.

Обозначив, как и при постоянном токе, приращение тока на элементарном участке рельса dx через $d\dot{I}_{px}$, можно написать (рис.7.15)

$$d\dot{I}_{px} = -\frac{\dot{\phi}_x}{z_n} dx, \quad (7.36)$$

где $\dot{\phi}_x$ — потенциал рельса в точке с координатой x ;

z_n — переходное сопротивление для пути (двух рельсов).

Обозначив через $d\dot{\phi}_x$ приращение потенциала рельса и приняв за положительное на-

правление оси x и тока в рельсах указанные на рис. 7.15 направления слева направо от начала 0, можно написать

$$\begin{aligned} d\dot{\phi}_x &= -(z_{p3} \cdot 0,5\dot{I}_{px} + \dot{E}_{p3})dx, \\ d\dot{\phi}_x &= -(z_{эп3}\dot{I}_{px} + z_{кр}\dot{I}_{kc})dx. \end{aligned} \quad (7.37)$$

Эквивалентное сопротивление контура “рельсы—земля”

$$z_{эп3} = 0,5(z_{p3} + z_{p123}). \quad (7.38)$$

Эквивалентное сопротивление взаимной индукции контуров “контактная сеть—земля” и “рельс—земля”

$$z_{кр} = \frac{z_{кр3}z_{тк} + z_{тр3}z_{кт}}{z_{тк} + z_{кт}}. \quad (7.39)$$

Сопротивление рельсов зависит от протекающего по ним тока, т. е. не является постоянной величиной. Учет этого приводит к существенным осложнениям, поэтому обычно довольствуются приближенным решением, принимая $z_{эп3}$ постоянным и равным среднему его значению по длине пути.

В результате решения уравнений (7.36) и (7.37) получим выражения для потенциала и тока в рельсах:

$$\dot{\phi}_x = Ae^{\gamma x} + Be^{-\gamma x}; \quad (7.40)$$

$$\dot{I}_{px} = -\frac{1}{z_b} (Ae^{\gamma x} - Be^{-\gamma x}) - n\dot{I}_0, \quad (7.41)$$

где $\gamma = \sqrt{z_p/z_n}$; $z_b = \sqrt{z_p z_n}$ и $n = z_{кр}/z_p$.

Уравнения (7.40) и (7.41) являются общими. Из этих уравнений легко получить выражения для потенциала и тока в рельсах для участков постоянного тока, положив $z_n = r_n$, $z_p = r_p$ и $n = 0$ (так как $\omega = 0$).

Постоянные A и B , как обычно, определяются в зависимости от конкретных условий задачи. Следует отметить, что они являются комплексными величинами. При расположении на линии одной подстанции и одной нагрузки наиболее общей будет схема

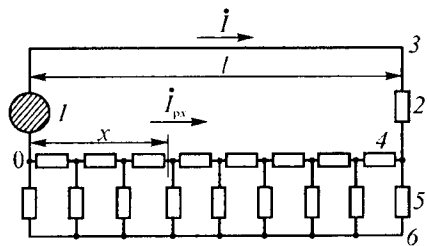


Рис. 7.15. Схема участка однофазного тока с одной подстанцией и одной нагрузкой: 1 — подстанция; 2 — электровоз; 3 — контактный провод; 4 — рельс; 5 — переходное сопротивление; 6 — земля

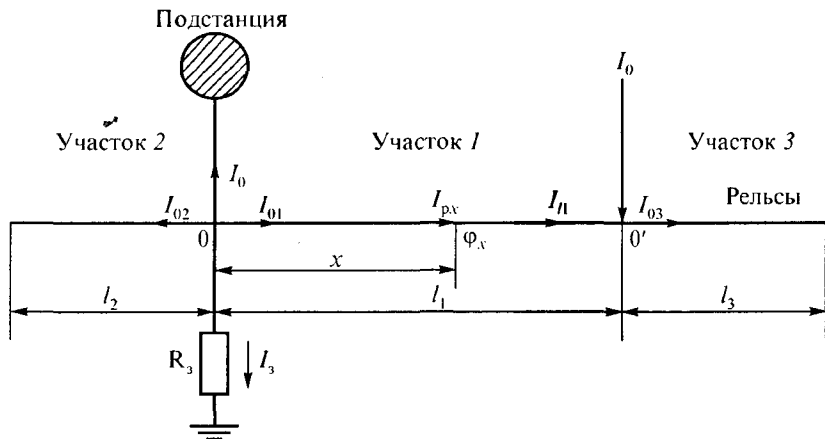


Рис. 7.16. К расчету участка однофазного тока при одной нагрузке и одной подстанции

рис. 7.16. Здесь участки 2 и 3 конечной длины l_2 и l_3 и точка 0 для большей общности выводов присоединена к специальному заземлению R_3 . Если такого заземления нет, то в соответствующих формулах надо положить $R_3 = \infty$. Постоянные для этого случая получаются громоздкими, но при необходимости их можно найти в [1]. Здесь ограничимся наиболее распространенным случаем, когда $l_2 = l_3 = \infty$. При этом постоянные A и B могут быть получены из следующих условий (рис. 7.16). Потенциалы на границах участка 1 φ_{01} и φ_{11} равны соответственно потенциалам на границах участков 2 и 3 φ_{02} и φ_{03} :

$$\varphi_{01} = \varphi_{02}, \quad (7.42)$$

$$\varphi_{11} = \varphi_{03}. \quad (7.43)$$

На крайних участках (2 и 3) тока в контактной сети, а следовательно, и эдс взаимной индукции в рельсах нет. Поэтому для них справедливы уравнения, выведенные для постоянного тока, если в них ввести то же значение z_B , что и в выражении (7.41). Учтя, что $l_2 = l_3 = \infty$ и, следовательно, $\text{cth } \gamma l_2 = \text{cth } \gamma l_3 = 1$, получим:

$$\varphi_{02} = I_{02} z_B; \quad (7.44)$$

$$\varphi_{03} = I_{03} z_B. \quad (7.45)$$

Далее, сумма токов в каждом из узлов 0 и 0' равна нулю (на рис. 7.16 показано направление токов в рельсах, принятое за положительное);

$$I_{01} + I_{02} + I_3 + I_0 = 0, \quad (7.46)$$

$$-I_{11} + I_{03} - I_0 = 0, \quad (7.47)$$

где I_{01} , I_{02} — токи в рельсах, притекающие к точке 0, соответственно на участках 1 и 2,

I_{11} , I_{03} — токи рельсов, утекающие от точки 0', соответственно на участках 1 и 3.

Ток, текущий через заземление R_3 подстанции, может быть выражен через потенциал отсасывающей линии:

$$I_3 = \dot{\varphi}_{01} / R_3. \quad (7.48)$$

Подставив в уравнения (7.42) — (7.48) выражения потенциалов и токов из уравнений (7.40) и (7.41) и решив их относительно A и B , получим

$$A = I_0 (1 - n) \frac{z_B}{2e^{\gamma l_1}}, \quad (7.49)$$

$$B = -I_{03} (1 - n) \frac{z_B}{2} \frac{2R_3 + z_B e^{-\gamma l_1}}{2R_3 + z_B}. \quad (7.50)$$

Подставив выражения (7.49) и (7.50) в уравнения (7.40) и (7.41), получим формулы для определения соответственно потенциала и тока в рельсах:

$$\dot{\varphi}_x = -I_0 (1 - n) \frac{z_B}{2} \left[e^{-\gamma x} \frac{2R_3 + z_B e^{-\gamma l_1}}{2R_3 + z_B} - e^{-\gamma(l_1 - x)} \right], \quad (7.51)$$

$$I_{px} = -\frac{I_0 (1 - n)}{2} \left[e^{-\gamma x} \frac{2R_3 + z_B e^{-\gamma l_1}}{2R_3 + z_B} + e^{-\gamma(l_1 - x)} \right] - n I_0. \quad (7.52)$$

Аналогичным образом могут быть выведены расчетные формулы для других исходных условий. Вывод их можно найти в литературе (в [1] приведены для справок лишь формулы в конечном виде).

7.4. Гальваническое влияние электрических железных дорог на подземные сооружения

При выводе законов распределения потенциалов и токов в рельсах было принято сопротивление земли равным нулю, что позволило, не внося в решение задачи заметной погрешности, значительно упростить ее выкладки и полученные формулы. Но при переходе к рассмотрению распределения потенциалов и токов в подземных сооружениях это допущение вообще исключает возможность решения задачи.

Действительно, если считать, что сопротивление земли равно нулю, а сопротивление подземного сооружения и сопротивление переходного слоя от земли к подземному сооружению имеет конечное значение, то ток по подземному сооружению не потечет, и никакой разницы потенциалов не будет.

Поэтому обычно для упрощения рассматриваемую задачу решают в два приема: распределение потенциалов и тока в рельсах устанавливают, исходя из принятой предпосылки, что сопротивление земли равно нулю, а затем, исходя из полученной, как бы заданной, картины распределения потенциалов и тока в рельсах, определяют распределение потенциалов и токов в земле и подземных сооружениях. При решении задачи принимают, что сопротивление земли имеет конечное значение, а полученные выше значения потенциалов считают относящимися к бесконечно удаленной точке земли. Эта задача рядом авторов [1, 51] решена аналитически. Здесь же ограничимся рассмотрением только физической картины распределения потенциалов и токов в земле и подземных сооружениях. Некоторым оправданием этого является то, что при достаточной сложности выкладок конечные решения не могут дать исчерпывающей точности, так как зависят от ряда исходных данных (переходных сопротивлений, сопротивления земли и т. п.), которые в свою очередь изменяются по времени (в зависимости от температуры, влажности) и по длине (в зависимости от профиля местности, состава грунта и т. п.).

В условиях эксплуатации при рассмотрении вопросов распределения токов и напряжений в сооружениях необходимо иметь ясное физическое представление, позволяющее правильно поста-

вить ряд контрольных измерений, по существу и решающих вопрос о защитах, какие надлежит принять в том или ином случае для обеспечения нормальной работы подземных сооружений.

Рассмотрим характер распределения потенциалов и тока в подземном сооружении для двух схем, на основе которых можно делать заключения и для различных случаев. Первая схема, когда на участке неограниченной длины расположена одна тяговая подстанция и одна нагрузка (рис. 7.17), и вторая, когда на участке также неограниченной длины подстанции расположены на равных расстояниях, и вся линия загружена равномерно распределенной нагрузкой (рис. 7.18). В обоих случаях будем считать, что контактная сеть имеет положительную полярность, рельсы — отрицательную; вдоль линии железной дороги лежит подземное сооружение (трубопровод или кабель, один или несколько, см. рис. 7.17). Для первого случая (см. рис. 7.17, а) потенциал рельсов $\varphi_{рх}$ и ток в рельсах $I_{рх}$ показаны на рис. 7.17, б и 7.17, в. Ток в земле $I_{зх}$ может быть получен как разность между током нагрузки и током в рельсах (рис. 7.17, г). Если вычесть из потенциала рельсов падение напряжения в переходном сопротивлении “рельсы — земля” $\Delta u_{рзх}$, то получим диаграмму потенциала верхнего слоя земли $\varphi_{з1х}$ относительно бесконечно удаленной точки земли

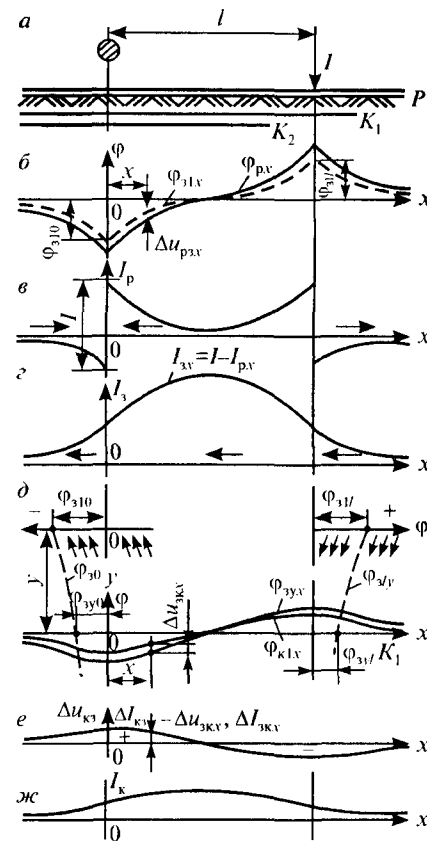


Рис. 7.17. Кривые распределения потенциалов и токов в рельсах, земле и подземных сооружениях при одной подстанции и одной нагрузке

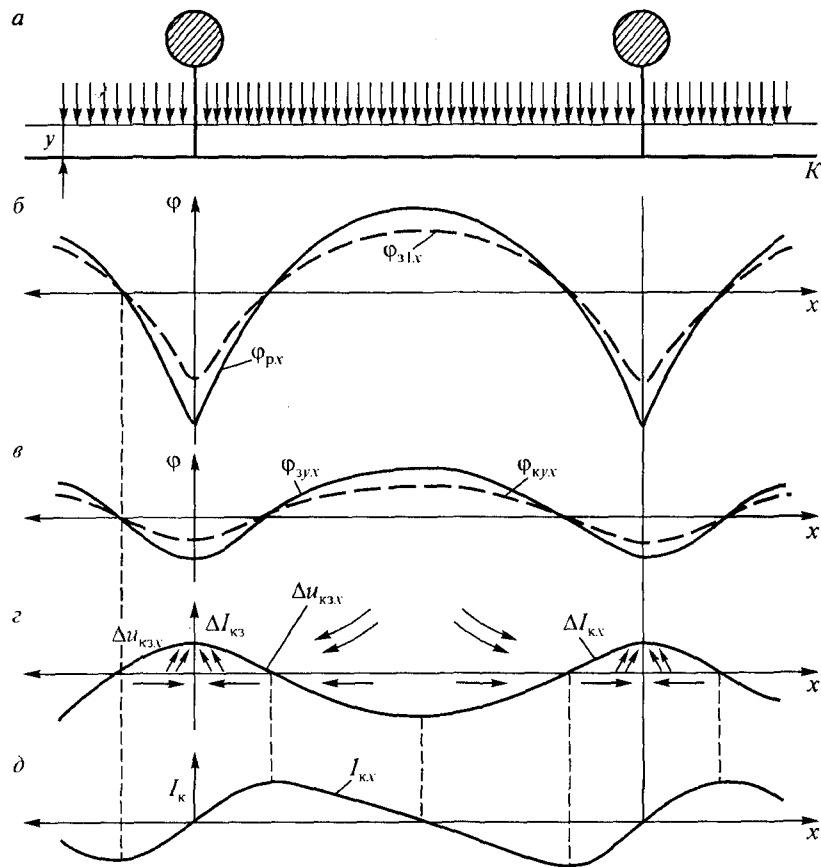


Рис. 7.18. Кривые распределения потенциалов и токов в рельсах, земле и подземных сооружениях при равномерно распределенной нагрузке

(штриховая линия на рис. 7.17, б); в точке расположения подстанции и нагрузки линия этого потенциала не имеет излома, так как здесь нет сосредоточенной нагрузки, как на рельсах.

На рис. 7.17, д штриховой линией показан характер изменения потенциалов земли в ее поперечных сечениях, проходящих через подстанцию $\varphi_{30}(y)$ и нагрузку $\varphi_3(y)$. На глубине y , где расположен кабель K_1 (или трубопровод), этот потенциал получает значения

φ_{3y0} и φ_{3yb} и распределение потенциала земли на этом расстоянии φ_{3yx} имеет вид, показанный сплошной линией. Если из ординат этой кривой вычесть потери напряжения в переходном слое “земля — кабель” $\Delta u_{3кх}$, то получим диаграмму распределения потенциалов оболочки кабеля (относительно бесконечно удаленной земли) $\varphi_{к1х}$ по длине кабеля (рис. 7.17, д). Обратная величина $\Delta u_{3кх}$, т.е. разность потенциалов между оболочкой кабеля и прилегающим слоем земли $\Delta u_{кзх} = -\Delta u_{3кх}$, показана на рис. 7.17, е, соответствующая диаграмма тока $I_{кх}$ в подземном сооружении приведена на рис. 7.17, ж (она же является и диаграммой плотности утечки тока $\Delta I_{3кх}$ в своем масштабе). Из рисунков видно, что зона входа тока в оболочку кабеля (катодная зона) лежит около нагрузки, а зона выхода тока из оболочки кабеля (анодная зона) — около подстанции. Как и во всех других случаях, диаграмма распределения потенциала или разности потенциалов одновременно в другом масштабе является и диаграммой плотности утечки тока.

Для второй схемы с равномерно распределенной нагрузкой (рис. 7.18, а) диаграмма распределения потенциалов рельсов $\varphi_{рх}$ и верхнего слоя земли $\varphi_{з1х}$ дана на рис. 7.18, б; диаграмма распределения потенциала земли $\varphi_{зух}$ и кабеля $\varphi_{кух}$ на глубине y дана на рис. 7.18, в. Диаграмма разности потенциалов кабеля — земли дана на рис. 7.18, г, она же, как и на предыдущем рис. 7.17, в другом масштабе показывает изменение тока утечки с поверхности кабеля. На рис. 7.18, д показана диаграмма изменения тока $I_{кх}$ по длине кабеля.

Дороги постоянного тока могут работать и при обратной полярности проводов и рельсов (минус в контактной сети). В начальный период электрификации в РФ были линии той и иной полярности, но в последующем была повсеместно принята полярность, показанная на рис. 7.17, 7.18. Наибольшее удельное значение ответвляющихся или возвращающихся токов (плотность токов утечки) будет в точках максимального потенциала рельсов или подземных сооружений. Эти значения будут меньше для точек, расположенных ближе к нулевой точке, в которой они будут равны нулю. Максимальное значение блуждающих токов или токов в подземных сооружениях будет в сечении, проходящем через точку с нулевым потенциалом, и оно будет постепенно уменьшаться при пе-

переходе к точкам, которые расположены ближе к концам участка. Анодные зоны подземных сооружений расположены против катодных зон рельсового пути и наоборот.

Для выявления коррозионных повреждений сооружений необходимо знать зоны входа и выхода блуждающих токов, как уже выше отмечено, называемые соответственно *катодными* и *анодными* зонами. В результате непосредственного действия блуждающих токов коррозия происходит в анодных зонах, т.е. в местах выхода из сооружения. Однако при защите подземных сооружений от блуждающих токов приходится считаться и с катодными зонами, в которых при щелочных грунтах под влиянием блуждающих токов концентрируются едкие щелочи, разрушающие сооружения в результате химических процессов. В зонах нулевого потенциала (которые являются нейтральными в отношении утечки тока) токи, протекающие по самому сооружению, достигают наибольшего значения и могут представлять опасность по своему тепловому действию и вызывать коррозионные повреждения в местах расположения стыков, муфт и т. п. При повышенном сопротивлении таких стыков ток, обходя последние, перетекает из одной секции подземного сооружения в другую. В местах выхода тока сооружение подвергается электрокоррозии.

На электрифицированных дорогах размеры отдельных опасных в отношении коррозии зон, а часто и их места все время изменяются. В точке приложения нагрузки всегда образуется зона ответвления или протекания (в зависимости от полярности контактной сети) блуждающих токов. Таким образом, одна из зон всегда перемещается вдоль трассы линии. Для полярности, принятой на железных дорогах РФ, на подземном сооружении катодная зона располагается в месте нахождения нагрузки, а анодная — около подстанции.

Значения блуждающих токов, так же как и распределение зон их протекания, зависят от ряда причин: состояния рельсовой сети, железнодорожного полотна, проводимости грунта, расположения и характера подземных сооружений, графика движения поездов и пр. В связи с этим теоретические расчеты дают результаты только первого приближения. На их основе выбирают средства защиты первой очереди, в необходимости которых не возникает сомнений. Окончательное же решение выбора защитных

мероприятий второй очереди делают на основании выполненных на линии измерений после ее пуска. Согласно Инструкции по защите железнодорожных сооружений от коррозии блуждающими токами принимают специальные меры защиты этих сооружений, расположенных в анодных и знакопеременных зонах. При изменении размеров движения, веса поездов, схем питания, средств регулирования напряжения может стать другим распределение потенциалов и вызвать необходимость применения других защитных мероприятий.

Весьма существенным обстоятельством, определяющим долговечность сооружения, является неравномерность переходного сопротивления (подземное сооружение—земля) по длине подземного сооружения и отсюда — неравномерность утечки с его поверхности. Именно поэтому подземные сооружения всегда разрушаются не равномерно по всей поверхности, а в результате появления отдельных очагов усиленной коррозии. При этом токи утечки в отдельных местах могут в десятки раз превосходить токи утечки, которые были при равномерном распределении переходного сопротивления.

7.5. Гальваническое влияние электрифицированных железных дорог постоянного тока на однопроводные цепи

Линии переменного тока несимметричных систем оказывают на однопроводные цепи как электромагнитное, так и гальваническое влияние.

Об электромагнитном влиянии линий переменного тока на однопроводные цепи подробно изложено выше (гл. 2, 5 и 6). В данном разделе рассматриваются вопросы, относящиеся к гальваническому влиянию на однопроводные цепи линий постоянного тока.

Как уже отмечалось выше, электрифицированные железные дороги постоянного тока являются электрическими системами, у которых обратный ток возвращается частично по рельсам и частично по земле, причем величины токов в рельсах и в земле не остаются постоянными на всей длине между тяговыми подстанциями и электровозами.

Очевидно, на перегоне между двумя тяговыми подстанциями с одним электровозом максимальный ток в рельсах будет в местах соприкосновения колес электровоза с рельсами и около тяговых подстанций вблизи отсасывающих фидеров. Минимальная величина тока в рельсах будет ближе к середине между тяговыми подстанциями. Крутизна кривой спада и возрастания тока в рельсах зависит от переходного сопротивления между рельсами и землей, а также от состояния стыковых соединений. Токи в земле (блуждающие токи), ответвляющиеся от рельсов, постепенно, по мере удаления от электровоза, увеличиваются (см. разд. 7.1—7.4).

В различных точках земли около рельсов плотность блуждающих токов будет различной. При этом в одной и той же точке земли плотность тока может меняться в зависимости от движения электровоза не только по величине, но и по знаку.

Так как земля имеет значительное удельное сопротивление, изменяющееся в зависимости от грунтов, входящих в ее состав, от 2 до 10^4 Ом·м (и более), то при прохождении по данному участку земли блуждающих токов разные точки земли на этом участке будут обладать различными потенциалами.

Если оба заземления однопроводной цепи или хотя бы одно из них будет расположено в зоне прохождения блуждающих токов, то под действием разности потенциалов земли в проводах возникают токи. Эти токи являются посторонними, оказывающими мешающее действие, и называются *токи помех от гальванического влияния*.

При определении величины мешающих токов необходимо иметь в виду два различных случая расположения заземлений однопроводной цепи:

1) однопроводная цепь расположена вдоль электрифицированного участка ж.д., и оба заземления или обе оконечные станции находятся в зоне распространения блуждающих токов;

2) однопроводная цепь расположена в перпендикулярном направлении к полотну электрифицированного участка ж. д. или она направлена в противоположную сторону от этого участка, причем только одно заземление или одна оконечная станция находится в зоне распространения блуждающих токов.

В первом случае величина и знак потенциала каждого заземления однопроводной цепи будут зависеть от графика движения элект-

тропоездов, от удельной проводимости земли, от способа питания контактной сети (двухстороннее или одностороннее) и от расположения заземлений цепи по отношению к полотну ж. д.

В проводе, соединяющем оба заземлителя, под действием разности потенциалов возникает уравнительный ток:

$$I_{\pi} = (U_1 - U_2) / Z_{\pi}, \quad (7.53)$$

где $Z_{\pi} = R_{\pi} l + 2R_{\text{ап}} + 2R_3$,

R_{π} — сопротивление постоянному току провода цепи длиной l км, Ом;

l — длина провода, км;

$R_{\text{ап}}$ — сопротивление постоянному току аппаратуры дистанционного питания;

R_3 — сопротивления рабочего заземления цепи дистанционного питания или телеграфной станции.

Так как потенциалы U_1 и U_2 могут иметь значения, изменяющиеся от $+U_{1\text{ max}}$ до $-U_{1\text{ max}}$ и от $+U_{2\text{ max}}$ до $-U_{2\text{ max}}$, то и разность потенциалов может принимать разные значения: $(-U_1 - U_2)$, $(+U_1 - U_2)$, $(-U_1 + U_2)$, $(U_1 + U_2)$, при этом абсолютные значения U_1 и U_2 при значительном расстоянии, например между телеграфными станциями, могут колебаться от 0 до U_{max} . Практически на величину потенциалов заземлений однопроводных цепей в основном влияют близлежащие тяговые подстанции. Следовательно, мешающие токи в однопроводной цепи могут иметь различную величину и менять свое направление. Для подтверждения сказанного проведены измерения [11], которые показали, что напряжение помех в однопроводных цепях вследствие гальванического влияния электрифицированных ж. д. может достигать 10—60 В при нормальной эксплуатации железной дороги и 100—150 В при отключении тяговой подстанции, ближайшей к той оконечной станции, в которую включена цепь дистанционного питания. Имея в виду, что в источниках тока телеграфной связи в зависимости от длины цепи связи применяются рабочие напряжения 40, 60, 80, 120 и 160 В, а величина напряжения в цепях дистанционного питания не превышает 250—300 В, указанные выше напряжения помех не могут быть допущены.

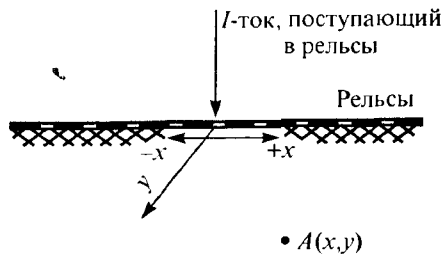


Рис. 7.19. К расчету потенциала в точке А земли, находящейся в зоне блуждающих токов

Потенциалы точек земли, создаваемые блуждающими токами электрифицированных железных дорог, можно определить теоретическим путем. Для бесконечно длинного рельсового пути и одиночной нагрузки, как это схематически показано на рис. 7.19, получено [4] следующее выражение потенциала $U(x, y)$ точки А земли с координатами x, y :

$$U(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \left(-\frac{di}{d\eta} \right) \frac{\rho}{2\pi\sqrt{(x-\eta)^2 + y^2}} d\eta, \quad (7.54)$$

где i — ток в рельсах, ρ — удельное сопротивление земли, η — текущая координата точки рельсового пути, $-\frac{di}{d\eta}$ — линейная плотность тока утечки с рельсового пути, определяемая из уравнения

$$-\frac{di}{d\eta}(x) = \frac{I\gamma}{2} e^{-\gamma x}, \quad (7.55)$$

γ — постоянная распространения тока вдоль рельсового пути.

Подставив уравнение (7.55) в уравнение (7.54), получим

$$U(x, y) = \frac{I\rho\gamma}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\gamma\eta}}{\sqrt{(x-\eta)^2 + y^2}} d\eta = \frac{I\rho\gamma}{4\pi} \left\{ \int_{-\infty}^0 \frac{e^{-\gamma\eta}}{\sqrt{(x-\eta)^2 + y^2}} d\eta + \int_0^{\infty} \frac{e^{-\gamma\eta}}{\sqrt{(x-\eta)^2 + y^2}} d\eta \right\}. \quad (7.56)$$

Выражение, стоящее в фигурных скобках, представляет собой специальную функцию, встречающуюся у ряда авторов [2, 3, 4]. Обозначим ее через $2\Omega(\gamma x, \gamma y)$. Такую функцию $\Omega(\gamma x, \gamma y)$ можно выразить в ином виде:

$$\Omega(\gamma x, \gamma y) = \frac{1}{2} \left\{ e^{-\gamma x} \int_{-\gamma x}^{\infty} \frac{e^{-\tau}}{\sqrt{\tau^2 + (\gamma y)^2}} d\tau + e^{\gamma x} \int_{\gamma x}^{\infty} \frac{e^{-\tau}}{\sqrt{\tau^2 + (\gamma y)^2}} d\tau \right\}, \quad (7.57)$$

где

$$\begin{aligned} \int_{-\gamma x}^{\infty} \frac{e^{-\tau}}{\sqrt{\tau^2 + (\gamma y)^2}} d\tau &= \Phi(\gamma v, \gamma y) = \Phi(u, v) = \\ &= J_0(v) \ln \frac{v}{\sqrt{u^2 + v^2} - u} - \frac{\pi}{2} Y_0(v) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} A_n; \\ A_0 &= 0, \quad A_1 = \sqrt{u^2 + v^2}, \\ A_n &= \frac{1}{n} [\sqrt{u^2 + v^2} \cdot u^{n-1} - (n-1)v^2 A_{n-2}]; \end{aligned}$$

J_0 — функция Бесселя первого рода нулевого порядка;

Y_0 — функция Неймана [4].

Функция $\Omega(u, v)$ является четной, положительной и при всех конечных значениях аргумента имеет конечное значение. При $v \rightarrow \infty$ и конечном u , а также при $u \rightarrow \infty$ и конечном v функция $\Omega(u, v) \rightarrow 0$. При $v \rightarrow 0$ и любом u $\Omega(u, v) \rightarrow \infty$.

Во всех точках, кроме точек при $v \rightarrow 0$, функция является непрерывной.

При фиксированном конечном значении v значение функции $\Omega(u, v)$ является максимальным при $u = 0$, во всех остальных точках функция $\Omega(u, v)$ непрерывно убывает.

При больших значениях аргумента v и конечном аргументе u

$$\Omega(u, v) \rightarrow 2/v,$$

а при больших значениях аргумента u и конечном аргументе v

$$\Omega(u, v) \rightarrow 2/v.$$

При $u \geq 10$

$$\Omega(u, v) \approx \frac{2}{u} \left(1 + \frac{2!}{u^2} + \frac{4!}{u^4} + \dots \right).$$

При $u = 0$

$$\Omega(0, v) = \frac{\pi}{2} [S_0(v) - Y_0(v)]$$

где S_0 — функция Струве [4].

При $v \leq 0,02$ $\Omega(0, v) = K_0(v)$,

где $K_0(v)$ — функция Бесселя второго рода нулевого порядка [4].

Таким образом,

$$U(x, y) = \frac{I\rho\gamma}{2\pi} \Omega(\gamma x, \gamma y), \text{ В.} \quad (7.58)$$

Максимальный потенциал возникает при $x = 0$, так что

$$U_{\max} = U(0, y) = \frac{I\rho\gamma}{2\pi} \Omega(0, \gamma y), \text{ В.}$$

Входящая в формулу (7.57) постоянная распространения

$$\gamma = \sqrt{r/R_{\text{пер}}},$$

где r — продольное сопротивление рельсового пути, Ом/м,

$R_{\text{пер}}$ — переходное сопротивление между рельсами и землей, Ом·м.

Заменяя рельсы эквивалентным цилиндром, переходное сопротивление между рельсами и землей можно найти [4] из выражения

$$R_{\text{пер}} = R_{\text{из}} \frac{\rho}{\pi} \ln \frac{1,12}{\gamma a}, \text{ Ом·м,} \quad (7.59)$$

где $R_{\text{из}}$ — сопротивление изолирующего (балластного) слоя на полотне железной дороги, Ом·м;

a — эквивалентный радиус рельсового пути, м.

Если шпалы рассматривать как электроды, с которых ток стекает в землю, то рельсовый путь можно представить в виде сплошной полосы шириной, равной ширине верхнего строения пути

железной дороги. Эквивалентный радиус такой пластины [2,4] равен $\frac{1}{4}$ ее ширины, т. е.

$$a = \frac{1}{4} b,$$

где b — ширина верхнего строения железнодорожного пути.

Для однопутной железной дороги $a = 1$ м, для двухпутной железной дороги $a = 2$ м. Формула (7.59) получена в предположении, что обратный полюс источника тока находится в бесконечности. В применении к рельсовым путям эта формула дает решение для случая одной нагрузки (электровоза), расположенной далеко от тяговых подстанций, причем предполагается, что контактный провод подключен к плюсу источника тока. Та же формула дает решение и для случая тяговой подстанции в предположении, что электровозы находятся от нее на большом расстоянии и что контактный провод подключен к минусу источника тока. В соответствии с этим для учета действия обратного полюса источника тока, т. е. тяговой подстанции или электровозов, можно воспользоваться методом суперпозиции.

Для случая одной тяговой подстанции и одного электровоза, при расстоянии между ними, равном l , результирующий потенциал $U'(x, y)$ точки земли будет определяться из выражения

$$U'(x, y) = U(x, y) - U(|l - x|, y)$$

$$\text{или} \quad U'(x, y) = \frac{I\rho\gamma}{2\pi} [\Omega(\gamma x, \gamma y) - \Omega(\gamma |l - x|, \gamma y)] \text{ В.}$$

Для случая фиксированного расположения на участке двух электровозов результирующее напряжение

$$U'(x, y) = \frac{I\rho\gamma}{2\pi} [\Omega(\gamma x, \gamma y) - \Omega(\gamma |l_1 - x|, \gamma y) - \Omega(\gamma |l_2 - x|, \gamma y)], \text{ В,} \quad (7.60)$$

где l_1 — расстояние между тяговой подстанцией и первым электровозом,

l_2 — расстояние между тяговой подстанцией и вторым электровозом.

Аналогичным образом можно определить потенциал рассматриваемой точки земли при любом количестве электровозов на уча-

стке. По мере движения электровозов потенциалы точек земли будут изменяться вследствие изменения расстояния между электровозами и тяговой подстанцией.

Очевидно, что с точки зрения защиты от помех в однопроводной цепи необходимо учитывать максимально возможную разность потенциалов между точками земли, в которых расположены заземления телеграфной цепи или цепи дистанционного питания.

Эта максимально возможная разность потенциалов будет зависеть, как указано выше, прежде всего от места расположения заземлений по отношению к полотну электрифицированной железной дороги. Рассмотрим несколько типичных случаев.

1. Однопроводная цепь воздушной или кабельной линии пересекает электрифицированную ж. д. около тяговой подстанции, причем одно из заземлений цепи расположено вблизи полотна ж. д. В этом случае потенциал точки расположения второго заземления практически можно принять равным нулю, а максимальный потенциал точки расположения первого заземления может быть определен по формуле (7.58).

Тогда

$$\Delta U = \frac{I_{\max п} \rho \gamma}{2\pi} \Omega(\gamma x, \gamma y), \text{ В}, \quad (7.61)$$

где $I_{\max п}$ — максимальный ток тяговой подстанции.

2. Однопроводная цепь воздушной или кабельной линии пересекает электрифицированную ж. д. в середине между тяговыми подстанциями, причем одно из заземлений расположено вблизи полотна ж. д. В этом случае максимальный потенциал первого заземления обусловлен токами нагрузки от проходящих мимо электровозов и также может быть определен по формуле (7.58) с учетом действия токов соседних электровозов. Потенциал второго заземления можно принять равным нулю. Тогда

$$\Delta U = \frac{I_{эл} \rho \gamma}{2\pi} \sum_{k=1}^n \Omega(\gamma |x_k|, \gamma y), \text{ В}, \quad (7.62)$$

где $I_{эл}$ — максимальный ток, потребляемый электровозом,

x_k — расстояния по оси x от первого заземления до мест расположения электровозов,

n — количество электровозов на рассматриваемом участке между тяговыми подстанциями.

Расстояния x_k берутся, исходя из расписания движения электропоездов.

3. Однопроводная цепь воздушной или кабельной линии проложена параллельно электрифицированной ж. д., причем первое заземление расположено против тяговой подстанции, расстояние между заземлениями однопроводной цепи равно половине расстояния между тяговыми подстанциями.

В этом случае потенциал, создаваемый в точке расположения первого заземления, будет обратным по знаку по отношению к потенциалу, создаваемому токами нагрузки электровозов в точке расположения второго заземления. С некоторым приближением можно считать, что ток нагрузки тяговой подстанции равен суммарному току нагрузки, потребляемому электровозами, находящимися вблизи второго заземления. Тогда разность потенциалов, возникающая в однопроводной цепи, будет равна удвоенному потенциалу, создаваемому в точке расположения первого заземления, т. е.

$$\Delta U = \frac{I_{\max п} \rho \gamma}{\pi} \Omega(\gamma x, \gamma y), \text{ В}. \quad (7.63)$$

Рассматриваемый случай является наихудшим в отношении помех в однопроводной цепи.

4. Однопроводная цепь воздушной или кабельной линий расположена параллельно электрифицированной ж. д., причем оба заземления цепи дистанционного питания расположены против соседних тяговых подстанций. В этом случае разность потенциалов, возникающая между заземлениями, будет определяться в каждый данный момент разностью токов нагрузки тяговых подстанций. Учитывая, что в некоторые моменты времени одна из тяговых подстанций может быть нагружена полностью, а другая совсем не нагружена, разность потенциалов при расчетах следует определять по формуле (7.58) для этого наихудшего случая.

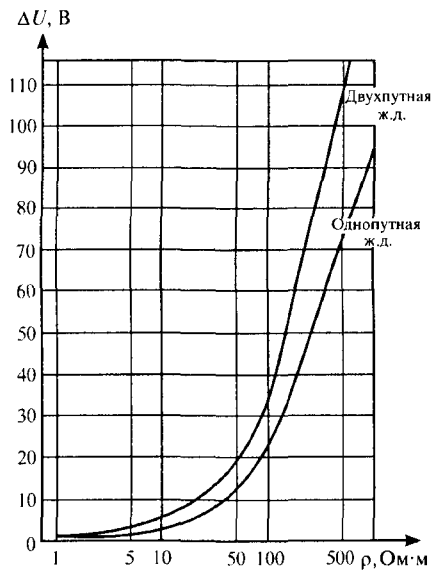


Рис. 7.20. Кривые зависимости разности потенциалов (ΔU) между заземлениями однопроводной цепи от удельного сопротивления земли (ρ) для случая, когда одно заземление расположено вблизи электрифицированной ж.д. около тяговой подстанции, а другое — вне зоны блуждающих токов

Рассмотрим возникающие разности потенциалов между заземлениями однопроводных цепей. На рис. 7.20 показана зависимость разности потенциалов ΔU между заземлениями однопроводной цепи от удельного сопротивления земли для случая, когда одно из заземлений расположено вблизи полотна электрифицированной ж.д. постоянного тока около тяговой подстанции, а другое заземление — вне зоны распространения блуждающих токов.

Расчет произведен для однопутной и двухпутной железных дорог и тока нагрузки тяговой подстанции соответственно 1500 и 3000 А. Расстояние между первым заземлением однопроводной цепи и рельсами электрифицированной ж.д. равно 100 м, координата x (фор-

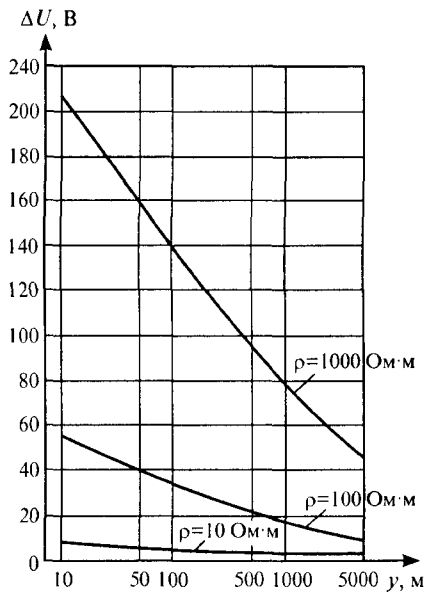


Рис. 7.21. Кривые зависимости разности потенциалов (ΔU) между заземлениями однопроводной цепи от расстояния (y) между первым заземлением и полотном двухпутной электрифицированной ж.д. постоянного тока при различных значениях удельного сопротивления (ρ) земли (второе заземление — вне зоны блуждающих токов)

мула (7.61)) принята равной нулю. Как видно из этого рисунка, разность потенциалов при большом удельном сопротивлении земли достигает довольно значительной величины (100—150 В).

На рис. 7.21 для такого же случая расположения заземлений приведены кривые зависимости ΔU между двумя заземлениями однопроводной цепи от расстояния y между первым заземлением и полотном двухпутной электрифицированной ж.д. постоянного тока при различных значениях удельного сопротивления земли и тока тяговой нагрузки в 3000 А. Из этих кривых видно, что разность потенциалов достигает при высоком удельном сопротивлении земли 200 В.

На рис. 7.22 приведены кривые зависимости потенциала рассматриваемой точки земли от расстояния x между этой точкой и местом расположения тяговой подстанции (или электровоза) при различных значениях удельного сопротивления земли (ρ) и различных расстояниях y от той же точки до рельсов. Расчет сделан

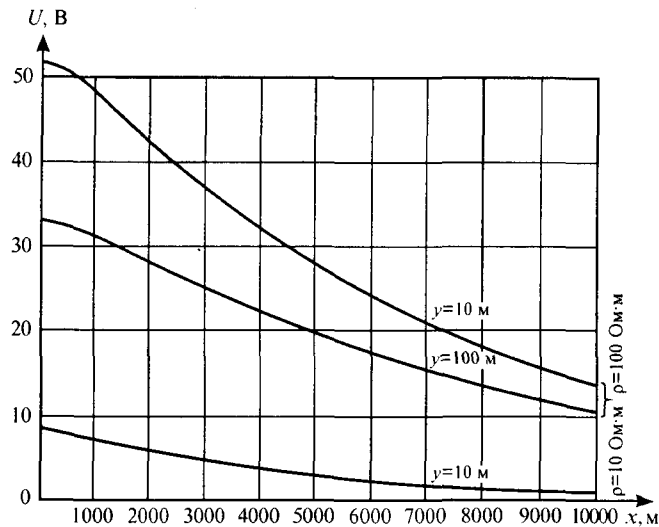


Рис. 7.22. Кривые зависимости потенциала (U) рассматриваемой точки земли от расстояния (x) между этой точкой и местом расположения тяговой подстанции (или электровоза) при различных значениях удельного сопротивления земли (ρ) и различных расстояниях y от той же точки до рельсов

для тока нагрузки 3000 А (применительно к двухпутной электрифицированной ж. д.).

Приведенные расчеты показывают, что разности потенциалов различных точек земли, обусловленные действием блуждающих токов электротяги, могут достигать значительных величин, недопустимых в отношении помех в однопроводных цепях связи.

7.6. Гальваническое влияние электрифицированных железных дорог переменного тока

При рассмотрении влияния блуждающих в земле токов, создаваемых электрифицированной железной дорогой переменного тока, необходимо учитывать индуктивное влияние тока контактной сети на рельсы. В каждый момент времени в рельсах будет индуцироваться ток, противоположный по фазе току, непосредственно поступающему в рельсы. Вследствие этого ток утечки из рельсов в землю будет уменьшаться, значит будут уменьшаться потенциалы точек земли, находящихся в поле блуждающих токов. Величина индуцированного в рельсах тока, а следовательно, и степень уменьшения потенциалов точек земли вдоль электрифицированной железной дороги характеризуется коэффициентом защитного действия рельсов (гл. 5).

Вывод формулы для потенциала точки земли, расположенной в поле блуждающих переменных токов, аналогичен выводу формулы при блуждающих постоянных токах. Однако при переменных токах приходится учитывать индуктивность рельсов L_p , а также γ .

Потенциал точки земли с координатами x и y , где y — расстояние этой точки от полотна ж. д., а x — расстояние ее от неподвижной нагрузки, например от тяговой подстанции, определяется [4] по формуле

$$U(x, y) = \frac{I_p \gamma}{2\pi} \lambda \Omega(\gamma x, \gamma y), \quad \text{В}, \quad (7.64)$$

где $\gamma = \sqrt{Z_p / R_{\text{пер}}}$ — постоянная распространения переменного тока в рельсах, 1/м;

$Z_p = R_p + j\omega L_p$ — полное сопротивление рельсов, Ом/м;

R_p — активное сопротивление рельсов, Ом/м;

L_p — индуктивность рельсов, Гн/м.

Значения Z_p для частоты 50 Гц и рельсов типа Р50 приведены в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Величина полного сопротивления рельсов Z_p (Ом/м) при удельном сопротивлении (ρ) земли (Ом·м)		
10	100	1000
При однопутной железной дороге		
$0,521 \cdot 10^{-3} e^{j68^\circ 40'}$	$0,590 \cdot 10^{-3} e^{j71^\circ 17'}$	$0,657 \cdot 10^{-3} e^{j73^\circ 15'}$
При двухпутной железной дороге		
$0,359 \cdot 10^{-3} e^{j66^\circ 10'}$	$0,430 \cdot 10^{-3} e^{j70^\circ 15'}$	$0,491 \cdot 10^{-3} e^{j73^\circ 0'}$

Переходное сопротивление между рельсами и землей с достаточной степенью точности можно определять по формуле [4], аналогичной формуле (7.59):

$$R_{\text{пер}} = R_{\text{из}} + \frac{\rho}{\pi} \ln \frac{1,2}{\sqrt{|Z_p|} / R_{\text{пер}} \cdot a}, \quad \text{Ом} \cdot \text{м}. \quad (7.65)$$

Как видно из табл. 7.1, аргументы полного сопротивления рельсов Z_p изменяются в сравнительно небольших пределах: от 66° до 73° . В соответствии с этим аргумент постоянной распространения изменяется в пределах от 33° примерно до 37° .

Все приведенные выше формулы для различных случаев сближения однопроводной цепи с электрифицированной железной дорогой постоянного тока справедливы и для электрифицированной железной дороги переменного тока при условии введения в правые части формул коэффициента λ .

На рис. 7.23, 7.24 приведены кривые зависимости потенциалов φ от расстояния x между первым заземлением и полотном двухпутной электрифицированной железной дороги переменного тока при различных значениях удельной проводимости σ земли (второе заземление однопроводной цепи расположено вне зоны распространения блуждающих токов). Эти кривые рассчитаны при токе тяговой нагрузки в 1000 А. По этим кривым можно провести приближенный расчет разности потенциалов между двумя точками ΔU , т. е. рассчитать гальваническое влияние электрифицированной железной дороги переменного тока на смежное сооружение ($\Delta U = U_r$). Если ток нагрузки отличается от этого значения, то полученные из кривых величины следует умножить на коэффициент пересчета

$$\xi = I_{\xi} / 1000, \quad (7.66)$$

где I_{ξ} — фактический ток нагрузки тяговой сети (или одного электровоза), по которому должен быть определен потенциал заземления.

Из сравнения рассчитанных значений $\Delta U = U_r$ для одинаковых условий электрифицированной железной дороги постоянного и переменного тока видно, что в последнем случае, т. е. при электротяге переменного тока, при небольших значениях x создаются более высокие разности потенциалов. Это объясняется значительно большими (в 6—10 раз) значениями постоянной распространения переменного тока в рельсах. В то же время при больших расстояниях x (около 1000 м) разность потенциалов, создаваемая электротягой постоянного тока, больше, чем при электротяге переменного тока, что объясняется характером изменения функции Ω и наличием в формуле (7.52) сомножителя λ .

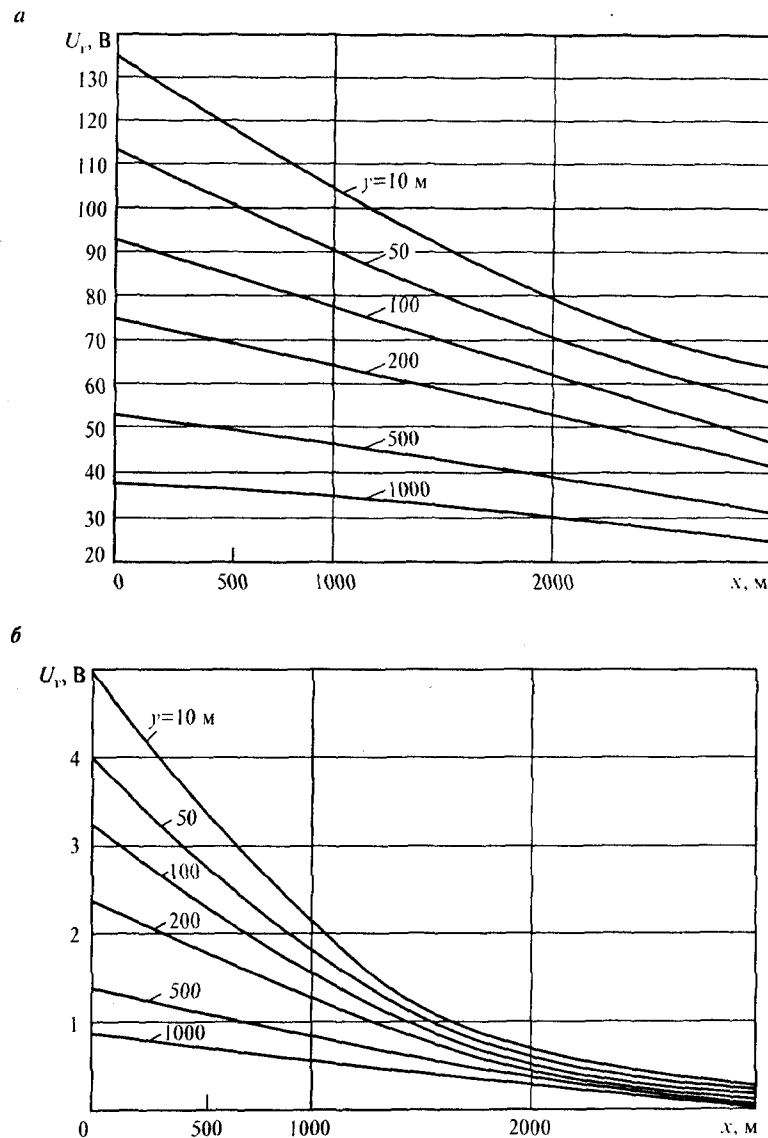


Рис. 7.23. Потенциал заземления однопроводной цепи, обусловленный гальваническим влиянием, в зависимости от расположения заземления цепи относительно полотна железной дороги: а) $\sigma = 10^{-3}$ См/м; б) $\sigma = 10^{-1}$ См/м

ГЛАВА 8. ВЛИЯНИЯ ТЯГОВОГО ТОКА НА РАБОТУ РЕЛЬСОВЫХ ЦЕПЕЙ И УСТРОЙСТВА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОЙ АВТОМАТИКИ

8.1. Методика расчета влияния тягового тока на работу рельсовых цепей

При электрической тяге протекающий по рельсовым нитям тяговый ток оказывает влияние на работу рельсовых цепей и железнодорожную автоматику, устойчивая работа которых обеспечивается применением защитных средств, снижающих влияния тягового тока. При разработке защитных средств необходимо оценивать уровни помех от тягового тока в рельсовых цепях.

Тяговый ток I_k (рис 8.1), потребляемый электровозом от подстанции напряжением \dot{U}_k , сопротивлением R_3 и индуктивностью L_3 , разветвляясь на токи I_1 и I_2 , имеет одинаковое направление в рельсовых нитях каждой рельсовой цепи. Протекая по путевому дросселю, переменная составляющая тягового тока создает на его обмотке напряжение помехи. Путевой дроссель имеет вывод от середины обмотки для пропуска тягового тока в соседнюю рельсовую цепь в обход изолирующих стыков. Вследствие этого магнитные потоки, возникающие в сердечнике дросселя от тока каждого рельса, противоположны по направлению. По этой причине в со-

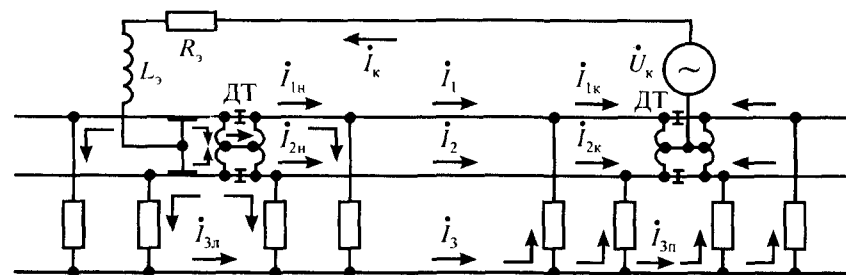


Рис. 8.1. Принципиальная схема протекания тягового тока I_k , потребляемого электровозом от подстанции напряжением U_k

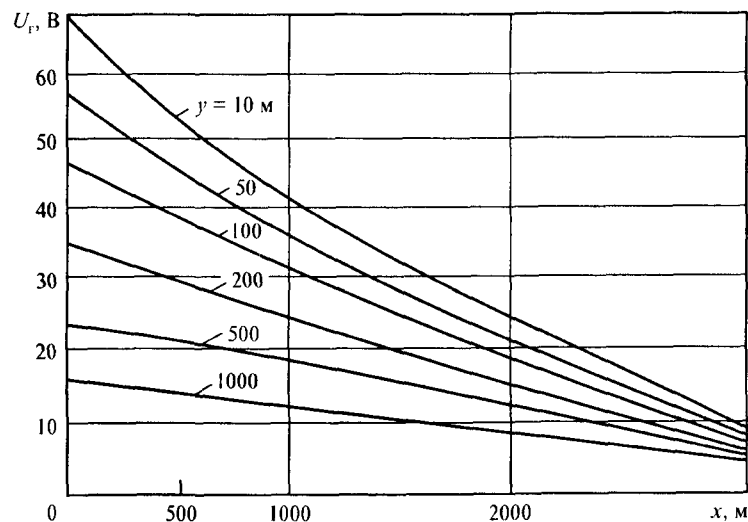
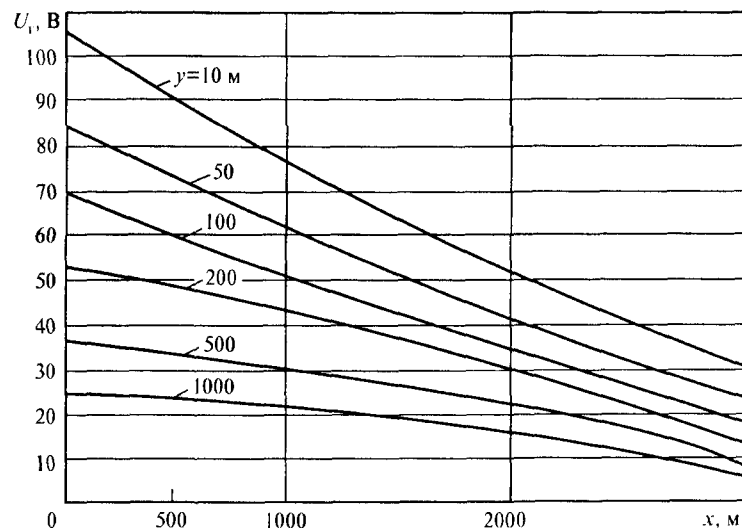


Рис. 7.24. Потенциал заземления однопроводной цепи, обусловленный гальваническим влиянием, в зависимости от расположения заземления цепи относительно полотна железной дороги: а) $\sigma = 1,7 \cdot 10^{-3}$ См/м; б) $\sigma = 3,3 \cdot 10^{-1}$ См/м

здании помехи участвует только разностный магнитный поток. Этот поток создается разностью токов в первом и втором рельсах, который проходит по половине обмотки дросселя.

Удобнее представлять помеху в виде тока, проходящего по всем виткам дросселя. Ток помехи будет [13]:

$$\text{в начале цепи } i_{\text{пн}} = \frac{i_{2\text{н}} - i_{1\text{н}}}{2}; \quad \text{в конце цепи } i_{\text{пк}} = \frac{i_{2\text{к}} - i_{1\text{к}}}{2}.$$

Количественная оценка уровня помех от гармоник тягового тока производится с помощью коэффициентов помех, которые определяются как отношение полуразности токов данной гармоники в рельсах в соответствующем месте рельсовой цепи к общему току, потребляемому тяговой подстанцией:

$$K_{\text{пх}} = \frac{|(i_2 - i_1)|_x}{2I_k}.$$

Обычно гармонический состав тока в тяговой сети известен в результате теоретических или экспериментальных исследований, и это дает возможность оценивать помеху отдельно для каждой гармоники тягового тока. Для этого, в первую очередь, необходимо знать, как распределяются токи каждой гармоники в рельсовых нитях пути. На порядок распределения тока влияет неравенство сопротивлений нитей пути, а также неравенство сопротивлений заземления каждой из нитей. В последнем случае из рельсовой нити, имеющей меньшее сопротивление заземления, ток I_3 в большей степени течет через землю на тяговую подстанцию, чем из другого рельса. Это и порождает в основном неравенство токов в первой и второй рельсовых нитях пути.

На порядок распределения тягового тока влияет утечка его через землю слева от электровоза $I_{\text{эл}}$, а также поступление его в соседнюю рельсовую цепь справа от подстанции $I_{\text{эл}}$. В последнем случае возникает помеха и в соседней рельсовой цепи, над которой в контактной сети тяговый ток отсутствует.

Таким образом, при оценке влияния гармоник тягового тока необходимо рассматривать во взаимодействии три цепи с распределенными постоянными, связанные взаимной индуктивностью:

“первый рельс — земля”, “второй рельс — земля” и “контактный провод — земля”. Дальнейшее рассмотрение производится для тока одной из гармоник.

При расчете влияния гармоник тягового тока на работу рельсовой цепи последняя представляется в виде однопроводных взаимосвязанных электрических линий с сопротивлением рельсовых нитей z_1 и z_2 . Рельсовые линии изолированы от земли равномерно распределенными проводимостями изоляции, удельные значения которых g_1 и g_2 при производстве расчетов полагаются различными. Между собой обе рельсовые цепи связаны взаимной индуктивностью M_{12} и имеют проводимость g_{12} по верхнему слою балласта и шпалам. Изоляция рельсовых нитей относительно земли, так же как и изоляция их относительно друг друга, зависит от метеорологических условий и характера грунта. Кроме того, на величину изоляции одной из рельсовых нитей относительно земли оказывает влияние тип опор контактной сети, присоединенной к этой рельсовой нити. Так как величины удельных проводимостей изоляции невелики и могут быть соизмеримы с величинами удельных проводимостей рельсовых нитей, то возникает необходимость рассчитывать рельсовые линии как электрические цепи с распределенными параметрами.

Однопроводные рельсовые линии подвержены индуктивному влиянию тяговых токов, протекающих в контактных проводах как своего, так и смежного пути, если рассматриваемый участок является двухпутным. Так как контактный провод своего пути расположен симметрично относительно рельсовых нитей, то индуктивное влияние протекающего в нем тягового тока на оба рельса оказывается одинаковым. С другой стороны, индуктивное влияние тягового тока смежного пути на рельсовые нити рассматриваемого пути будет различным, так как расстояние их до этого контактного провода будет неодинаково.

Таким образом, элементарный отрезок системы линий длиной dx может быть представлен схемой замещения, приведенной на рис. 8.2, в которой приняты следующие обозначения:

z_1, z_2 — удельные сопротивления первого и второго рельса току соответствующей гармоники;

g_1 и g_2 — удельные проводимости изоляции первого и второго рельсов;

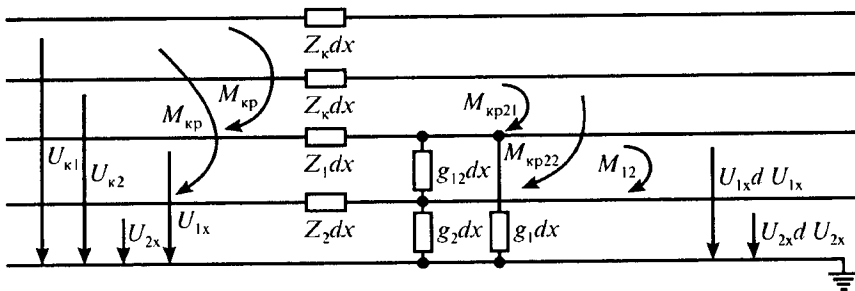


Рис. 8.2. Схема замещения элементарного отрезка системы линий длиной dx

g_{12} — удельная проводимость между рельсовыми нитями;
 M_{12} — взаимная индуктивность между рельсовыми нитями;
 $M_{кр}$ — взаимная индуктивность между контактным проводом собственного пути (первой или второй рельсовой нитью);
 $M_{кр1}$ и $M_{кр2}$ — взаимная индуктивность между контактным проводом и первой или второй рельсовой нитью соседнего пути;
 I_{1x}, I_{2x} — токи, протекающие в первом и втором рельсах;
 U_{1x}, U_{2x} — напряжения между соответствующим рельсом и землей.

Для приведенной схемы замещения справедливы следующие дифференциальные уравнения, описывающие законы изменения токов и напряжений вдоль рельсовых линий:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\dot{U}_{1x}}{dx} &= \dot{I}_{1x} z_1 + \dot{I}_{2x} z_M - \dot{I}_{1k} z_{кр} - \dot{I}_{2k} z_{кр21} \\ \frac{d\dot{I}_{1x}}{dx} &= \dot{U}_{1x}(g_1 + g_{12}) - \dot{U}_{2x} g_{12} \\ \frac{d\dot{U}_{2x}}{dx} &= \dot{I}_{2x} z_2 + \dot{I}_{1x} z_M - \dot{I}_{1k} z_{кр1} - \dot{I}_{2k} z_{кр22} \\ \frac{d\dot{I}_{2x}}{dx} &= \dot{U}_{2x}(g_2 + g_{12}) - \dot{U}_{1x} g_{12} \end{aligned} \right\} \quad (8.1)$$

где $z_{кр1}$, $z_{кр21}$ и $z_{кр22}$ — сопротивления, вносимые в связанные рельсовые цепи за счет взаимной индуктивности $M_{кр}$, $M_{кр21}$ и $M_{кр22}$ соответственно;

z_M — сопротивление, вносимое в связанные рельсовые цепи за счет взаимной индукции M_{12} .

Система уравнений (8.1) может быть представлена в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\dot{U}_{1x}}{dx} &= \dot{I}_{1x} z_1 + \dot{I}_{2x} z_M - \dot{I}_k z_{кр1} \\ \frac{d\dot{I}_{1x}}{dx} &= \dot{U}_{1x}(g_1 + g_{12}) - \dot{U}_{2x} g_{12} \\ \frac{d\dot{U}_{2x}}{dx} &= \dot{I}_{2x} z_2 + \dot{I}_{1x} z_M - \dot{I}_k z_{кр2} \\ \frac{d\dot{I}_{2x}}{dx} &= \dot{U}_{2x}(g_2 + g_{12}) - \dot{U}_{1x} g_{12} \end{aligned} \right\} \quad (8.2)$$

где

$$z_{кр1} = z_{кр} \left(1 + \frac{I_{2к}}{I_{1к}} \cdot \frac{z_{кр21}}{z_{кр}} \right); \quad z_{кр2} = z_{кр} \left(1 + \frac{I_{2к}}{I_{1к}} \cdot \frac{z_{кр22}}{z_{кр}} \right).$$

Так как проводимость “контактный провод — земля” может быть принята равной нулю, то $\frac{dI_k}{dx} = 0$. Кроме того, учитывая, что ток в контактном проводе практически не зависит от параметров рельсовой цепи и определяется в основном тяговой нагрузкой, при проведении расчетов I_k полагается равным const.

Воспользовавшись сказанным, можно получить следующее общее решение системы дифференциальных уравнений (8.2):

$$\begin{aligned}
\dot{I}_{1x} &= A_1 \text{ch } \gamma_1 x + A_2 \text{sh } \gamma_1 x + A_3 \text{ch } \gamma x + A_4 \text{sh } \gamma x + \dot{I}_k \frac{z_{\text{кп}1} z_2 - z_{\text{кп}2} z_M}{z_1 z_2 - z_M^2} \\
\dot{I}_{2x} &= M_1 (A_1 \text{ch } \gamma_1 x + A_2 \text{sh } \gamma_1 x) + N_1 (A_3 \text{ch } \gamma x + A_4 \text{sh } \gamma x + \\
&\quad + \dot{I}_k \frac{z_{\text{кп}2} z_1 - z_{\text{кп}1} z_M}{z_1 z_2 - z_M^2}) \\
\dot{U}_{1x} &= Z_{11} (A_1 \text{sh } \gamma_1 x + A_2 \text{ch } \gamma_2 x) + Z_{12} (A_3 \text{sh } \gamma x + A_4 \text{ch } \gamma x) \\
\dot{U}_{2x} &= Z_{21} (A_1 \text{sh } \gamma_1 x + A_2 \text{ch } \gamma_2 x) + Z_{22} (A_3 \text{sh } \gamma x + A_4 \text{ch } \gamma x)
\end{aligned} \quad (8.3)$$

где

$$\begin{aligned}
\gamma_1 &= \left\{ \frac{1}{2} [g_{12}(z_1 + z_2 - 2z_M) + g_1 z_1 + g_2 z_2] + \right. \\
&\quad + \left[\frac{1}{4} [g_{12}(z_1 + z_2 - 2z_M) + g_1 z_1 + g_2 z_2]^2 - \right. \\
&\quad \left. \left. - (z_1 z_2 - z_M^2)(g_1 g_2 + g_{12} g_1 g_2 g_{12}) \right]^{1/2} \right\}^{1/2}; \\
\gamma_2 &= \left\{ \frac{1}{2} [g_{12}(z_1 + z_2 - 2z_M) + g_1 z_1 + g_2 z_2] - \right. \\
&\quad - \left[\frac{1}{4} [g_{12}(z_1 + z_2 - 2z_M) + g_1 z_1 + g_2 z_2]^2 - \right. \\
&\quad \left. \left. - (z_1 z_2 - z_M^2)(g_1 g_2 + g_{12} g_1 g_2 g_{12}) \right]^{1/2} \right\}^{1/2};
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
M_1 &= \frac{\gamma_1^2 - z_1(g_1 + g_{12}) + z_M g_{12}}{z_M(g_1 + g_{12}) - z_2 g_{12}}, & N_1 &= \frac{\gamma_2^2 - z_1(g_1 + g_{12}) + z_M g_{12}}{z_M(g_1 + g_{12}) - z_2 g_{12}}, \\
Z_{11} &= \gamma_1 \frac{g_2 + g_{12}(M_1 + 1)}{g_1 g_2 + g_1 g_{12} g_2 g_{12}}, & Z_{12} &= \gamma_2 \frac{g_2 + g_{12}(N_1 + 1)}{g_1 g_2 + g_1 g_{12} g_2 g_{12}}, \\
Z_{21} &= \gamma_1 \frac{g_1 M_1 + g_{12}(M_1 + 1)}{g_1 g_2 + g_1 g_{12} g_2 g_{12}}, & Z_{22} &= \gamma_2 \frac{g_1 N_1 + g_{12}(N_1 + 1)}{g_1 g_2 + g_1 g_{12} g_2 g_{12}}.
\end{aligned}$$

В систему уравнений (8.3) входят постоянные интегрирования A_1 — A_4 . Задача определения этих постоянных решается при рассмотрении конкретных схем замещения, отражающих различные режимы работы рельсовых цепей.

8.2. Расчет помех, обусловленных гармониками тягового тока при хорошей изоляции рельсовых нитей

Большой интерес представляет также рассмотрение частного случая воздействия помех от гармоник тягового тока на асимметричные рельсовые цепи при хорошей изоляции рельсовых нитей. Такой случай может наблюдаться в зимний период, когда удельная проводимость изоляции одного рельса и удельная проводимость между рельсами g_1 и g_{12} равны нулю, а удельная проводимость изоляции g_2 второго рельса относительно земли определяется проводимостью опор контактной сети. Кроме того, для упрощения расчетных уравнений можно предположить, что сопротивления рельсовых нитей одинаковы, а воздействие помех от гармоник тягового тока исследуется на участке, оборудованном однопутной автоблокировкой.

С учетом принятых допущений система дифференциальных уравнений (8.2) может быть преобразована [35] следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\dot{U}_{1x}}{dx} &= \dot{I}_1 z_p + \dot{I}_2 z_M - \dot{I}_k z_{\text{кп}}, & \frac{d\dot{I}_{1x}}{dx} &= 0 \\ \frac{d\dot{U}_{2x}}{dx} &= \dot{I}_2 z_p + \dot{I}_1 z_M - \dot{I}_k z_{\text{кп}}, & \frac{d\dot{I}_{2x}}{dx} &= \dot{U}_{2x} g_2 \end{aligned} \right\} \quad (8.4)$$

Ввиду того, что опоры контактной сети подключаются к соответствующей рельсовой нити на равных расстояниях друг от друга, проводимость этих опор можно считать распределенной, что и принято при получении расчетных уравнений ($z_1 = z_2 = z_p$, $g_2 = g_0$).

Так как система дифференциальных уравнений (8.4) является частным случаем системы уравнений (8.2), то решения системы (8.4) можно рассматривать как частные случаи решения системы (8.2).

Действительно, подставив в уравнения (8.3) принятые значения удельных проводимостей g_1 , g_2 и g_{12} , можно получить следующие законы распространения токов и напряжений вдоль рельсовой линии:

$$\left. \begin{aligned} i_{1x} &= B_3 \\ \dot{U}_{1x} &= B_1 \frac{z_M}{\gamma_0} \operatorname{ch} \gamma_0 x + B_2 \frac{z_M}{\gamma_0} \operatorname{ch} \gamma_0 x + B_3 \frac{(z_p^2 - z_M^2)x}{z_p} + \\ &+ B_4 - I_k \frac{z_{кр}(z_p - z_M)x}{z_p} \\ i_{2x} &= B_1 \operatorname{ch} \gamma_0 x + B_2 \operatorname{sh} \gamma_0 x - B_3 \frac{z_M}{z_p} + I_k \frac{z_{кр}}{z_p} \\ \dot{U}_{2x} &= Z_0 (B_1 \operatorname{sh} \gamma_2 x + B_2 \operatorname{ch} \gamma_0 x) \end{aligned} \right\} \quad (8.5)$$

где $\gamma_0 = \sqrt{g_0 z_p}$; $Z_0 = \sqrt{\frac{z_p}{g_0}}$;

8.3. Определение воздействия гармоник тягового тока на рельсовые цепи, примыкающие к фидеру тяговой подстанции

Наибольшему воздействию тягового тока подвергаются рельсовые цепи, непосредственно примыкающие к месту присоединения отсасывающего фидера тяговой подстанции. Расчет влияния гармоник тягового тока на такие рельсовые цепи может производиться в предположении, что это влияние оказывается одиночным

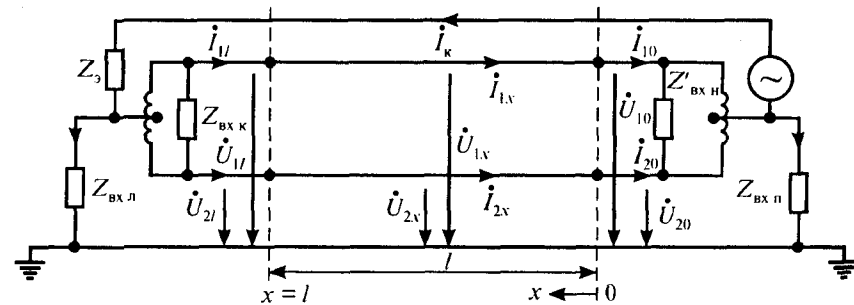


Рис. 8.3. Схема замещения, с помощью которой можно определить величину помех от гармоник тягового тока в рельсовой цепи, примыкающей к месту присоединения отсасывающего фидера

локомотивом. Такая постановка задачи позволяет получить относительно простые уравнения для определения уровня помех в рельсовых цепях, подверженных максимальному воздействию от гармоник тягового тока.

На рис. 8.3 приведена схема замещения, с помощью которой можно определить величину помех от гармоник тягового тока в рельсовой цепи, примыкающей к месту присоединения отсасывающего фидера. При построении этой эквивалентной схемы предполагалось, что электроподвижной состав находится в конце рельсовой цепи, расположенной слева от рассматриваемой. Влияние смежных рельсовых цепей учитывалось введением некоторых эквивалентных сопротивлений $Z_{вх л}$ и $Z_{вх п}$.

Для эквивалентной схемы, приведенной на рис. 8.3, значения токов в рельсах и коэффициентов помех в наиболее неблагоприятном случае, когда $g_1 = g_{12} = 0$, $g_2 = g_0$, находятся из следующих уравнений:

$$i_{1x} = i_k \left\{ \frac{z_p + z_M - 2z_{кр}}{z_p + z_M} \left[\left(\frac{Z_{вх 0} z_p (\operatorname{ch} \gamma_0 l + 1)}{2} + \frac{z_p (z_p - z_M) \operatorname{sh} \gamma_0 l}{\gamma_0} \right) \frac{b_4 - b_3}{b_1 b_4 - b_2 b_3} + \right. \right.$$

$$+ \left(\frac{Z_{\text{BX}0} z_p \text{sh } \gamma_0 l}{2} + \frac{z_p (z_p - z_M) (\text{ch } \gamma_0 l - 1)}{\gamma_0} \right) \frac{b_1 - b_2}{b_1 b_4 - b_2 b_3} \Bigg] + \left. \frac{z_{\text{kp}}}{z_p + z_M} \right\};$$

$$\begin{aligned} i_{2x} = i_K \Bigg\{ & \frac{z_p + z_M - 2z_{\text{kp}}}{z_p + z_M} \left[Z_{\text{BX}0} \frac{2(z_p + z_M) (\text{ch } \gamma_0 x - z_M (\text{ch } \gamma_0 l + 1))}{2} + \right. \\ & + \left. \frac{\gamma_0 l (z_p^2 - z_M^2) \text{ch } \gamma_0 x - z_M (z_p - z_M) \text{sh } \gamma_0 l}{\gamma_0} \right] \frac{b_4 - b_3}{b_1 b_4 - b_2 b_3} + \\ & + \left[Z_{\text{BX}0} \frac{2(z_p + z_M) (\text{ch } \gamma_0 x - z_M \text{sh } \gamma_0 l)}{2} + \right. \\ & + \left. \frac{\gamma_0 l (z_p^2 - z_M^2) \text{ch } \gamma_0 x - z_M (z_p - z_M) \text{sh } \gamma_0 l}{\gamma_0} \right] \frac{b_1 - b_2}{b_1 b_4 - b_2 b_3} + \frac{z_{\text{kp}}}{z_0 + z_M} \Bigg\}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K_0 = & \left| \frac{z_p + z_M - 2z_{\text{kp}}}{2(b_1 b_4 - b_2 b_3)} \left[\left(- \frac{Z_{\text{BX}0} (\text{ch } \gamma_0 l - 1)}{2} + \right. \right. \right. \\ & + \left. \left. \frac{(z_p - z_M) (\gamma_0 \text{ch } \gamma_0 l - \text{sh } \gamma_0 l)}{\gamma_0} \right) (b_4 - b_3) - \right. \\ & \left. \left. - \left(\frac{Z_{\text{BX}0} \text{sh } \gamma_0 l}{2} + \frac{(z_p - z_M) (\text{ch } \gamma_0 l - 1)}{\gamma_0} \right) (b_1 - b_2) \right] \right|; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K_l = & \left| \frac{z_p + z_{\text{kp}} z_M^2}{2(b_1 b_4 - b_2 b_3)} \left[\left(\frac{Z_{\text{BX}0} (\text{ch } \gamma_0 l - 1)}{2} + \frac{(z_p - z_M) (\gamma_0 \text{ch } \gamma_0 l - \text{sh } \gamma_0 l)}{\gamma_0} \right) \times \right. \right. \\ & \left. \left. \times (b_4 - b_3) + \left(\frac{Z_{\text{BX}0} \text{sh } \gamma_0 l}{2} + \frac{(z_p - z_M) (\gamma_0 \text{sh } \gamma_0 l - \text{ch } \gamma_0 l + 1)}{\gamma_0} \right) (b_1 - b_2) \right] \right|, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} b_1 = & \frac{Z_{\text{BX}0}^2 (z_p + z_M) (\text{ch } \gamma_0 l - 1)}{8Z_{\text{BX}l}} + Z_{\text{BX}0} \left[\frac{(z_p^2 - z_M^2) (\gamma_0 \text{ch } \gamma_0 l - \text{sh } \gamma_0 l)}{4Z_{\text{BX}l} \gamma_0} + \right. \\ & + \left. \frac{2(z_p + z_M) + (z_p - z_M) (\text{ch } \gamma_0 l + 1)}{2} \right] + \frac{\gamma_0 l (z_p^2 - z_M^2) + (z_p - z_M)^2 \text{sh } \gamma_0 l}{\gamma_0}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_2 = & \frac{Z_{\text{BX}0}^2 (z_p + z_M) (\text{ch } \gamma_0 l - 1)}{8Z_{\text{BX}l}} + Z_{\text{BX}0} \left[\frac{(z_p^2 - z_M^2) (\gamma_0 \text{ch } \gamma_0 l - \text{sh } \gamma_0 l)}{4Z_{\text{BX}l} \gamma_0} + \right. \\ & + \frac{2(z_p + z_M) (\text{ch } \gamma_0 l + \frac{z_0}{Z_{\text{BX}l}} \text{sh } \gamma_0 l) + (z_p - z_M) (\text{ch } \gamma_0 l + 1)}{2} \Bigg] + \\ & + \frac{\gamma_0 l (z_p^2 - z_M^2) (\text{ch } \gamma_0 l + \frac{z_0}{Z_{\text{BX}l}} \text{sh } \gamma_0 l) + (z_p - z_M)^2 \text{sh } \gamma_0 l}{\gamma_0}; \end{aligned}$$

$$b_3 = \frac{Z_{\text{BX}0}^2(z_p + z_M)\text{sh } \gamma_0 l}{8Z_{\text{BX}l}} + Z_{\text{BX}0} \left[\frac{(z_p^2 - z_M^2)(\text{ch } \gamma_0 l - 1)}{4Z_{\text{BX}l}\gamma_0} - \frac{(z_p - z_M)\text{sh } \gamma_0 l - 2\frac{z_0}{Z_{\text{BX}l}}(z_p + z_M)}{2} \right] + \frac{(z_p - z_M)^2(\text{ch } \gamma_0 l - 1) - \frac{z_0}{Z_{\text{BX}l}}\gamma_0 l (z_p^2 - z_M^2)}{\gamma_0};$$

$$b_4 = \frac{Z_{\text{BX}0}^2(z_p + z_M)\text{sh } \gamma_0 l}{8Z_{\text{BX}l}} + Z_{\text{BX}0} \left[\frac{(z_p^2 - z_M^2)(\gamma_0 \text{sh } \gamma_0 l - \text{ch } \gamma_0 l + 1)}{4Z_{\text{BX}l}\gamma_0} + \frac{(z_p - z_M)\text{sh } \gamma_0 l + 2(z_p - z_M)(\text{sh } \gamma_0 l + \frac{z_0}{Z_{\text{BX}l}}\text{ch } \gamma_0 l)}{2} \right] + \frac{(z_p - z_M)^2(\text{ch } \gamma_0 l - 1) + \gamma_0 l (z_p - z_M)(\text{sh } \gamma_0 l + \frac{z_0}{Z_{\text{BX}l}}\text{ch } \gamma_0 l)}{\gamma_0}.$$

Часть обратного тягового тока возвращается к подстанции через удельные проводимости изоляции рельсовой цепи, смежной с рассматриваемой фидерной зоной. В связи с этим рельсовая цепь также оказывается подверженной воздействию помех от гармоник тягового тока.

Если напряжение между точкой подключения отсасывающего фидера и землей выразить через параметры рельсовой цепи, расположенной слева от тяговой подстанции, то будет найдено соотношение между токами I_K и I_{Π} , так как постоянные интегрирования для рельсовой цепи слева от тяговой подстанции выражены через ток I_K .

Методика расчета влияния тягового тока на работу рельсовой цепи без изолирующих стыков аналогична вышеописанной. Расчетные уравнения для определения коэффициентов помех в рельсовых цепях без изолирующих стыков приведены в [13].

Величина помех от гармоник тягового тока достигает максимальной величины в рельсовой цепи, непосредственно примыкающей к месту присоединения отсасывающего фидера тяговой подстанции.

На рис. 8.4 приведены зависимости коэффициентов K_0 , K_f , $K_{0\Pi}$ и K_{Π} от длины исследуемой рельсовой цепи и частоты гармоник тягового тока при $g_1 = g_{12} = 0$, $g_2 = g_0$. Конкретно кривые на рис. 8.4 показывают расчетное значение модуля K_{Π} для рельсовых цепей с разными длинами ($l = 2$ км, $l = 2,6$ км), при разной удельной проводимости балласта (0,5, 1,0 и 2,0 Ом·км⁻¹) и с входным сопротивлением $0,6e^{j80^\circ}$ Ом. Из кривых следует, что величины коэффициентов помех монотонно возрастают с увеличением гармоник частоты и длины рельсовой линии.

Равенство нулю сопротивления $Z_{\text{BX}0}$ не меняет характера изменения коэффициентов K_0 и K_f , однако приводит к их некоторому увеличению по всему диапазону частот.

8.4. Влияние тягового тока на работу устройств автоматической локомотивной сигнализации и автоматического регулирования скорости поездов метрополитена

На электрифицированных железных дорогах постоянного тока и метрополитена достаточно широко применяется система АЛС и АРС, имеющая следующие отличительные признаки: частотный код для шифрования информации; немодулированный ток в рельсах при передаче информации; дешифрирование принятых сигналов селективными приемниками прямого приема.

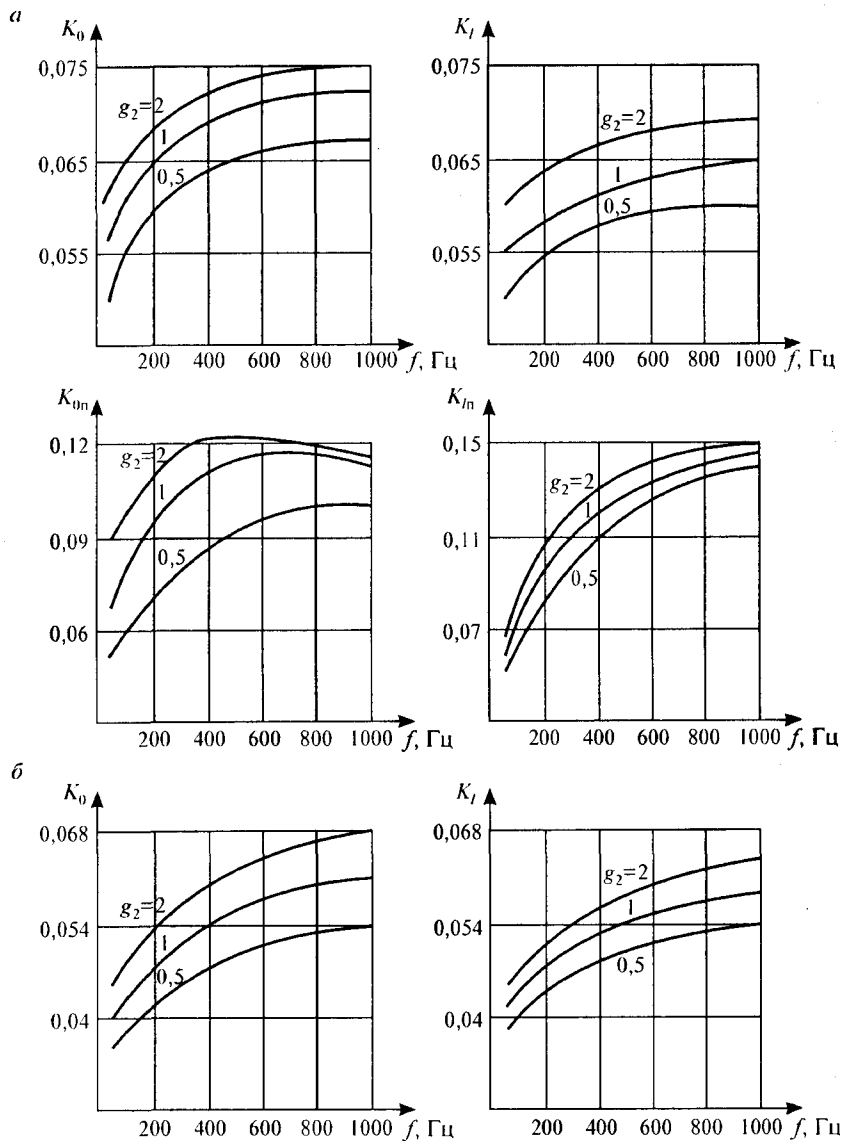


Рис. 8.4. Зависимости коэффициентов помех от длины исследуемой рельсовой цепи и частоты гармоник тягового тока при разной удельной проводимости балласта для длины рельсовой цепи $l = 2,6$ км (*a*), $l = 2$ км (*b*)

Одной из основных задач при такой системе является надежное отфильтровывание кодовых сигналов от гармонических составляющих тягового тока. Это означает, что для передачи кодовых сигналов должны быть выбраны диапазоны, частота которых отличается от гармонических составляющих тягового тока. Гармоники тягового тока в тяговой сети и рельсах образуются при выпрямлении переменного тока промышленной частоты 50 Гц.

Как показали исследования [11, 13, 35], все частоты, кратные 50 Гц, заняты гармониками тягового тока. Частота тока промышленной сети в настоящее время надежно стабилизирована и колебания ее не превышают $\pm 1\%$. Такое же относительное колебание частоты будут иметь и все гармоники выпрямленного тока, а абсолютные значения частоты их тем более, чем выше порядковый номер гармоники. При выборе диапазона частот для использования в АЛС учитывались и возможные отклонения частоты путевых генераторов и электрических фильтров локомотивных приемников в процессе производства и эксплуатации.

Средняя частота выбранных диапазонов составляет соответственно 25, 75, 125, 175 Гц и т.д. Можно определить полосу пропускания фильтров приемных устройств для каждого диапазона и колебания границы этой полосы, при которых будет гарантирован нормальный прием информации с пути.

Возможные отклонения частоты генераторов в передатчиках путевых устройств можно принять в пределах $\pm 0,5\%$ за счет влияния температуры и $\pm 0,5\%$ за счет допуска при настройке в процессе производства.

В этом случае граничная полоса частоты пропускания фильтров может отличаться от номинальной частоты на $\pm 2\%$. С повышением частоты диапазона возможная частота гармоники приближается к границе полосы пропускания фильтра. По этой причине нежелательно использовать частоту в диапазоне 750 Гц и выше, применяя в качестве дешифраторов селективные приемники прямого приема кодовых сигналов. В диапазонах с частотой ниже 750 Гц приемники будут тем надежнее отличать кодовый сигнал от гармоники тягового тока, чем ниже частота диапазона. Вместе с тем диапазон частот ниже 25 Гц использовать также нежелательно из-за громоздких размеров фильтров, трансформаторов и дру-

гих элементов устройств, которые получаются при низкой частоте тока. В связи с этим наиболее удобным для кодирования информации и передачи ее на поезд следует признать диапазоны с первыми порядковыми номерами и выше.

Неустановившиеся процессы в цепи тягового тока, включающей контактную сеть, схему электропоезда и рельсовые цепи, происходят либо при изменении режима работы тяговых двигателей, либо при колебании переходных сопротивлений в цепи от тяговых двигателей к рельсам.

Тяговые токи в контактной сети непрерывно изменяются. При трогании поезда ток скачками за несколько секунд достигает максимального значения, а затем резко падает, когда происходит отключение тяговых двигателей. Такие изменения тока в каждой приемной катушке наводят эдс импульсного характера.

Влияние помех тягового тока может проявляться и при неизменном режиме работы тяговых двигателей. Как показали исследования [11], проведенные на электровозах Московской железной дороги, наибольшее влияние оказывает переменная составляющая магнитного поля ходовых частей электроподвижного состава, несущих тяговый ток. Вследствие значительной величины переходных сопротивлений на пути тока от двигателей в рельсы (в сравнении с сопротивлением ходовых частей локомотива) при движении электроподвижного состава происходит непрерывное перераспределение тока между отдельными осями и колесами, и в связи с этим происходит перераспределение магнитных потоков. Ходовые части подвижного состава, наиболее приближенные к приемной системе (например, переднее колесо), воздействуют своим магнитным полем на приемную систему АЛС.

В связи с тем, что переходные сопротивления представляют активную составляющую и имеют величину, большую нежели реактивное сопротивление ходовых частей подвижного состава (по крайней мере для диапазона частот 75—225 Гц), фронт скачков тока в переднем колесе довольно крутой. При этом интенсивность помех, проходящих через фильтр от резких бросков тока, обратно пропорциональна частоте канала связи и прямо пропорциональна ширине полосы пропускания фильтра приемных устройств.

При наличии гармонических составляющих тягового тока в контактной сети появляется разностный ток в рельсах, который влияет на работу устройств локомотивной сигнализации. Методика по количественной оценке этого разностного тока приведена выше, в разд. 8.1—8.3.

Проведенные исследования [11] показывают, что эдс помехи в приемных катушках АЛС наводится не только переменной составляющей тягового тока, протекающего в рельсовой нити, над которой расположена рассматриваемая катушка, но и переменной составляющей тягового тока, протекающего в контактном рельсе. В связи с этим в модели взаимодействия “тяговая сеть—система АЛС-АРС” [11] наведенную эдс помехи на приемных катушках необходимо определять исходя из принципа наложения магнитных полей как векторную сумму эдс, вызванных влиянием каждого из токов, протекающих в контактном и ходовых рельсах. На двухпутных участках электрических железных дорог необходимо учитывать влияние токов в элементах тяговой сети соседнего пути и продольных линий электроснабжения.

Однако в приближенных расчетах предполагают, что ток в рельсе наводит эдс только в одной расположенной над ним катушке. При одинаковом направлении тока гармонической составляющей в рельсах общая эдс в обеих катушках пропорциональна разности токов $I_1 - I_2$. Такую же эдс в обеих катушках наведет эквивалентный ток, равный половине этой разности, но направленный в разные стороны по одному и другому ходовым рельсам, как это имеет место при посылке сигнального тока. Полуразность представляет ток помехи, и этот ток можно сравнивать с полезным сигналом в рельсовой цепи или с допустимым значением, приведенным в нормативных документах.

Коэффициент помехи $K_{\Pi} = (I_1 - I_2)/2I_k$ показывает, какая часть тока отдельно взятой гармоники в контактной сети составляет помеху для приемных устройств АЛС на частоте этой гармоники.

Значение K_{Π} изменяется в зависимости от места поезда на рельсовой цепи и расстояния до подстанции. Наибольшая величина этого коэффициента получается в момент, когда поезд вступает на наиболее длинную рельсовую цепь, недалеко от находящейся впереди тяговой подстанции. При оценке помехи следует иметь в виду,

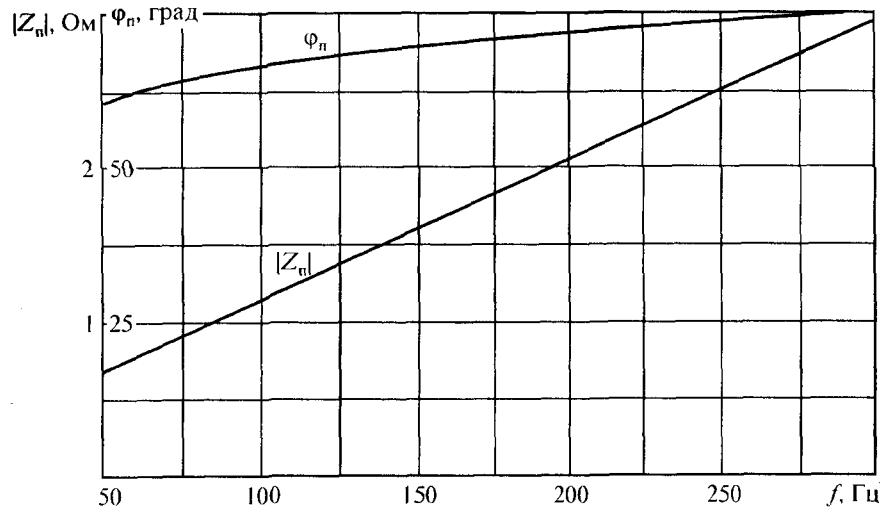


Рис. 8.5. Зависимости модуля и угла удельного сопротивления рельсовой петли метрополитена от частоты

что все составляющие зависят от частоты тока. Их надо подсчитать отдельно для каждой гармоники тягового тока.

Для облегчения расчетов на рис. 8.5 представлены зависимости модуля и угла удельного сопротивления рельсовой петли метрополитена от частоты. Эти же данные необходимы и для определения волнового сопротивления Z_B и постоянной распространения электромагнитной волны γ .

Для подсчета сопротивлений, вносимых в рельсовые нити за счет взаимной индуктивности между контактным и ходовыми рельсами, можно воспользоваться известными уравнениями [1—4, 8], по которым определяется взаимная индуктивность рельсов в зависимости от расстояний между ними. Необходимые расстояния и взаимное расположение контактного и ходовых рельсов метрополитена представлены на рис. 8.6.

Приближенно эдс в приемной катушке АЛС-АРС может быть определена по формуле

$$E_k = j\omega M I_p,$$

где ω — угловая частота сигнала;

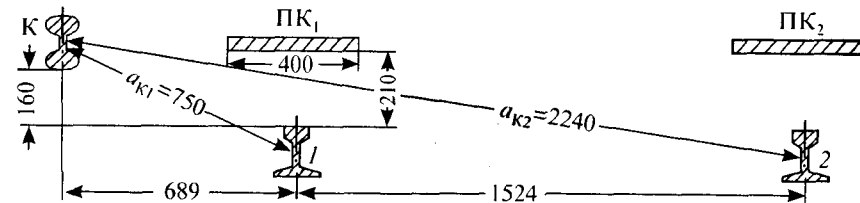


Рис. 8.6. Взаимное расположение контактного (К) и ходовых рельсов (1, 2) метрополитена

I_p — ток в рельсе при данной частоте;

M — взаимная индуктивность между рельсом и расположенной над ним приемной катушкой.

При более точных расчетах необходимо учитывать, что взаимная индуктивность M между рельсом и приемной катушкой АЛС-АРС при движении поезда постоянно изменяется, так как зависит от высоты подвеса катушек над уровнем головки рельса и от положения центра сердечника относительно оси рельса. Определенная экспериментально [8, 11] зависимость взаимоиндуктивности M между рельсом и приемной катушкой от высоты подвеса и от смещения центра сердечника приведена, соответственно, на рис. 8.7 и 8.8.

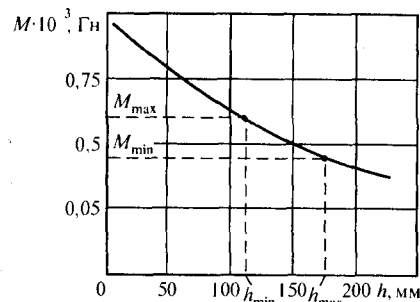


Рис. 8.7. Зависимость взаимоиндуктивности M между рельсом и приемной катушкой от высоты подвеса

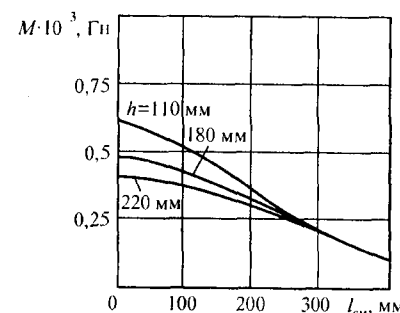


Рис. 8.8. Зависимость взаимоиндуктивности M между рельсом и приемной катушкой от смещения центра сердечника

При новых необточенных бандажах, когда колеса имеют максимальный диаметр, рекомендуется [8, 35] подвешивать катушки к тележке с таким расчетом, чтобы нижняя точка обмотки отстояла от головки рельса на расстоянии $h = 180$ мм. При наименьшем диаметре колес это расстояние уменьшается до 110—120 мм. При смещении центра сердечника катушек относительно оси рельса на величину $l_{\text{см}}$, что случается при движении поезда в кривых участках пути, величина M падает. Возможные отклонения центра сердечника от оси рельса не превышают 60 мм. В связи с этим величина M уменьшается при максимальном расстоянии $h = 180$ мм примерно на 5%. В приближенных расчетах в качестве расчетной величины M для определения эдс в катушках при заданном токе в рельсах следует брать $0,45 \cdot 10^{-3}$ Гн.

Проведенные расчеты [11, 35] позволяют сделать заключение, что уровни соседних гармоник тягового тока превышают уровни помех в приемных устройствах и предполагаемый сигнальный ток в 4,5 раза. В соответствии с этим достаточно иметь входные фильтры, обеспечивающие подавление ближайшей к сигнальной частоте гармоники примерно в 8 раз, чтобы осуществить нормальный прием сигнала при наличии ограничителя за входным фильтром.

При установившемся значении тягового тока влияние гармонических составляющих может быть исключено с помощью правильно выбранных электрических фильтров. При изменениях тягового тока или, иначе говоря, при неустановившемся процессе через фильтры приемных устройств проходят кратковременные сигналы, влияние которых можно устранить, правильно выбрав уровень сигнального тока в рельсах.

ЧАСТЬ III

ГЛАВА 9. ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ВЛИЯЮЩИХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

9.1. Представление несинусоидальных токов и напряжений с помощью рядов Фурье

В реальных условиях выработки, преобразования, распределения и потребления электроэнергии возникают искажения формы синусоидального тока и напряжения. Эти искажения возникают при генерации электроэнергии, передаче электроэнергии по сетям и, главным образом, при потреблении, связанном в основном с преобразованием переменного тока в постоянный и наоборот. Главной причиной возникновения искажений являются нелинейные элементы в системе электропередачи и потребления. Форма кривой тока в тяговой сети электрических железных дорог переменного тока искажается из-за наличия двухполупериодных выпрямительных агрегатов на электроподвижном составе. Источниками искажения токов и напряжений в системе электроснабжения дороги постоянного тока являются преобразовательные агрегаты тяговых подстанций.

Расчет линейной цепи с несинусоидальными напряжениями и токами, в том числе и расчет электромагнитных влияний, в общем случае сводится к решению систем линейных дифференциальных уравнений, составленных на основании законов Кирхгофа или на основе методов, производных из законов Кирхгофа. Однако, если разложить периодические несинусоидальные токи и напряжения на сумму синусоидальных величин (гармонических составляющих), то возможен расчет для каждой гармоники, т. е. решение системы линейных алгебраических уравнений с последующим сложением и получением результата для всех гармонических составляющих. Такой подход проще, но требует предварительного разложения несинусоидальных источников на гармонические составляющие.

Периодическими несинусоидальными токами и напряжениями называют токи и напряжения, изменяющиеся во времени по периодическому несинусоидальному закону. Они возникают в электрических це-

пях, если источник эдс или источник тока дает соответственно несинусоидальную эдс или несинусоидальный ток, а также если в состав электрической цепи входят нелинейные элементы.

Любую периодическую функцию $f(\pi t)$ с периодом 2ω , удовлетворяющую условиям Дирихле, можно разложить в ряд Фурье. Следует отметить, что все периодические функции, с которыми имеют дело в электротехнике, условиям Дирихле удовлетворяют. Поэтому проводить проверку на выполнение условий Дирихле не требуется.

9.2. Возникновение гармоник при потреблении электроэнергии

Приемниками электроэнергии с нелинейными характеристиками являются в первую очередь всевозможные преобразовательные установки переменного тока в постоянный и наоборот, использующие различные полупроводниковые вентили. Сюда относятся выпрямительные агрегаты для электрической железнодорожной тяги, городского электротранспорта, электролиза (производство алюминия, хлора и др.), для

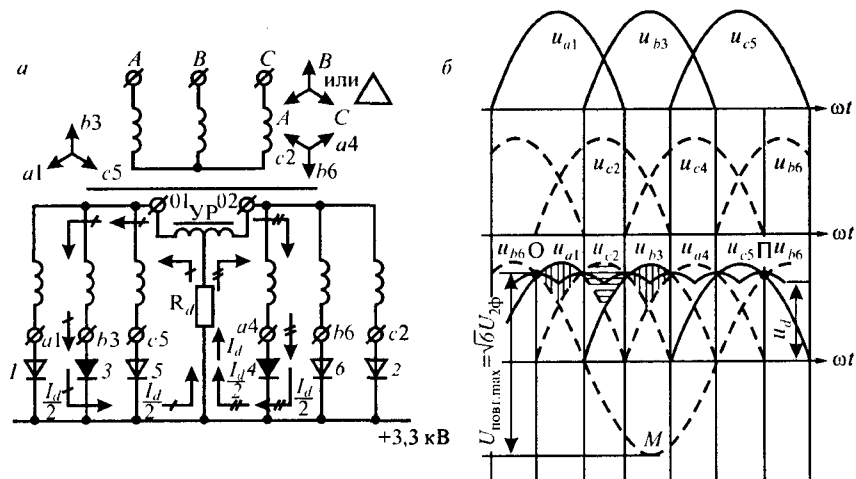


Рис. 9.1. Схема выпрямления «две вторичные обратные звезды с уравнивающим реактором» и кривые вторичного и выпрямленного напряжения

питания приводов прокатных станов, возбуждения генераторов электростанций и др.

В настоящее время широкое применение находят преимущественно неуправляемые диодные выпрямители и управляемые тиристорные выпрямительно-инверторные агрегаты. Полупроводниковые преобразовательные агрегаты обычно большой мощности присоединяют к питающим сетям с напряжением 6—220 кВ.

Критерием к выбору того или иного числа вторичных фаз выпрямительного агрегата служит стремление: 1) получить минимальные пульсации (минимальную волнистость) в кривой выпрямленного напряжения, с тем чтобы либо вовсе исключить необходимость в применении сглаживающего фильтра, либо иметь возможность ограничиться простейшим фильтром в виде катодной индуктивности, прибегая к резонансным фильтрам только в установках с особо высокими требованиями к степени сглаживания кривых выпрямленного напряжения и

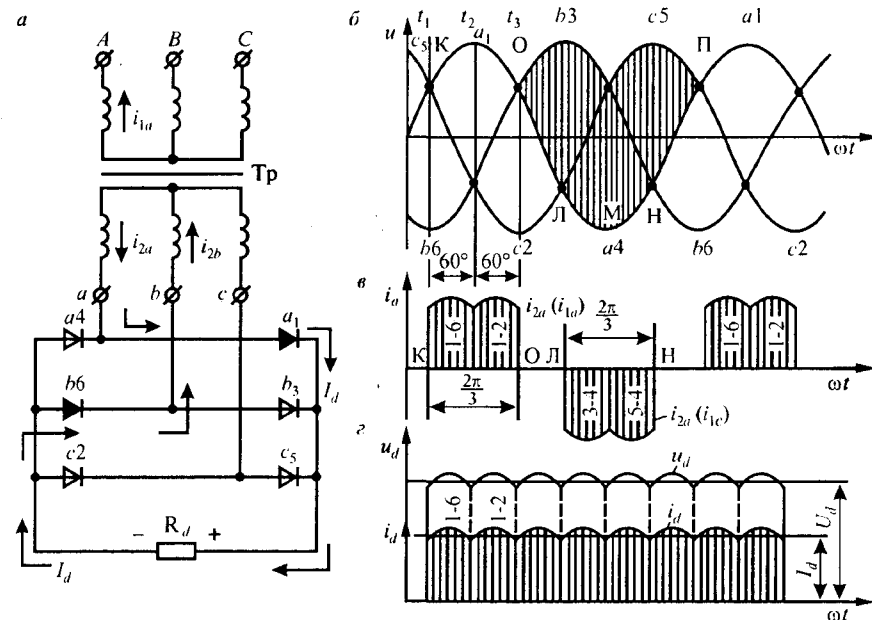


Рис. 9.2. Трехфазная шестипульсовая мостовая схема выпрямления и кривые вторичного и выпрямленного напряжения и тока

тока (тяговые устройства); 2) получить минимальное число и величину гармонических в цепи переменного тока, с тем чтобы снизить потребление реактивной энергии искажения, предупредить избыточный нагрев генераторов переменного тока и появление резонансных явлений в линии переменного тока, питающей выпрямительные установки; 3) обеспечить высокий уровень использования обмоток трансформатора по отдаваемой ими в цепь выпрямленного тока мощности.

Современный уровень электротехнического производства позволяет реализовать любую схему многопульсового преобразовательного

агрегата, но выбор оптимальной следует вести на основе простых и сложных трехфазных мостовых схем, так как нулевые явно не конкурентноспособны из-за большого расхода дефицитных материалов и значительных потерь электроэнергии [12].

На тяговых подстанциях электрических железных дорог для преобразования переменного тока в постоянный и наоборот применяются шестипульсовые «две вторичные обратные звезды с уравнильным реактором» (рис. 9.1), шестипульсовые трехфазные мостовые (рис. 9.2) и 12-пульсовые (рис. 9.3) выпрямители и выпрямительно-инверторные агрегаты. В перспективе на тяговых подстанциях возможна установка 24-пульсовых выпрямителей (см. гл. 10, рис. 10.2—10.5), в настоящее время установлен опытный образец на одной тяговой подстанции.

9.3. Гармонические составляющие в кривой выпрямленного напряжения в режиме холостого хода

При любой схеме выпрямления напряжение, получаемое от преобразовательных агрегатов, является не постоянным, а пульсирующим (рис. 9.1, 9.2). Это значит, что помимо постоянной составляющей U_d в кривую выпрямленного напряжения входит переменная составляющая $U_{dн}$, которую можно представить как сумму бесконечного ряда гармонических.

В режиме холостого хода, а также при нулевом индуктивном сопротивлении в анодных цепях выпрямителя кривая выпрямленного напряжения образуется верхними участками синусоид с протяженностью каждого участка $2\pi/m$. Число m определяет число пульсаций выпрямителя (число фаз выпрямителя либо кратное ему число, как это имеет место в трехфазной мостовой схеме выпрямления, где $m = 6$, а число фаз равно трем). В кривой выпрямленного напряжения протяженность участка $2\pi/m$ определяет собой тот промежуток времени, в течение которого кривая выпрямленного напряжения проходит один полный цикл изменений, который может быть назван периодом повторности.

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения (среднее его значение) при холостом ходе определяется участком фазного на-

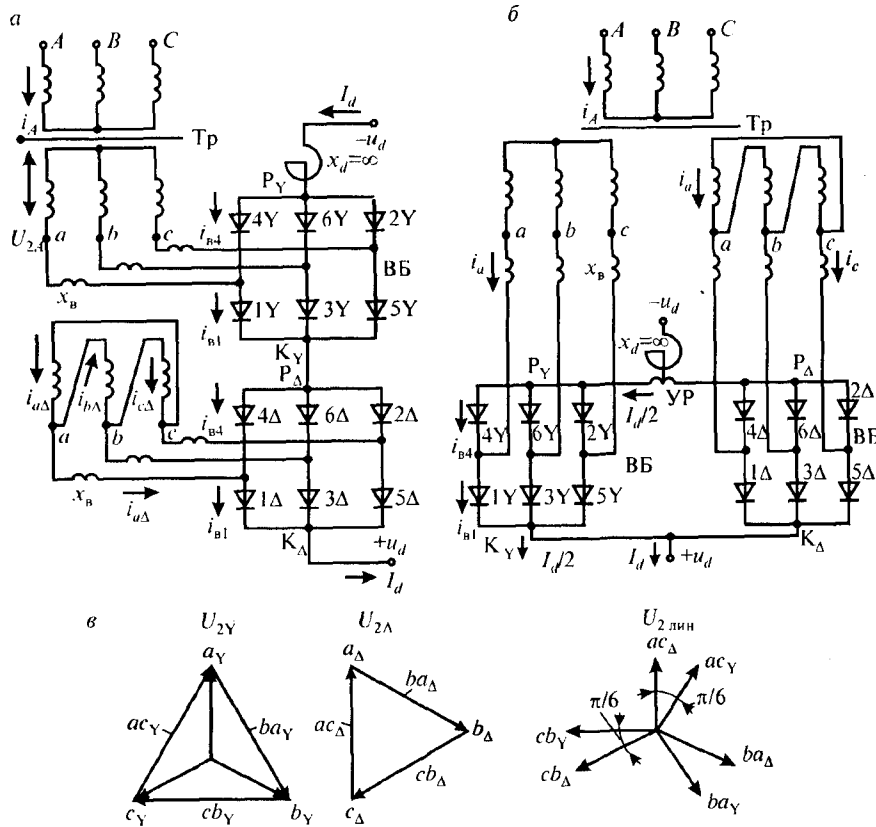


Рис. 9.3. Последовательная (а) и параллельная (б) схемы 12-пульсовых выпрямителей и диаграммы напряжений вентильных обмоток (в)

пряжения вторичной обмотки, соответствующего длительности прохождения тока. Усреднение этого напряжения дает [6]:

$$U_{d0} = \int_{-\pi/m}^{\pi/m} D_{cx} \sqrt{2} U_2 \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{D_{cx}}{K_{cx}} \sqrt{2} U_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}, \quad (9.1)$$

где D_{cx} — коэффициент схемы, представляющий отношение максимального значения выпрямленного напряжения к амплитуде фазного (для нулевых схем $D_{cx} = 1$, для 6-пульсовой схемы «две обратные звезды с уравнивающим реактором» $D_{cx} = \cos(\pi/6)$, для трехфазной мостовой и для сложных многопульсовых схем, собранных на основе трехфазных мостов, $D_{cx} = \sqrt{3}$); K_{cx} — коэффициент схемы, равный числу параллельно соединенных секций ($K_{cx} = 1$ для мостовых схем выпрямления с последовательным соединением трехфазных мостов; $K_{cx} = 2$ для 6-пульсовых нулевых, 12-пульсовых с параллельным соединением и 24-пульсовых схем выпрямления со смешанным соединением трехфазных мостов; $K_{cx} = 4$ для 24-пульсовых схем выпрямления с параллельным соединением трехфазных мостов).

Переменная составляющая аналитически может быть представлена как сумма синусоидальных переменных напряжений с частотами, кратными частоте пульсаций. Такие синусоидальные напряжения, из которых складывается переменная составляющая, называют высшими гармоническими составляющими или просто гармониками, присутствие которых и является основной причиной возникновения помех в смежных линиях связи, радиовещания, рельсовых цепях железнодорожной сигнализации и автоблокировки.

При симметричном режиме работы (симметричном и синусоидальном питающем напряжении, симметричных параметрах преобразователей, симметричных импульсах управления тиристорами в выпрямительно-инверторных агрегатах) периодичность пульсаций при 6-пульсовых схемах выпрямления мостовой и «две обратные звезды» шестикратная по отношению к частоте питающего напряжения (промышленной частоте переменного тока $f_c = 50$ Гц), у 12-пульсовых — двенадцатикратная, у 24-пульсовых — двадцатичетырехкратная. Иными словами, при симметричном режиме работы у 6-пульсовых преобразователей в кривой выпрямленного напряжения содержатся гармоники с частотами, кратными частоте 300 Гц, у 12-пульсовых — кратными частоте 600 Гц, у 24-пульсовых — кратными частоте 1200 Гц.

Порядок гармоник определяется делением частоты высшей гармонической на промышленную частоту переменного тока $f_c = 50$ Гц. При симметричном режиме работы выпрямленное напряжение на выходе любого выпрямителя тяговой подстанции содержит канонические гармоники, порядок которых может определяться выражением $k = ml$, где m — число пульсаций кривой выпрямленного напряжения в интервале времени, равном периоду питающего напряжения, $f_c = 50$ Гц, $l = 0, 1, 2, 3, \dots$ — последовательный ряд целых чисел.

В режиме холостого хода переменную составляющую выпрямленного напряжения можно представить как четную периодическую функцию [5, 9], обладающую симметрией относительно оси ординат, в которой присутствуют лишь косинусные составляющие.

Для амплитудных значений канонических гармоник, входящих в состав кривой выпрямленного напряжения, при холостом ходе

$$\begin{aligned} U_k &= \frac{m}{\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} D_{cx} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t \cos k \omega t d \omega t = \\ &= \frac{m}{\pi} D_{cx} \sqrt{2} U_2 \left[\frac{\sin(1-k) \frac{\pi}{m}}{1-k} + \frac{\sin(1+k) \frac{\pi}{m}}{1+k} \right] = \\ &= \frac{m}{\pi} D_{cx} \sqrt{2} U_2 \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi}{m} - \frac{k\pi}{m}\right)}{1-k} + \frac{\sin\left(\frac{\pi}{m} + \frac{k\pi}{m}\right)}{1+k} \right] = \\ &= \frac{m D_{cx} \sqrt{2} U_2}{\pi(1-k^2)} \left[(1+k) \left(\sin \frac{\pi}{m} \cos \frac{k\pi}{m} - \cos \frac{\pi}{m} \sin \frac{k\pi}{m} \right) + \right. \\ &\quad \left. + (1-k) \left(\sin \frac{\pi}{m} \cos \frac{k\pi}{m} + \cos \frac{\pi}{m} \sin \frac{k\pi}{m} \right) \right] = \\ &= \frac{m D_{cx} \cdot 2 \sqrt{2} U_2}{\pi(k^2 - 1)} \left(k \cos \frac{\pi}{m} \sin \frac{k\pi}{m} - \sin \frac{\pi}{m} \cos \frac{k\pi}{m} \right). \end{aligned} \quad (9.2)$$

Здесь необходимо учитывать, что период повторяемости кривой выпрямленного напряжения равен $2\pi/m$ и при разложении её на гармонические составляющие именно на этом интервале взято аналитическое описание кривой, а не на периоде равном 2π . Поэтому полученная формула дает правильные результаты только для канонических гармоник, порядок которых k кратен числу пульсаций m . В этом случае

$$\sin \frac{k\pi}{m} = 0.$$

Тогда, учитывая также соотношение между U_{d0} и U_2 ,

$$U_k = \frac{mD_{\text{сх}} \cdot 2\sqrt{2}U_2}{\pi(k^2 - 1)} \left(-\sin \frac{\pi}{m} \cos \frac{k\pi}{m} \right) = -\frac{2U_{d0}}{(k^2 - 1)} \cos \frac{k\pi}{m}, \quad (9.3)$$

а модули амплитудных значений канонических гармоник, входящих в состав кривой выпрямленного напряжения, при холостом ходе равны

$$|U_k| = \frac{2U_{d0}}{(k^2 - 1)}. \quad (9.4)$$

Ряд Фурье для кривой выпрямленного напряжения в симметричном режиме и при отсутствии нагрузки можно записать:

для 6-пульсовых выпрямителей

$$f(\omega t) = U_{d0} \left(1 + \frac{2\cos 6\omega t}{5 \cdot 7} - \frac{2\cos 12\omega t}{11 \cdot 13} + \frac{2\cos 18\omega t}{17 \cdot 19} - \frac{2\cos 24\omega t}{23 \cdot 25} + \dots \right); \quad (9.5)$$

для 12-пульсовых выпрямителей

$$f(\omega t) = U_{d0} \left(1 + \frac{2\cos 12\omega t}{11 \cdot 13} - \frac{2\cos 24\omega t}{23 \cdot 25} + \frac{2\cos 36\omega t}{35 \cdot 37} - \frac{2\cos 48\omega t}{47 \cdot 49} + \dots \right); \quad (9.6)$$

для 24-пульсовых выпрямителей

$$f(\omega t) = U_{d0} \left(1 + \frac{2\cos 24\omega t}{23 \cdot 25} - \frac{2\cos 48\omega t}{47 \cdot 49} + \frac{2\cos 72\omega t}{71 \cdot 73} - \frac{2\cos 96\omega t}{95 \cdot 97} + \dots \right); \quad (9.7)$$

аналогично для любых многопульсовых схем.

Относительные величины амплитуд гармонических в долях от среднего напряжения получим, разделив амплитуды на U_{d0} . Это дает

$$\frac{U_k}{U_{d0}} = \frac{2}{k^2 - 1}. \quad (9.8)$$

Формула справедлива для всех схем и чисел фаз, кроме гармонической первой кратности ($k = 1$) в схеме однополупериодного выпрямления, и показывает: 1) чем больше кратность гармонической, тем меньше ее амплитуда; 2) в режиме холостого хода у выпрямителей с разными числами фаз (пульсов) амплитуды гармонических с одинаковыми частотами, кратными числу фаз (пульсов), одни и те же. Вычисляя относительные величины амплитуд гармонических в процентах от выпрямленного напряжения в схемах 6-, 12- и 24-пульсовых выпрямителей, получим значения, внесенные в табл. 9.1.

Качество выпрямленного напряжения характеризуется коэффициентом полной волнистости его кривой

$$K_v = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^n U_k^2}}{U_{d0}}. \quad (9.9)$$

Таблица 9.1

Относительные величины амплитуд гармонических в кривой выпрямленного напряжения в режиме холостого хода выпрямителя

Схема выпрямления	Отношение амплитуд гармонических к постоянной составляющей выпрямленного напряжения, %, при частоте гармоники							
	300 Гц	600 Гц	900 Гц	1200 Гц	1500 Гц	1800 Гц	2100 Гц	2400 Гц
	$k = 6$	$k = 12$	$k = 18$	$k = 24$	$k = 30$	$k = 36$	$k = 42$	$k = 48$
6-пульсовые	5,7	1,4	0,6	0,35	0,22	0,15	0,11	0,09
12-пульсовые	—	1,4	—	0,35	—	0,15	—	0,09
24-пульсовые	—	—	—	0,35	—	—	—	0,09

Примечание. k — порядок гармоники.

Отметим при этом, что если у 6-пульсового ($m = 6$) выпрямителя $K_B = 0,042$, то у 12-пульсового ($m = 12$) $K_B = 0,01$, а у 24-пульсового ($m = 24$) $K_B = 0,003$, т. е. у 12-пульсового выпрямителя переменная составляющая выпрямленного напряжения в 4 раза меньше, чем у 6-пульсового, а у 24-пульсового выпрямителя — в 3 раза меньше, чем у 12-пульсового, и в 12 раз меньше, чем у 6-пульсового.

9.4. Гармонические составляющие в кривой выпрямленного напряжения в режиме нагрузки

В режиме нагрузки, благодаря индуктивному сопротивлению в цепях переменного напряжения, коммутация (переключение) тока с одного вентильного плеча на другое происходит в течение времени, оцениваемого углом коммутации. Коммутация приводит к ухудшению формы кривой выпрямленного напряжения. Угол коммутации, как известно, зависит от схемы выпрямления, тока нагрузки и индуктивного анодного сопротивления.

Индуктивное сопротивление x_B , включенное в линейные провода вентильных обмоток, является результирующим сопротивлением всех элементов цепи переменного напряжения, приведенным к параметрам вентильных обмоток тягового трансформатора:

$$x_B = x'_{\text{тг}} + x'_{\text{пт}} + x'_c, \quad (9.10)$$

где $x'_{\text{тг}}$ — сопротивление тягового трансформатора;
 $x'_{\text{пт}}$ — сопротивление понижающего трансформатора;
 x'_c — сопротивление питающей электрической системы;

$$x_B = x'_c + x'_{\text{пт}} + x'_{\text{тг}} = x'_c \frac{U_{2\text{л}}^2}{U_c^2} + \frac{u_{\text{кп}}}{100} \frac{U_{2\text{л}}^2}{S_{\text{пт}}} + \frac{u_{\text{кт}}}{100} \frac{U_{2\text{л}}^2}{S_{\text{тг}}}, \quad (9.11)$$

где x'_c , U_c — соответственно сопротивление, Ом, и напряжение, кВ, питающей системы; $U_{2\text{л}}$ — линейное напряжение вентильной обмотки тягового трансформатора, кВ; $S_{\text{пт}}$, $S_{\text{тг}}$ — номинальные мощности соответственно понижающего и тягового трансформаторов, МВ · А; $u_{\text{кп}}$ — напряжение короткого замыкания понижающего трансформатора, %; $u_{\text{кт}}$ — напряжение короткого замыкания тягового трансформатора, %.

Основную долю индуктивного сопротивления составляет

$$x'_{\text{тг}} = \frac{1}{K_Y^2} u_{\text{кт}} \frac{U_{\text{ном}}}{I_{\text{ном}}}. \quad (9.12)$$

Для удобства расчетов и по аналогии с формулой (9.12) представим

$$x_B = \frac{1}{K_Y^2} u_{\text{к}} \frac{U_{\text{ном}}}{I_{\text{ном}}}, \quad (9.13)$$

где $u_{\text{к}}$ — условное напряжение короткого замыкания некоего трансформатора выпрямителя, имеющего сопротивление x_B [12].

Естественно, что $u_{\text{к}}$ можно определить при известных слагаемых выражения (9.11). Для инженерных расчетов в условиях тяговых подстанций с питающим напряжением 110 кВ и выше достаточно определить

$$u_{\text{к}} = u_{\text{кт}} + u_{\text{кп}} \frac{S_{\text{пт}}}{S_{\text{тг}}}, \quad (9.14)$$

где $u_{\text{кп}}$ — напряжение короткого замыкания понижающего трансформатора.

В соответствии с формулами, приведенными в [12], выражение (9.13) может быть записано в следующем виде:

$$x_B = \frac{2\pi}{m} K_{\text{сх}}^2 \sin \frac{\pi}{m} u_{\text{к}} \frac{U_{d0}}{I_{d \text{ ном}}}. \quad (9.15)$$

Каждая мостовая секция сложной схемы независимо от других коммутирует ток $I_d/K_{\text{сх}}$. При этом в период коммутации $0 < \omega t < \gamma$ открыты три вентиля в секции, два из которых (1Y и 3Y) коммутируют ток и один (2Y) включен последовательно с ними (рис. 9.4).

Тогда

$$i_{B1} = I_d / K_{\text{сх}} - i_{\text{к}}, \quad i_{B2} = I_d / K_{\text{сх}}, \quad i_{B3} = i_{\text{к}}, \quad (9.16)$$

где $i_{\text{к}}$ — ток коммутации, протекающий при открытых вентилях 1Y и 3Y под действием напряжения $u_{\text{к}} = \sqrt{6} U_{2Y} \sin \omega t$ в цепи с сопротивлением $2x_B$.

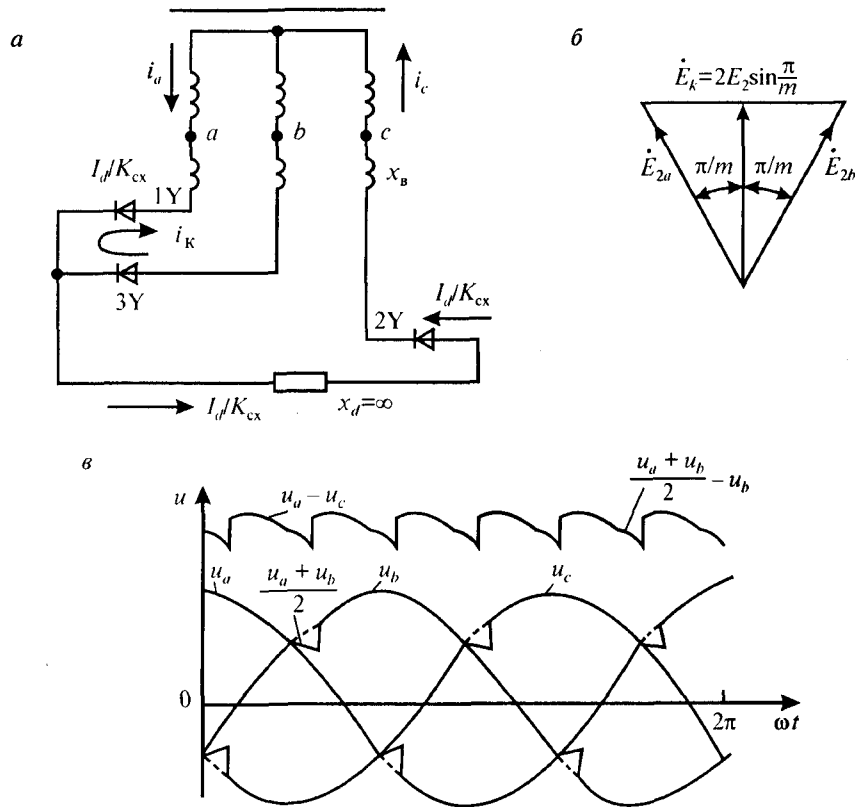


Рис. 9.4. Схема части мостовой секции и графики токов и напряжений при коммутации тока

Так как i_k — ток короткого замыкания, то он состоит из принужденной i'_k и свободной i''_k составляющих. При этом

$$i'_k = \frac{\sqrt{6}U_{2Y}}{2x_b} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}), \quad i''_k = \frac{\sqrt{6}U_{2Y}}{2x_b}. \quad (9.17)$$

При завершении коммутации ($\omega t = \gamma$) ток вентиля 3Y, равный сумме составляющих i'_k и i''_k , достигнет значения I_d / K_{cx} и, следовательно,

$$\cos \gamma = 1 - \frac{2x_b}{K_{cx}} \frac{I_d}{\sqrt{6} U_{2Y}}. \quad (9.18)$$

После подстановки x_b в выражение (9.18) получим

$$\gamma_m = \arccos \left(1 - 2u_k \sin \frac{\pi}{m} \frac{I_d}{I_{d \text{ ном}}} \right). \quad (9.19)$$

Из уравнения (9.19) следует, что применение сложных мостовых схем с увеличенным числом пульсаций выпрямленного напряжения приводит к уменьшению угла коммутации. Это благоприятно сказывается на всех технико-экономических показателях выпрямителя. Интересующее нас различие между углами коммутации 6- и 12-пульсовой схем выпрямления при одинаковых u_k во всем диапазоне нагрузок находится в соотношении $\gamma_6 / \gamma_{12} = 100/71$ [12].

Коммутация, как известно, приводит к ухудшению формы кривой и снижению уровня выпрямленного напряжения. При меньших углах коммутации эти факторы проявляются меньше.

Разность фазовых напряжений, создающая вынужденную составляющую тока коммутации в соответствии с векторной диаграммой, построенной на рис. 9.4, б, равна

$$e_{2b} - e_{2a} = 2\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m} \cdot \sin \omega t, \quad (9.20)$$

где ωt — текущий угол; ωt отсчитывается от точки пересечения положительных участков синусоид фазовых напряжений e_{2a} и e_{2b} .

Сопrotивление в контуре коммутации равно здесь двойному значению анодного сопротивления x_a .

Появление с нагрузкой коммутационных участков в кривой выпрямленного напряжения U_d не меняет порядка гармонических, так как период повторяемости остается таким же, как и при холостом ходе, но изменяется величина гармонических. Величину их мы можем найти, интегрируя кривую выпрямленного напряжения в пределах одного периода повторяемости, на двух ее участках:

1) внекоммутационном, когда напряжение

$$u_d = e_2 = \sqrt{2}E_2 \cos(\omega t - \frac{\pi}{m}), \quad (9.21)$$

2) коммутационном, когда напряжение

$$u_d = e_2 = \sqrt{2}E_2 \left[\cos(\omega t - \frac{\pi}{m}) - \sin \frac{\pi}{m} \cdot \sin \omega t \right]. \quad (9.22)$$

Действующее значение синусной составляющей в гармонической n -го порядка дает интеграл

$$U'_{nd} = \frac{m}{\sqrt{2}\pi} \left[\int_0^{\frac{2\pi}{m}} \sqrt{2}E_2 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) \sin n\omega t \cdot d\omega t - \right. \\ \left. - \int_0^{\gamma} \sqrt{2}E_2 \left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) - \sin \frac{\pi}{m} \cdot \sin \omega t \right] \sin n\omega t \cdot d\omega t \right] = \quad (9.23) \\ = \frac{E_{d0}}{2(n^2 - 1)} (n \cos n\gamma \cdot \sin \gamma - \sin n\gamma \cdot \cos \gamma),$$

где E_{d0} — среднее значение эдс при холостом ходе.

Действующее значение косинусной составляющей гармонической n -го порядка дает интеграл

$$U''_{nd} = \frac{m}{\sqrt{2}\pi} \left[\int_0^{\frac{2\pi}{m}} \sqrt{2}E_2 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) \cos n\omega t \cdot d\omega t - \right. \\ \left. - \int_0^{\gamma} \sqrt{2}E_2 \left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) - \sin \frac{\pi}{m} \cdot \sin \omega t \right] \cos n\omega t \cdot d\omega t \right] = \quad (9.24) \\ = \frac{E_{d0}}{2(n^2 - 1)} (1 + n \sin n\gamma \cdot \sin \gamma + \cos n\gamma \cdot \cos \gamma).$$

Полное действующее значение n -й гармонической

$$U_{nd} = \sqrt{(U'_{nd})^2 + (U''_{nd})^2} = \frac{E_{d0}}{2(n^2 - 1)} \times \\ \times \sqrt{1 + \sin \gamma (n^2 \sin \gamma + 2n \sin n\gamma) + \cos \gamma (\cos \gamma + 2 \cos n\gamma)}. \quad (9.25)$$

В качестве примера на рис. 9.5, а приведена часть кривой выпрямленного напряжения в режиме нагрузки для 6-пульсовой схем выпрямления, на рис. 9.5, б первые четыре её гармонические составляющие

с частотами 300, 600, 900, 1200 Гц и на рис. 9.5, в сумма этих гармоник. Кроме этих четырех гармоник в переменную составляющую входят гармоники с более высокими частотами, кратными частоте 300 Гц, а также другие гармоники (происхождение которых будет более подробно объяснено ниже), дающие в сумме кривую, приведенную на рис. 9.5, г.

По вычисленным по формуле (9.25) гармоническим составляющим для $k = 6, 12, 18$ и 24 в функции от угла коммутации построены кривые на рис. 9.6.

Эти кривые показывают, что с ростом угла коммутации γ амплитудные значения U_k гармонических составляющих выпрямленного напряжения увеличиваются. Наличие мощных однофазных нагрузок, например электрической тяги переменного тока, приводит к появлению несимметрии напряжения в трехфазных электрических системах, которая увеличивает гармонический состав выпрямленного напряжения (более подробно см. разд. 9.7).

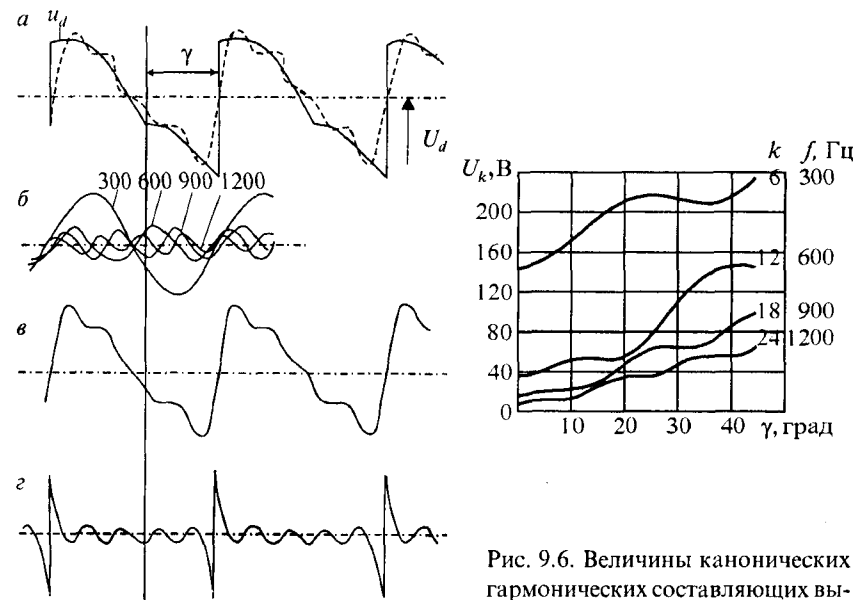


Рис. 9.5. Кривые выпрямленного напряжения и его составляющие

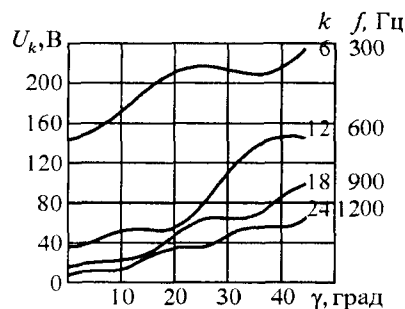


Рис. 9.6. Величины канонических гармонических составляющих выпрямленного напряжения на выходе шестипульсового выпрямителя ($k = 6, 12, 18$ и 24)

При проектировании новых электрифицированных участков в расчете напряжения гармонических составляющих U_k несимметрию фазных напряжений питающей тяговой подстанции ВЛ принимают равной $b = 1,03$.

Это практически соответствует принятому в ГОСТ 13109-97 на качество электроэнергии у потребителей значению нормально допустимого коэффициента несимметрии напряжений 2% [20]. Для упрощения расчетов угловая несимметрия фазных напряжений не учитывается, что при $b < 1,03$ практически не сказывается на результатах расчета. Упрощенно несимметрия b определяется отношением максимального и минимального значений фазных напряжений на вторичной обмотке тягового трансформатора:

$$b = \frac{U_{2\phi}}{U_{3\phi}} \text{ или } \frac{U_{2\phi}}{U_{1\phi}}.$$

Напряжение гармонических составляющих U_k выпрямленного тока на выходе выпрямителя в зависимости от угла коммутации γ при несимметрии питающего напряжения $b = 1,03$ определяют по графикам рис. 9.6 и 9.7.

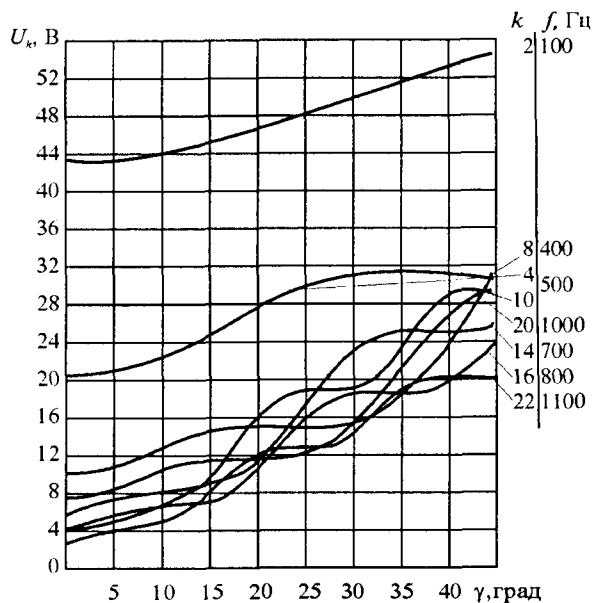


Рис. 9.7. Величины гармонических составляющих выпрямленного напряжения на выходе шестипульсового выпрямителя ($k = 2, 4, 8, 10, 14, 16, 20$ и 22)

Угол коммутации или угол перекрытия анодов является функцией нагрузочных токов I_d , приходящихся на один агрегат, и определяется из выражения (9.19).

Начальные фазы напряжений k -й гармонической составляющей определяют по графикам $\varphi_k = f(\gamma)$ (рис. 9.8) или вычисляют по формуле

$$\varphi_k = \arctg \frac{-k \sin k\gamma \cdot \sin \gamma - \cos k\gamma \cdot \cos \gamma - 1}{k \cos k\gamma \cdot \sin \gamma - \sin k\gamma \cdot \cos \gamma}, \text{ град.} \quad (9.26)$$

При двустороннем питании влияющей фидерной зоны векторную разность напряжений гармонических составляющих ΔU_k , возникающую в тяговой сети между двумя смежными тяговыми подстанциями, определяют из выражения

$$\Delta U_k = |U_{k1} e^{j\varphi_{k1}} - U_{k2} e^{j\varphi_{k2}}|, \quad (9.27)$$

где U_{k1} и U_{k2} — величины напряжения k -й гармонической составляющей выпрямленного тока на смежных тяговых подстанциях;

φ_{k1} и φ_{k2} — начальные фазы напряжений k -й гармонической составляющей U_{k1} и U_{k2} соответственно.

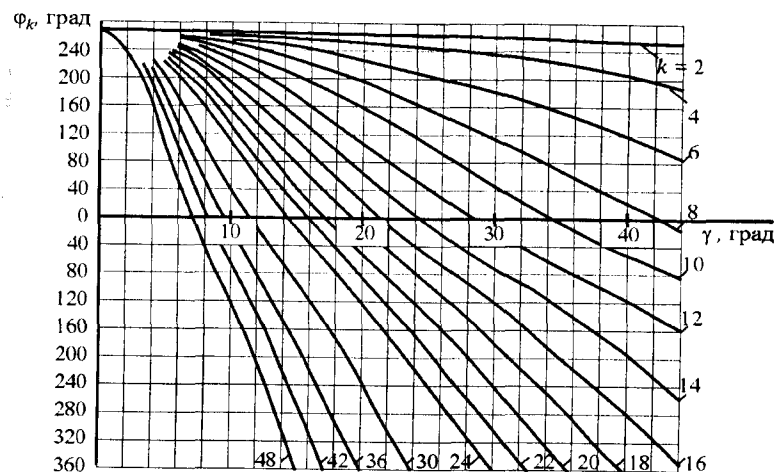


Рис. 9.8. Кривые для вычисления начальных фаз гармоник φ_k

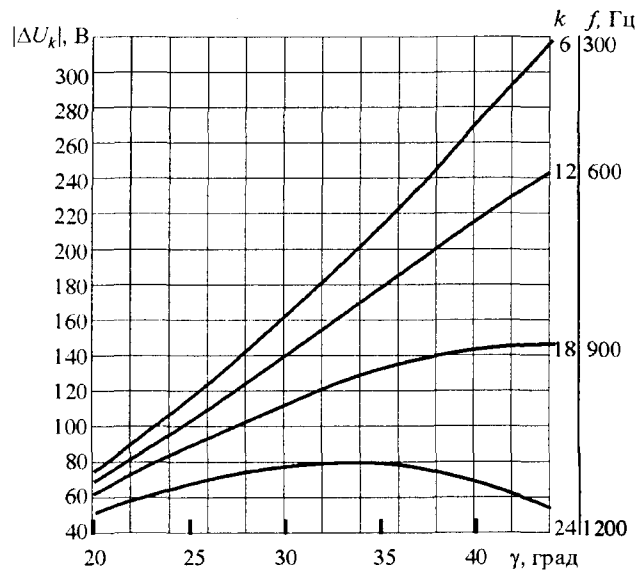


Рис. 9.9. Векторная разность напряжений канонических гармонических составляющих в тяговой сети между смежными тяговыми подстанциями ($k = 6, 12, 18$ и 24)

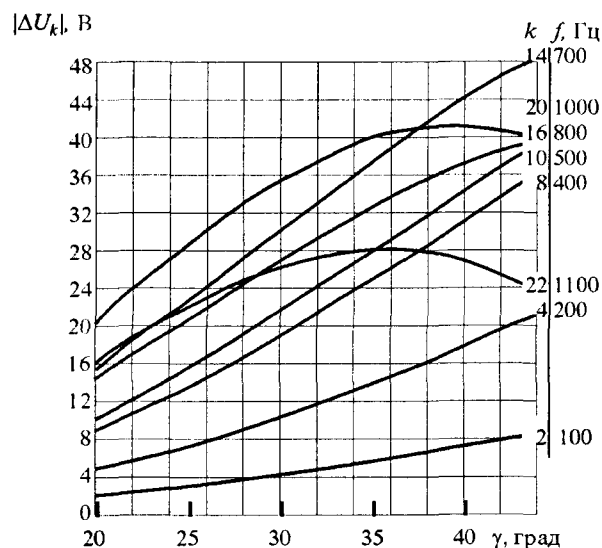


Рис. 9.10. Векторная разность напряжений неканонических гармонических составляющих в тяговой сети между смежными тяговыми подстанциями ($k = 2, 4, 8, 10, 14, 16, 20$ и 22)

При вычислении мешающих влияний рекомендуются [19] следующие соотношения нагрузочных режимов на смежных тяговых подстанциях:

$$\begin{aligned} I_1 &\leq 80\% \text{ от } I_{\text{ном}}, \\ I_2 &\leq 40\% \text{ от } I_{\text{ном}}. \end{aligned} \quad (9.28)$$

С целью облегчения определения векторной разности напряжений гармонических составляющих ΔU_k на участке контактной сети с двусторонним питанием на рис. 9.9 и 9.10 изображены графики изменения $|\Delta U_k|$ в зависимости от угла коммутации выпрямительного агрегата подстанции с нагрузочным током I_{d1} при несимметрии питающего напряжения $b = 1,03$ и соотношении нагрузочных токов на смежных тяговых подстанциях $I_{d2} = 0,5I_{d1}$.

В случае, если несимметрия фазных напряжений питающей ВЛ заведомо отличается от $b = 1,03$, напряжения гармонических составляющих вычисляют по приближенной формуле:

$$U_k = \frac{U}{\pi(k^2 - 1)} \left[1 + 2\sqrt{b^2 - b + 1} \cos \left(k\alpha(-1)^{\frac{k}{2}} \right) \right] \times \sqrt{(-k \sin k\gamma \sin \gamma - \cos k\gamma \cos \gamma - 1)^2 + (k \cos k\gamma \sin \gamma - \sin k\gamma \cos \gamma)^2}, \quad (9.29)$$

где U — напряжение на выходе шестипульсового диодного выпрямителя, В;

$$\alpha = \arctg \frac{2b - 1}{\sqrt{3}} \text{ — угол, являющийся функцией несимметрии, град}$$

9.5. Гармоники выпрямленного напряжения 12-пульсовых выпрямителей

9.5.1. Гармоники выпрямленного напряжения при симметричных питающих напряжениях

Каждая пульсация выпрямленного напряжения 12-пульсового выпрямителя при симметричных синусоидальных питающих напряжениях и при полной симметрии фаз (плеч) трансформатора, вентильных блоков и т. п. при холостом ходе (рис. 9.11, а) является частью суммы

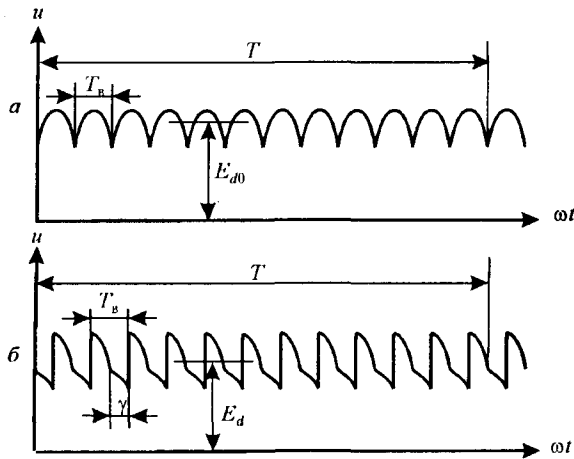


Рис. 9.11. Форма кривой эдс 12-пульсового выпрямителя при симметричных синусоидальных питающих напряжениях для режимов холостого хода (а) и нагрузки (б)

синусоид соответствующих линейных эдс (напряжений) вентильных обмоток тягового трансформатора.

При появлении нагрузки (рис. 9.11, б) в кривой каждой пульсации наблюдаются искажения в пределах угла γ , обусловленные коммутацией токов.

Как при холостом ходе, так и при нагрузке за один период T кривой питающего напряжения в кривой выпрямленного напряжения наблюдаются 12 совершенно одинаковых пульсаций, а период кривой выпрямленного напряжения T_B составляет $T/12$. При таких идеальных условиях порядок гармоник кривой выпрямленного напряжения определяется согласно формуле $n = kT/T_B = 12k$, т. е. $n = 12, 24, 36, \dots$ В кривой эдс 12-пульсового выпрямителя при этих условиях присутствуют только гармонические составляющие с частотами, кратными 600 Гц (600, 1200, 1800 Гц, ...).

Для идеальных условий эдс n -й гармоники выпрямителя в режиме холостого хода

$$E_n = \sqrt{2} E_{d0} / (n^2 - 1), \quad (9.30)$$

где $E_{d0} = U_{d0}$ — среднее значение эдс (выпрямленного напряжения) при холостом ходе.

Для этих же условий в режиме нагрузки (работают четыре-пять вентилей)

$$E_n = E_{dc} \sqrt{C_1^2 + C_2^2 - 2C_1 C_2 \cos \gamma} / \sqrt{2}. \quad (9.31)$$

При этом коэффициенты

$$C_1 = \cos \left[(n+1) \frac{\gamma}{2} \right] / (n+1); \quad C_2 = \cos \left[(n-1) \frac{\gamma}{2} \right] / (n-1). \quad (9.32)$$

Угол коммутации

$$\gamma = \arccos(1 - \delta / \sqrt{3}), \quad (9.33)$$

где δ — коэффициент коммутации.

Для 12-пульсовой схемы выпрямления [12]:
с последовательным соединением мостов

$$\delta = 2I_d X_Y / (\sqrt{2} E_{2\phi}), \quad (9.34)$$

с параллельным соединением

$$\delta = I_d X_Y / (\sqrt{2} E_{2\phi}), \quad (9.35)$$

где I_d — среднее значение выпрямленного тока нагрузки;

$E_{2\phi} = U_{2\phi}$ — фазная эдс (напряжение) вентильной обмотки, соединенной звездой, для исходной фазы.

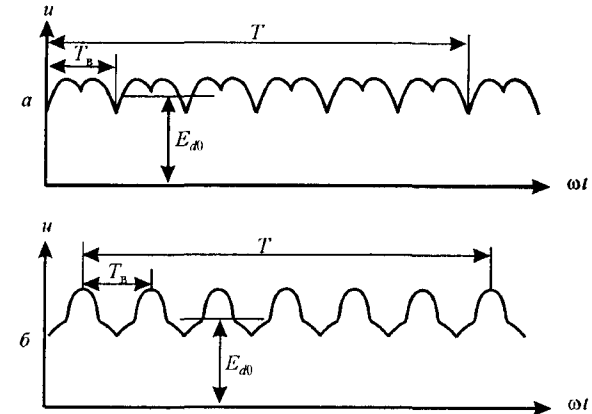


Рис. 9.12. Форма кривой эдс 12-пульсового выпрямителя при несимметрии вентильных обмоток трансформатора (а) и несинусоидальных симметричных питающих напряжениях (б)

В реальных условиях при соединении одной вентильной обмотки звездой, а другой треугольником практически невозможно подобрать целые числа витков этих обмоток, кратные $\sqrt{3}$. Вследствие этого всегда будет наблюдаться некоторая несимметрия линейных напряжений вентильных обмоток и соседних пульсаций кривой выпрямленного напряжения, несмотря на то, что питающие напряжения симметричны и синусоидальны (рис. 9.12, а).

При этом период кривой выпрямленного напряжения T_v возрастает в 2 раза по сравнению с периодом T_v в идеальном случае (см. рис. 9.11, а), что приводит к изменению спектрального состава эдс выпрямителя. Порядок гармоник в таком случае определяется согласно формуле $n = mk$ выражением $n = 6k$, т. е. $n = 6, 12, 18, \dots$, а частота гармоник $f_n = 300, 600, 900$ Гц, ...

Для снижения напряжений гармоник 300, 900, 1500 Гц, ..., не свойственных 12-пульсовым схемам выпрямления, стремятся подобрать число витков вентильных обмоток тяговых трансформаторов таким, чтобы несимметрия их линейных напряжений не превышала 0,2%.

У реальных трансформаторов ТРДП-12500/10Ж для 12-пульсовых выпрямителей с последовательным соединением мостов число витков вентильной обмотки, соединенной звездой, равно 15, а треугольником — 26. При таком соотношении несимметрия линейных напряжений вентильных обмоток составляет всего 0,074% и ее влияние на эдс гармоник 300, 900, 1500 Гц, ... можно не учитывать [12].

Использование мощных преобразователей переменного тока в постоянный во многих отраслях народного хозяйства (электрометаллургия, электрифицированный железнодорожный транспорт и др.) ведет к тому, что напряжения в системах электроснабжения, от которых получают питание тяговые подстанции постоянного тока, являются несинусоидальными. При этом в ряде случаев напряжения могут быть признаны симметричными и несинусоидальными.

Несинусоидальность питающих напряжений обусловлена наличием в их составе высших гармоник определенного порядка, кроме первой (50 Гц). Обозначим порядок этих гармоник буквой v в отличие от порядка гармоник на стороне постоянного тока, обозначенного нами буквой l .

В первичных обмотках тяговых трансформаторов нет путей для токов гармоник, порядок которых кратен трем (сеть с изолированной нейтра-

лью), поэтому можно принять, что питающие напряжения содержат высшие гармоники с порядковыми номерами $v = 5, 7, 11, 13, \dots$, т. е.

$$v = 6k \pm 1. \quad (9.36)$$

Частоты этих гармоник $f_v = 250, 350, 550, 650$ Гц, ... При этом гармоники порядка $v = 6k + 1$ имеют прямую, а $v = 6k - 1$ — обратную последовательность чередования фаз [12].

Если бы в питающей энергосистеме применялись только выпрямители с количеством пульсаций 12 и более, то выполнялось бы условие

$$v = 12k \pm 1. \quad (9.37)$$

При этом присутствовали бы гармоники с порядком $v = 11, 13, 23, 25, \dots$ и с частотами $f_v = 550, 650, 1150, 1250$ Гц, ... Эти гармоники могут быть названы каноническими для 12-пульсовых преобразователей.

Известно, что присутствующие в питающих напряжениях гармоники порядка $v = 5, 7, 17, 19, \dots$, соответствующие нечетным значениям k в выражении (9.36), трансформируются в вентильные обмотки, соединенные звездой и треугольником, неодинаково. Как это показано, например, в [16], линейные эдс звезды и треугольника одинаковы по действующим значениям и по форме кривой только в том случае, если в кривых питающих напряжений содержатся гармоники порядка $v = 12k \pm 1$.

Если в кривых питающих напряжений имеются неканонические для 12-пульсовых выпрямителей гармоники ($v = 5, 7, 17, 19, \dots$), то линейные эдс вентильных обмоток, соединенных звездой и треугольником, равны по действующему значению, но различны по форме, а углы коммутации мостов становятся неодинаковыми. При этом средние значения эдс мостов E_{dY} и $E_{d\Delta}$ также оказываются неодинаковыми, что в 12-пульсовых выпрямителях с параллельным соединением мостов может привести к неравномерной их загрузке и подмагничиванию уравнительного реактора. В таких случаях соседние пульсации кривой выпрямленного напряжения оказываются неодинаковыми, а период кривой выпрямленного напряжения увеличивается в 2 раза по сравнению с периодом в идеальном случае. Все это приводит к появлению в составе выпрямленного напряжения гармоник порядка $n = 6, 18, 30, \dots$ с частотами 300, 900, 1500 Гц ... Для примера на рис. 9.12, б показана кривая выпрямленного напряжения при симметричных несинусои-

дальных питающих напряжениях, когда несинусоидальность обусловлена наличием седьмой высшей гармоники ($\nu = 1, 7$).

Обозначим угол сдвига напряжения ν -й гармоники по отношению к первой для принятой за исходную фазы A через ψ_A . При этом всегда $\psi_{A1} = 0$. Пусть в питающей сети напряжения симметричны и несинусоидальны, причем несинусоидальность обусловлена присутствием только одной высшей гармоники, амплитуда которой составляет 5% первой, а $\psi_{A\nu} = 0$. Влияние некоторых параметров несинусоидальности на значения эдс гармоник 12-пульсового выпрямителя в режиме холостого хода показано в табл. 9.2 и на рис. 9.13 и 9.14.

Результаты расчетов, представленные в табл. 9.2 и на рис. 9.13 и 9.14, показывают:

1) наличие в сети переменного тока неканонических гармоник ($\nu = 5, 7, 17, 19, \dots$) не оказывает существенного влияния на значения эдс гармоник порядка $n = 12k$ ($f_n = 600, 1200, 1800$ Гц, ...) и приводит к появлению

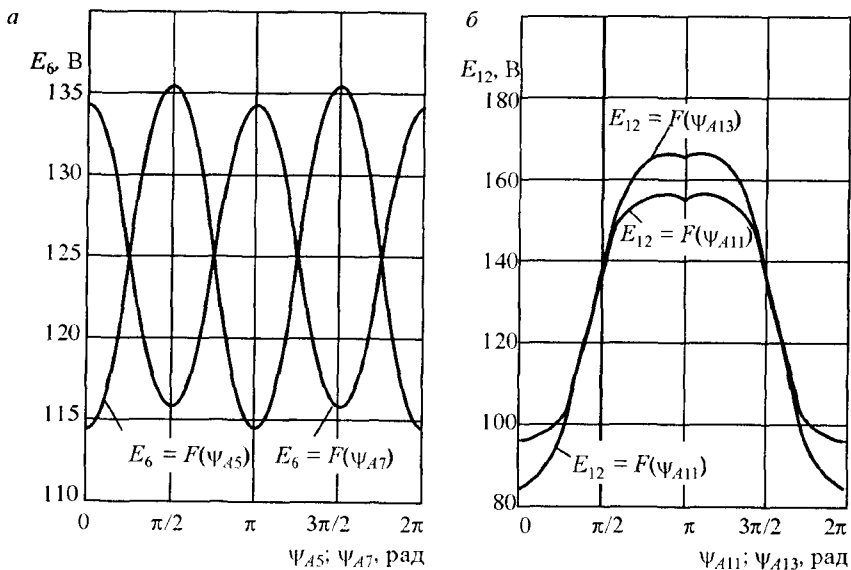


Рис. 9.13. Зависимости эдс гармоник 300 Гц (а) и 600 Гц (б) от углов сдвига ψ_A при симметричных несинусоидальных питающих напряжениях и холостом ходе выпрямителя

Таблица 9.2

Порядок гармоник n , содержащихся в питающих напряжениях
Эдс гармоники E_n , В, при частоте f_n , Гц

Порядок гармоник n , содержащихся в питающих напряжениях	Эдс гармоники E_n , В, при частоте f_n , Гц					
	300	600	900	1200	1500	1800
1	0	34,9	0	8,7	0	3,8
1; 5	113,5	34,9	4,2	8,7	1,4	3,8
1; 7	134,5	34,9	6,3	8,7	2,0	3,8
1; 11	0	84,5	0	2,6	0	1,5
1; 13	0	94,9	0	16,7	0	6,7

гармоник порядка $n = 6k$ при нечетных k ($f_n = 300, 900, 1500$ Гц, ...). Значения эдс этих гармоник зависят от начальных фаз ψ_A и амплитуд ν -х гармоник;

2) наличие в сети переменного тока канонических гармоник ($\nu = 11, 13, 23, 25, \dots$) не приводит к появлению в составе эдс 12-пульсового выпрямителя гармоник порядка $n = 6k$ при нечетных k ($f_n = 300, 900, 1500$ Гц, ...) и оказывает значительное влияние на значения эдс гармоник порядка $n = 12k$.

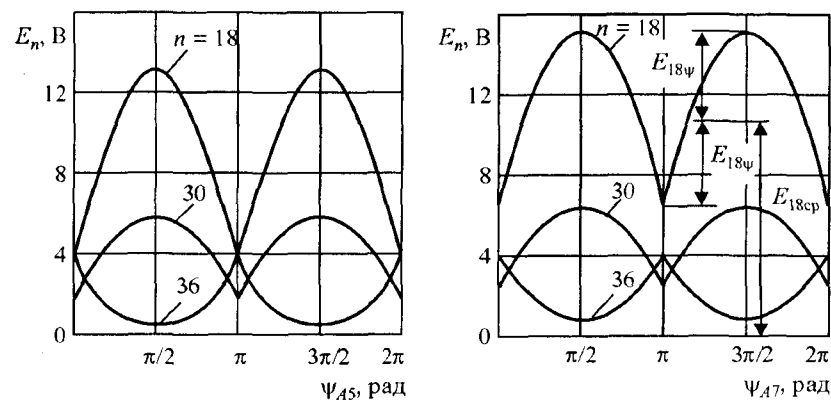


Рис. 9.14. Зависимости эдс гармоник 900, 1500 и 1800 Гц ($n = 18, 30, 36$) от углов сдвига ψ_A при симметричных несинусоидальных питающих напряжениях и холостом ходе выпрямителя

В реальных условиях несинусоидальность напряжений сети переменного тока характеризуется присутствием не одной, а многих высших гармоник. При этом каждая из них оказывает соответствующее влияние на спектральный состав, амплитуды и начальные фазы эдс гармоник выпрямителя. Основными влияющими параметрами являются порядок, амплитуды и начальные фазы гармоник сети переменного тока, а также нагрузочное состояние выпрямителя.

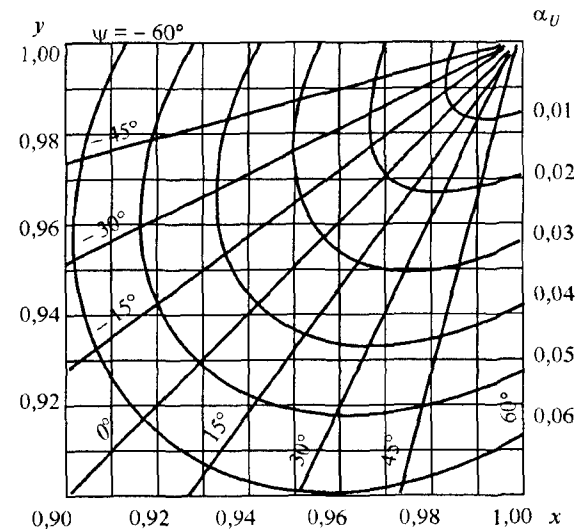
Поскольку на реальных подстанциях все эти факторы непрерывно изменяются, точный учет их не представляется возможным из-за отсутствия исходных данных. Поэтому при проектировании сглаживающих фильтров и расчете мешающих влияний могут быть использованы некоторые усредненные значения эдс гармоник выпрямителя.

9.5.2. Гармоники выпрямленного напряжения при несимметричных синусоидальных питающих напряжениях

Наличие мощных однофазных нагрузок, например электрической тяги переменного тока, приводит к появлению несимметрии напряжений в электрических системах. В сетях с изолированной нейтралью, а именно от таких сетей получают питание 12-пульсовые выпрямительные агрегаты тяговых подстанций постоянного тока, несимметричные фазные и линейные напряжения всегда составляют замкнутый треугольник.

Любую несимметричную трехфазную систему напряжений в таких случаях однозначно определяют коэффициент несимметрии напряжений α_U , равный отношению напряжения обратной последовательности к напряжению прямой последовательности (по ГОСТ 13109-97 к номинальному напряжению), и угол сдвига ψ между составляющими прямой и обратной последовательностей для одной из фаз. Будем называть эту фазу исходной. Условимся всегда принимать за исходную ту фазу, у которой напряжение является наибольшим. Тогда коэффициент α_U и угол ψ можно определить по диаграмме, приведенной на рис. 9.15. Для этого требуется измерить три фазных или линейных напряжения и вычислить промежуточные коэффициенты x и y , причем x — отношение напряжения следующей по ходу чередования фазы к напряжению исходной фазы.

Рис. 9.15. Диаграмма для определения коэффициента несимметрии напряжений



Пусть, например, $U_a = 6,06$ кВ; $U_b = 5,94$ кВ; $U_c = 6,00$ кВ. Принимаем за исходную фазу a . Тогда $x = U_b/U_a = 5,94 / 6,06 = 0,98$; $y = U_c/U_a = 6,00 / 6,06 = 0,99$. По диаграмме найдем $\alpha_U = 0,0117$, или $\alpha_U = 1,17\%$, и $\psi = 30^\circ$.

Рассмотрим еще один пример: $U_{ab} = 10,1$ кВ; $U_{bc} = 10,4$ кВ; $U_{ca} = 10,4$ кВ. За исходное может быть принято либо напряжение U_{bc} , либо U_{ca} . В первом случае $x = U_{ca}/U_{bc} = 10,4/10,4 = 1,00$; $y = U_{ab}/U_{bc} = 10,1/10,4 = 0,97$; $\alpha_U = 0,02$; $\psi = 60^\circ$, а во втором $x = U_{ab}/U_{ca} = 10,1/10,4 = 0,97$; $y = U_{bc}/U_{ca} = 10,4/10,4 = 1,00$; $\alpha_U = 0,02$; $\psi = -60^\circ$. Во втором случае напряжение обратной последовательности составляет 2% напряжения прямой последовательности, а вектор составляющей обратной последовательности напряжения U_{ca} отстает от вектора составляющей прямой последовательности на 60° .

Согласно ГОСТ 13109-97 коэффициент несимметрии напряжений в сетях напряжением 110 кВ и выше не должен превышать 2%, и это требование на подавляющем большинстве тяговых подстанций постоянного тока выполняется. Исключение составляют стыковые тяговые подстанции, на которых при питании электрической тяги постоянного и переменного тока от одного понижающего трансформатора коэффициент несимметрии напряжений, питающих выпрямительные агрегаты, может достигать 6 и даже 10%. На тяговых подстанциях постоянного

тока стыковых участков (примыкающих к станциям стыкования электрической тяги двух родов тока), когда питание их осуществляется по одним линиям электропередачи с подстанциями переменного тока, при определенных режимах возможны значения коэффициента несимметрии, превышающие 2%.

Составляющие прямой и обратной последовательностей трансформируются в обмотки, соединенные звездой и треугольником, неодинаково. Поэтому при несимметричных питающих напряжениях в общем случае одноименные линейные эдс этих обмоток не равны друг другу, а углы сдвига между ними не равны 30° .

Период кривой эдс выпрямителя T_B (рис. 9.16) составляет половину периода кривой питающего напряжения T .

В пределах одного периода кривой T_B в общем случае все шесть углов коммутации могут быть разными. Порядок гармоник эдс выпрямителя определяется рядом $n = kT/T_B = 2k$, т. е. $n = 2, 4, 6, \dots$. В кривой выпрямленного напряжения присутствуют все гармоники с частотами, кратными 100 Гц ($f_n = 100, 200, 300$ Гц, ...). Амплитуды эдс этих гармоник зависят от напряжения исходной фазы, коэффициента несимметрии α_U , угла ψ и нагрузочного состояния выпрямителя, характеризуемого коэффициентом коммутации δ .

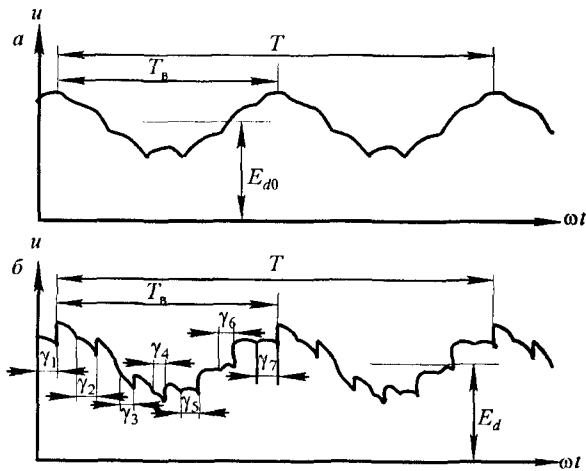


Рис. 9.16. Форма кривой эдс 12-пульсового выпрямителя при несимметричных синусоидальных питающих напряжениях для режимов холостого хода (а) и нагрузки (б)

В данном разделе представляется нецелесообразным приводить методику расчета эдс гармоник 12-пульсового выпрямителя при несимметричных синусоидальных питающих напряжениях, так как она вытекает из более общей методики, приведенной ниже в разд. 9.8. Рассмотрим только некоторые закономерности формирования спектрального состава эдс 12-пульсового выпрямителя.

При $\alpha_U = \text{const}$ и изменении угла ψ от -60° до 60° эдс гармоники колеблется вокруг некоторого среднего значения $E_{n\text{ср}}$ от максимального $E_{n\text{max}} = E_{n\text{ср}} + E_{n\phi}$ до минимального $E_{n\text{min}} = E_{n\text{ср}} - E_{n\phi}$ (рис. 9.17, а). У 12-пульсовых выпрямителей по сравнению с 6-пульсовыми зависимости E_n от угла ψ при $\alpha_U = \text{const}$ и $\delta = \text{const}$ менее явно выражены и для большинства гармоник частотой ниже 1000 Гц (кроме 300 и 900 Гц) величина $E_{n\phi}$ не превышает 10% $E_{n\text{ср}}$. Например, при $\alpha_U = 2\%$ и $\delta = 0$ для гармоники 100 Гц $E_{2\text{ср}} = 49,2$ В, $E_{2\phi} = 0,25$ В. Отклонения эдс гармоник 300 и 900 Гц от средних значений достигают при этих же условиях $\pm 80\%$, однако сами эти средние значения при $\alpha_U < 10\%$ не превышают 10 В.

Это дает основание рекомендовать для проектирования сглаживающих фильтров и расчетов мешающих влияний средние значения эдс гармоник, не зависящие от угла ψ .

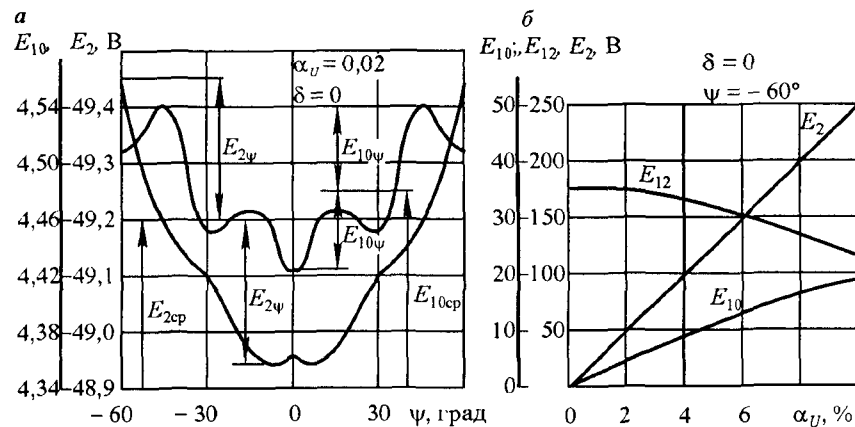


Рис. 9.17. Зависимости эдс гармоник 100, 500 и 600 Гц ($n = 2, 10, 12$) при холостом ходе выпрямителя ($\delta = 0$) и несимметричных синусоидальных питающих напряжениях от угла ψ (а) и коэффициента несимметрии α_U (б)

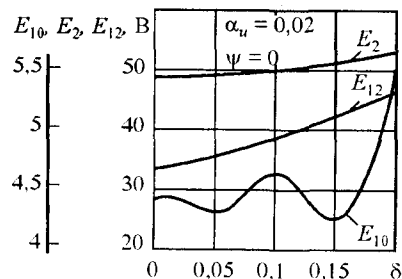


Рис. 9.18. Зависимости эдс гармоник 100, 500, 600 Гц от коэффициента коммутации δ

Обратим внимание еще на ряд закономерностей. По мере увеличения несимметрии питающих напряжений (при $\alpha_U < 10\%$) при прочих неизменных условиях эдс гармоник 600, 1200, 1800 Гц, ... снижаются, а всех остальных возрастают (рис. 9.17, б).

Наибольшие значения эдс канонических гармоник (600, 1200, 1800 Гц, ...) наблюдаются при симметричных питающих напряжениях.

На рис. 9. 18. приведены зависимости эдс гармоник от коэффициента коммутации.

Сравнение эдс гармоник 6- и 12-пульсовых выпрямителей при несимметричных синусоидальных питающих напряжениях показывает, что гармоники 100, 600, 1200, 1800 Гц, ... у таких преобразователей при холостом ходе практически одинаковы, а гармоники 500, 700, 1100, 1300 Гц, ... близки по значению. При одинаковой нагрузке и прочих равных условиях углы коммутации у 12-пульсовых выпрямителей меньше, чем у 6-пульсовых. При номинальной нагрузке коэффициент коммутации δ у 6-пульсового выпрямителя может достигать значений 0,3—0,35, а у 12-пульсового чаще всего не превышает 0,2. Поэтому при нагрузке у 12-пульсового выпрямителя, как при симметричных, так и при несимметричных питающих напряжениях, эдс названных выше гармоник меньше, чем у 6-пульсового. Эдс гармоник 200, 300, 400, 800, 900, 1000 Гц, ... у 12-пульсового выпрямителя значительно меньше, чем у 6-пульсового.

9.5.3. Гармоники выпрямленного напряжения при несимметричных и несинусоидальных питающих напряжениях

Во многих электрических системах нашей страны, от которых получают питание тяговые подстанции постоянного тока, напряжения являются в большей или меньшей степени и несимметричными, и не-

синусоидальными. Ранее мы рассмотрели по отдельности влияние несимметрии и несинусоидальности на спектральный состав кривой эдс 12-пульсового выпрямителя. При наличии одновременно и несимметрии, и несинусоидальности количество факторов, оказывающих влияние на спектральный состав, возрастает. Одновременно все это значительно усложняет не только расчетные формулы, но и прогнозирование исходной информации на стадии проектирования.

Для того чтобы определить гармонические составляющие выпрямленного напряжения при несимметричных и несинусоидальных питающих напряжениях, необходимо описать аналитически кривую выпрямленного напряжения на интервале периода повторяемости, который в этом режиме работы равен — полупериоду основной частоты 50 Гц. Несимметричные и несинусоидальные напряжения фаз вторичных обмоток преобразовательного трансформатора можно представить суммами несимметричных синусоидальных (гармонических) составляющих.

Амплитуды и начальные фазы гармонических составляющих напряжения исходной фазы (за исходную принята фаза a с большей амплитудой) вентильной обмотки, соединенной в звезду, U_{ka} и φ_{ka} , предварительно вычисляются по методике, приведенной ниже в разд. 9.10, и задаются в качестве исходных данных. Как правило, в энергосистемах с мощными преобразовательными нагрузками спектр питающих напряжений содержит гармоники порядка $k = 1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, \dots$, причем 1, 7, 13, 19, ... имеют прямую, а 5, 11, 17, 23, ... — обратную последовательности чередования фаз (см. разд. 9.10).

Несимметрия питающего напряжения может быть учтена с помощью предварительно вычисленных, по заданному коэффициенту несимметрии $\alpha_U, \%$, соответствующих амплитудных значений U_{ka}, U_{kb}, U_{kc} и начальных углов $\varphi_{ka}, \varphi_{kb}, \varphi_{kc}$ гармоник напряжений фаз. При этом следует учитывать, что начальные углы гармоник всех фаз задаются с учетом углов сдвига $\psi_{kba}, \psi_{kcb}, \psi_{kac}$ между одноименными гармониками фаз, которые определяются из решения косоугольных треугольников по теоремам синусов и косинусов.

Если известны действующие значения фазных или линейных напряжений вторичной обмотки преобразовательного трансформатора, то принимаем за исходное напряжение фазы U_a или линейное на-

пряжение U_{cb} и определяем отношения фазных или линейных напряжений:

$$x = \frac{U_b}{U_a} = \frac{U_{ca}}{U_{bc}}; \quad y = \frac{U_c}{U_a} = \frac{U_{ab}}{U_{bc}}. \quad (9.38)$$

Эти же соотношения можно определить по заданному коэффициенту несимметрии напряжений и углу между составляющими прямой и обратной последовательностей по диаграмме рис. 9.15.

Зная амплитудные значения гармонических исходной фазы и коэффициенты x и y , можно определить амплитудные значения и начальные углы гармонических других фаз:

$$U_{kb} = xU_{ka}; \quad U_{kc} = yU_{ka}; \quad U_{kca} = xU_{kbc}; \quad U_{kab} = yU_{kbc}. \quad (9.39)$$

Углы в вершинах косоугольных треугольников можно определить, используя теоремы косинусов и синусов:

$$A = \arccos \frac{U_{ac}^2 + U_{ba}^2 - U_{cb}^2}{2U_{ac}U_{ba}}; \quad B = \arcsin \frac{U_{ac} \sin A}{U_{cb}}; \\ C = 180^\circ - (A + B). \quad (9.40)$$

Углы сдвига между одноименными гармониками фаз питающего напряжения

$$\psi_{kba} = 180^\circ - A; \quad \psi_{kcb} = 180^\circ - B; \quad \psi_{kac} = 180^\circ - C. \quad (9.41)$$

Естественно, чем меньше несимметрия несинусоидальных питающих напряжений, тем ближе значения углов сдвига между одноименными гармониками фаз к 120° , т. е. при отсутствии несимметрии

$$\psi_{kba} = 120^\circ; \quad \psi_{kcb} = 120^\circ; \quad \psi_{kac} = 120^\circ.$$

Неравномерность загрузки секций трехфазных мостов может быть учтена с помощью коэффициента K_1 , т. е.

$$U_{2\Delta} = K_1 \sqrt{3} U_2. \quad (9.42)$$

В целях упрощения рисунка 9.19 несимметрия и несинусоидальность питающих напряжений на нем не показаны.

В соответствии с выбранным началом координат на рис. 9.19 амплитуды фазных напряжений вентильных обмоток, выраженные отно-

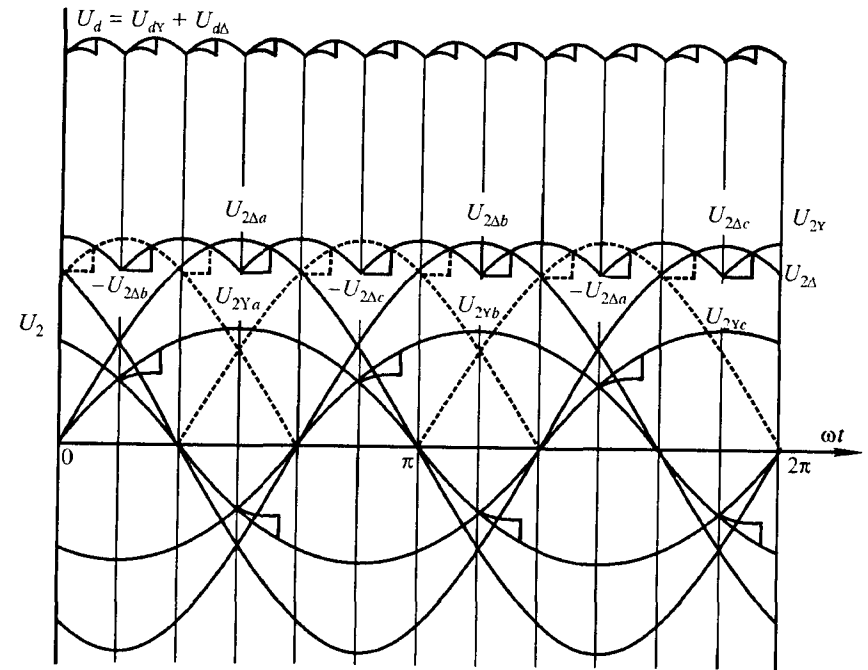


Рис. 9.19. Кривые вторичного и выпрямленного напряжения 12-пульсового выпрямителя с последовательным соединением трехфазных мостов

сительно оси, проходящей через начало первой гармоники исходной фазы a , можно записать так:

$$U_{am} = \sum_{k=1}^n U_{ka} \sin(k\omega t + \varphi_{ka}); \quad U_{am\Delta} = K_1 \sqrt{3} \sum_{k=1}^n U_{ka} \sin(k\omega t + \varphi_{ka}); \\ U_{bm} = \sum_{k=1}^n U_{kb} \sin(k\omega t \pm \psi_{kba}); \quad U_{bm\Delta} = K_1 \sqrt{3} \sum_{k=1}^n U_{kb} \sin(k\omega t \pm \psi_{kba}); \\ U_{cm} = \sum_{k=1}^n U_{kc} \sin(k\omega t \pm \psi_{kca}); \quad U_{cm\Delta} = K_1 \sqrt{3} \sum_{k=1}^n U_{kc} \sin(k\omega t \pm \psi_{kca}); \quad (9.43)$$

В выражениях для U_{cm} и $U_{cm\Delta}$ знак «+» относится к гармоникам с прямой, а знак «-» — к гармоникам с обратной последовательностями, а в выражениях для U_{bm} и $U_{bm\Delta}$ наоборот.

Углы естественного включения вентилей $\omega t_1, \omega t_2, \omega t_3, \omega t_4, \omega t_5, \omega t_6$ определяются методом численного решения системы уравнений:

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^n U_{ka} \sin(k\omega t_1 + \varphi_{ka}) &= \sum_{k=1}^n U_{kc} \sin(k\omega t_1 \pm \psi_{kc}); \\ - \sum_{k=1}^n U_{ka} \sin(k\omega t_2 + \varphi_{ka}) &= - \sum_{k=1}^n U_{kc} \sin(k\omega t_2 \pm \psi_{kc}); \\ - \sum_{k=1}^n U_{kb} \sin(k\omega t_3 \pm \psi_{kb}) &= - \sum_{k=1}^n U_{kc} \sin(k\omega t_3 \pm \psi_{kc}); \\ \sum_{k=1}^n U_{ka} \sin(k\omega t_4 + \varphi_{ka}) &= - \sum_{k=1}^n U_{kc} \sin(k\omega t_4 \pm \psi_{kc}); \\ \sum_{k=1}^n U_{ka} \sin(k\omega t_5 + \varphi_{ka}) &= \sum_{k=1}^n U_{kb} \sin(k\omega t_5 \pm \psi_{kb}); \\ \sum_{k=1}^n U_{kb} \sin(k\omega t_6 \pm \psi_{kb}) &= - \sum_{k=1}^n U_{kc} \sin(k\omega t_6 \pm \psi_{kc}). \end{aligned} \quad (9.44)$$

При симметричном и синусоидальном питающем напряжении значения углов естественного включения вентилей равны $\omega t_1 = 30^\circ$, $\omega t_2 = 60^\circ$, $\omega t_3 = 90^\circ$, $\omega t_4 = 120^\circ$, $\omega t_5 = 150^\circ$, $\omega t_6 = 180^\circ$.

Чем больше несимметрия и несинусоидальность питающего напряжения, тем больше углы естественного включения вентилей отличаются от вышеуказанных значений, но не больше чем на $\pm \pi/m$.

Работа любого выпрямителя при общепринятых допущениях описывается системой дифференциальных уравнений, составленных для суммарных падений напряжений по замкнутым контурам преобразователя, решение которой позволяет получить выражения для определения углов коммутации в определенном режиме работы. В 12-пульсовом выпрямителе в нормальном режиме работают одновременно по 4 вентиля в некоммутиационном интервале и по 5 вентилей в коммутиационном интервале, а в диапазоне больших нагрузок и допустимых перегрузок работает одновременно по 5 и 6 вентилей соответственно и имеет место взаимное влияние мостов, которое можно учесть коэффициентом взаимного влияния мостов [12]:

$$s = \frac{x_1}{(x_1 + x_2)}. \quad (9.45)$$

Выражения для определения амплитудных значений косинусной и синусной составляющих, согласно рис. 9.19, следующее:

$$\begin{aligned} a_k = & \frac{2}{\pi} \int_0^{\gamma_1} (U_{cY} - U_{bY} + \frac{U_{c\Delta} - U_{b\Delta}}{2}) \cos k\omega t d\omega t + \\ & \int_{\gamma_1}^{\omega t_1} (U_{cY} - U_{bY} - U_{b\Delta}) \cos k\omega t d\omega t + \\ & + \int_{\omega t_1}^{\omega t_1 + \gamma_2} (\frac{U_{cY} + U_{bY}}{2} - U_{bY} - U_{b\Delta}) \cos k\omega t d\omega t + \\ & + \int_{\omega t_1 + \gamma_2}^{\omega t_2} (U_{aY} - U_{bY} - U_{b\Delta}) \cos k\omega t d\omega t + \\ & + \int_{\omega t_2}^{\omega t_2 + \gamma_3} (U_{aY} - U_{bY} + \frac{U_{a\Delta} - U_{b\Delta}}{2}) \cos k\omega t d\omega t + \\ & + \int_{\omega t_2 + \gamma_3}^{\omega t_3} (U_{aY} - U_{bY} + U_{a\Delta}) \cos k\omega t d\omega t + \\ & + \int_{\omega t_3}^{\omega t_3 + \gamma_4} (U_{aY} - \frac{U_{bY} + U_{cY}}{2} + U_{a\Delta}) \cos k\omega t d\omega t + \\ & + \int_{\omega t_3 + \gamma_4}^{\omega t_4} (U_{aY} - U_{cY} + U_{a\Delta}) \cos k\omega t d\omega t + \\ & + \int_{\omega t_4}^{\omega t_4 + \gamma_5} (U_{aY} - U_{cY} + \frac{U_{a\Delta} - U_{c\Delta}}{2}) \cos k\omega t d\omega t + \\ & + \int_{\omega t_4 + \gamma_5}^{\omega t_5} (U_{aY} - U_{cY} - U_{c\Delta}) \cos k\omega t d\omega t + \\ & + \int_{\omega t_5}^{\omega t_5 + \gamma_6} (\frac{U_{aY} + U_{bY}}{2} - U_{cY} - U_{c\Delta}) \cos k\omega t d\omega t + \\ & + \int_{\omega t_5 + \gamma_6}^{\omega t_5 + 180^\circ} (U_{bY} - U_{cY} - U_{c\Delta}) \cos k\omega t d\omega t; \end{aligned} \quad (9.46)$$

$$\begin{aligned}
b_k = & \frac{2}{\pi} \int_0^{\gamma_1} (U_{cY} - U_{bY} + \frac{U_{c\Delta} - U_{b\Delta}}{2}) \sin k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{\gamma_1}^{\omega t_1} (U_{cY} - U_{bY} - U_{b\Delta}) \sin k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{\omega t_1}^{\omega t_1 + \gamma_2} (\frac{U_{cY} + U_{bY}}{2} - U_{bY} - U_{b\Delta}) \sin k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{\omega t_1 + \gamma_2}^{\omega t_2} (U_{aY} - U_{bY} - U_{b\Delta}) \sin k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{\omega t_2}^{\omega t_2 + \gamma_3} (U_{aY} - U_{bY} + \frac{U_{a\Delta} - U_{b\Delta}}{2}) \sin k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{\omega t_2 + \gamma_3}^{\omega t_3} (U_{aY} - U_{bY} + U_{a\Delta}) \sin k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{\omega t_3}^{\omega t_3 + \gamma_4} (U_{aY} - \frac{U_{bY} + U_{cY}}{2} + U_{a\Delta}) \sin k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{\omega t_3 + \gamma_4}^{\omega t_4} (U_{aY} - U_{cY} + U_{a\Delta}) \sin k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{\omega t_4}^{\omega t_4 + \gamma_5} (U_{aY} - U_{cY} + \frac{U_{a\Delta} - U_{c\Delta}}{2}) \sin k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{\omega t_4 + \gamma_5}^{\omega t_5} (U_{aY} - U_{cY} - U_{c\Delta}) \sin k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{\omega t_5}^{\omega t_5 + \gamma_6} (\frac{U_{aY} + U_{bY}}{2} - U_{cY} - U_{c\Delta}) \sin k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{\omega t_5 + \gamma_6}^{\omega t_6 = 180^\circ} (U_{bY} - U_{cY} - U_{c\Delta}) \sin k\omega t d\omega t.
\end{aligned} \tag{9.47}$$

Амплитудные значения и начальные углы гармонических составляющих выпрямленного напряжения 12-пульсового выпрямителя при несимметричных и несинусоидальных питающих напряжениях равны:

$$U_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}; \tag{9.48}$$

$$\varphi_k = \arctg \frac{a_k}{b_k}. \tag{9.49}$$

Эта методика может быть применима и для вытекающих из нее более частных случаев:

а) при симметричном питающем напряжении, когда вторичные линейные напряжения вентильных обмоток звезды и треугольника задаются равными, со сдвигом между фазами в 120° (коэффициент несимметрии питающего напряжения равен нулю);

б) при синусоидальном питающем напряжении, когда напряжение фаз вентильных обмоток задается только основной первой гармоникой с частотой, равной частоте питающей сети.

9.5.4. Приближенный метод расчета гармоник выпрямленного напряжения многопульсовых выпрямителей

Кривая выпрямленного напряжения многопульсовых преобразователей, особенно с учетом несимметричных режимов работы, имеет сложную форму и аналитически записывается совокупностью дифференциальных уравнений по отдельным интервалам периода кривой питающего напряжения. В общем виде формулы для определения высших гармонических в кривой выпрямленного напряжения, записанные в виде коэффициентов Эйлера ряда Фурье, имеют довольно громоздкий вид и требуют использования современной вычислительной техники [9]. С целью снижения трудоемкости этих расчетов разработана упрощенная инженерная методика по вычислению высших гармонических выпрямленного напряжения многофазных преобразователей по значениям гармоник 6-пульсового преобразователя.

Зная амплитуды и начальные углы гармонических составляющих выпрямленного напряжения 6-пульсового выпрямителя (рис. 9.6, 9.7, 9.8), можно с достаточной степенью точности определить амплитуды

и начальные фазы гармоник выпрямленного напряжения многофазного преобразователя по формуле [9]

$$U_k^m = \frac{U_k^6}{n} e^{jq_{k6}} \sum_{i=1}^n e^{j \frac{360}{m} (i-1)k} = U_k^6 K_m e^{j(\varphi_{k6} + \varphi_{km})}. \quad (9.50)$$

Здесь U_k^6 — амплитуда k -й гармоники выпрямленного напряжения 6-пульсового преобразователя; φ_{k6} — начальная фаза k -й гармоники 6-пульсового преобразователя; m — количество пульсаций выпрямленного напряжения за период питающего напряжения; n — количество трехфазных мостов, или $n = m/6$; i — текущая координата трехфазного моста, $i = 1, 2, 3, 4, \dots$; K_m — коэффициент, учитывающий изменение амплитуды многопульсового преобразователя по сравнению с 6-пульсовым:

$$K_m = \frac{1}{n} \sqrt{\left[1 + \sum_{i=1}^n \left(\cos \frac{2\pi}{m} (i-1)k \right) \right]^2 + \left[\sum_{i=1}^n \sin \left(\frac{2\pi}{m} (i-1)k \right) \right]^2}; \quad (9.51)$$

φ_{km} — угол, учитывающий изменение угла начальной фазы k -й гармоники многопульсового выпрямителя по сравнению с 6-пульсовым:

$$\varphi_{km} = \arctg \left(\frac{\sum_{i=1}^n \sin \frac{2\pi}{m} (i-1)k}{1 + \sum_{i=1}^n \cos \frac{2\pi}{m} (i-1)k} \right). \quad (9.52)$$

При расчете гармонических составляющих выпрямленного напряжения для сложных мостовых схем на основании известных значений гармоник 6-пульсового выпрямителя необходимо учитывать, что увеличение числа пульсаций m выпрямленного напряжения приводит к уменьшению угла коммутации при одинаковой нагрузке выпрямителей. Как указано в разд. 9.6, различие между углами коммутации 6-, 12- и 24-пульсовых схем выпрямления при одинаковых $u_k\%$ во всем диапазоне нагрузок находится в соотношении [12]:

$$\frac{\gamma_6}{\gamma_{12}} = \frac{\gamma_{12}}{\gamma_{24}} = \frac{100}{71}. \quad (9.53)$$

9.6. Гармонический анализ выпрямленного напряжения выпрямительно-инверторных агрегатов

9.6.1. Гармоники выпрямленного напряжения выпрямительно-инверторных агрегатов в симметричном режиме работы

Особенностью работы выпрямительно-инверторных агрегатов является то, что регулирование выпрямленного и инвертируемого напряжений производится путем изменения углов управления тиристорами: угла запаздывания α при работе в режиме выпрямления или угла опережения β при работе в режиме инвертирования.

С помощью углов управления тиристорами кривая выпрямленного или инвертируемого напряжения еще более искажается, что приводит к увеличению гармонических составляющих в этих кривых.

Анализ общих закономерностей, касающихся не единичных управляемых схем выпрямления тока, а совокупности важнейших из них, мы начнем с рассмотрения состава гармонических в кривой выпрямленного тока (выпрямительный режим). Так как период повторяемости в кривой выпрямленного напряжения управляемых выпрямителей в симметричных режимах работы остается таким же, как и у неуправляемых выпрямителей, то и порядок гармонических здесь сохраняется, а именно, он подчинен равенству

$$k = ml, \quad (9.54)$$

в котором k — порядок гармонической по отношению к основной частоте; m — число пульсаций кривой выпрямленного напряжения в интервале времени, равном периоду питающего напряжения; $l = 1, 2, 3, \dots$ — последовательный ряд целых чисел.

9.6.2. Гармоники выпрямленного напряжения выпрямительно-инверторных агрегатов при несимметрии напряжений питающей сети

Рассмотрим вначале случай, когда система управления (СУ) управляющего выпрямителя (УВ) обеспечивает симметрию управляющих импульсов при несимметрии сетевых напряжений U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} (рис. 9.20, а).

Для построения динамической модели выпрямителя при несимметрии напряжений сети представим составляющие напряжений в виде суммы симметричных составляющих прямой $U_{ABI}, U_{BCI}, U_{CAI}$ и обратной $U_{ABII}, U_{BCII}, U_{CAII}$ последовательностей (рис. 9.20, а, б).

Проходя через УВ, составляющие прямой последовательности образуют симметричную кривую выпрямленного напряжения $U_{d\alpha}(t)$, а составляющие обратной последовательности переходят на сторону постоянного тока, не выпрямляясь, образуя при этом кривую $U_{II}(t)$, содержащую основную $U_2(t)$ и высшие неканонические гармоники (рис. 9.20, б).

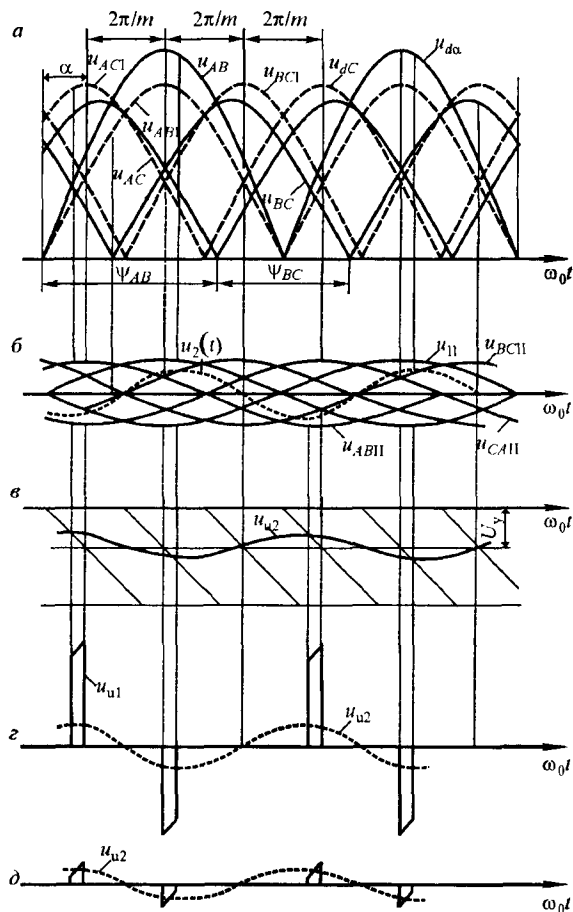


Рис. 9.20. Временные диаграммы выпрямленного напряжения управляемого выпрямителя при несимметричных синусоидальных питающих напряжениях и синхронной СУ

Приняв за начало отсчета момент перехода линейного напряжения через нуль, можно записать

$$\begin{aligned} U_{ABII} &= U_{II} \sin(\omega_0 t - \varphi_{II}); \\ U_{BCII} &= U_{II} \sin(\omega_0 t - \varphi_{II} + \frac{2\pi}{3}); \\ U_{CAII} &= U_{II} \sin(\omega_0 t - \varphi_{II} - \frac{2\pi}{3}), \end{aligned} \quad (9.55)$$

где $\varphi_{II} = \alpha - \Delta\psi - \varphi_e$; α — угол регулирования, соответствующий фазе, с которой синхронизирована СУ; $\Delta\psi$ — угол между составляющими прямой и обратной последовательностей; U_{II} — амплитуда составляющей обратной последовательности;

φ_e — угол между U_{AB} и U_{ABII} , определяется из условия равенства нулю суммы составляющих U_{ABII} и U_{ABII} :

$$\varphi_e = \arctg \left(1 - \frac{\epsilon \sin \Delta\psi}{1 + \epsilon \cos \Delta\psi} \right), \quad (9.56)$$

где $\epsilon = U_{II} / U_I$; U_I — амплитуда напряжения $u_I(t)$.

Комплексная амплитуда гармоники напряжения порядка $n = 2k$, содержащейся в $u_{II}(t)$,

$$\begin{aligned} \dot{U}_n &= \frac{2i}{\pi} \left[\int_0^{2\pi/m} u_{BCII} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t \right] + \\ &+ \int_{\pi/m}^{3\pi/m} u_{BAII} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t + \int_{\pi/m}^{2\pi/m} u_{CAII} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t. \end{aligned} \quad (9.57)$$

С учетом формулы (9.55) относительное значение комплексной амплитуды [4]

$$\dot{U}_n = \pm j \frac{\epsilon}{n \pm 1} e^{\pm j\varphi}, \quad (9.58)$$

где знак минус соответствует гармоникам порядка $n = km + 2$, а знак плюс — $n = km - 2$; $\varphi = \alpha + \Delta\psi$.

Из формулы (9.58) следует, что с повышением порядка n гармоник амплитуды их уменьшаются.

Предположим, что к входу СУ УВ приложен периодический сигнал частотой 100 Гц (рис. 9.20, в). При этом произойдет определенное изменение углов регулирования α_k . Кривые $U_{d\alpha}(t)$ и $U_{II}(t)$ также изменяются соответствующим образом, и каждую из них можно представить в виде суммы симметричной составляющей, определяемой из условия $\alpha_k = \alpha$, и импульсной, обусловленной указанным отклонением углов регулирования (рис. 9.20, г, д). Первая составляющая вызвана соответствующими отклонениями углов регулирования за счет симметричной составляющей u_I , а вторая — за счет составляющей обратной последовательности u_{II} . Таким образом, прохождение сигнала в преобразователе, питающемся несимметричными напряжениями, можно моделировать двумя каналами. При таком подходе структурная схема замкнутой системы с УВ представляется в виде, показанном на рис. 9.21, где сигнал $\Lambda_{\epsilon 1}$ на выходе преобразователя представляет собой периодическую кривую $u_{II}(t)$, содержащую напряжение основной гармоники $u_2(t)$ и бесконечную сумму напряжений высших гармоник. Воздействие двух импульсных последовательностей учитывается двумя параллельными ветвями с ключами, имеющими период дискретности $T_m = 2\pi/m\omega_0$, и динамическими коэффициентами передачи силовой части выпрямителя по каждому каналу K_{IB} , $K_{II B}$ с масштабными коэффициентами K_{IM} , $K_{II M}$ [31]. Можно показать, что $K_{II M} \approx \epsilon K_{IM} \cos \Delta\psi$, а $K_{II B} \approx K_{IB}$.

Общими для обоих каналов являются звено обратной связи с передаточной функцией $W_{o.c}$ и звено в канале прямой передачи с передаточной функцией $K_{CY}F$, где K_{CY} — коэффициент усиления, учитывающий тип СУ, F — фактор пульсации [31]. Считаем при этом, что амплитуды высших неканонических гармоник из-за их малости и быстрого затухания на величину фактора пульсаций не влияют.

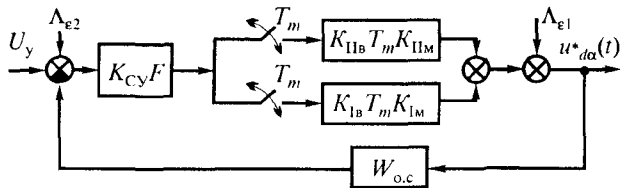


Рис. 9.21. Структурная схема замкнутой системы СУ

Рассмотрим случай, соответствующий применению синхронной СУ [31]. Несимметрия питающих напряжений оказывает здесь свое влияние на положение управляющих импульсов, обеспечивая симметрию угла α . Работу управляемого выпрямителя с такой СУ, как следует из рис. 9.22, можно представить в симметричном режиме (рис. 9.22, а), соответствующем рассмотренному случаю и воздействию сигнала помехи на входе УВ (рис. 9.22, б). Комплексные амплитуды неканонических гармоник будут определяться составляющими $\dot{U}_n = \dot{U}_{1n} + \dot{U}_{2n}$.

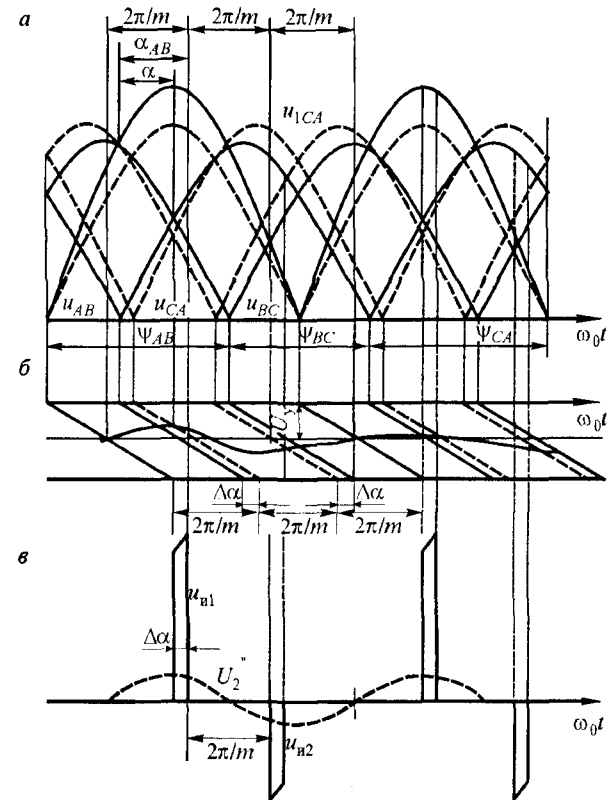


Рис. 9.22. Временные диаграммы выпрямленного напряжения управляемого выпрямителя при несимметричных синусоидальных питающих напряжениях и несинхронно (с воздействием сигнала помехи) СУ

Первая, соответствующая симметричному режиму работы СУ, определяется выражением (9.58), а вторую можно найти после разложения в гармонический ряд импульсной составляющей выпрямленного напряжения, т. е. (рис. 9.22, в)

$$\dot{U}_{2n} = \frac{2j}{\pi} \left[\int_{\pi-\psi_{CA}}^{\pi-\psi_{CA}+\Delta\alpha} U_{C1} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t + \int_{\psi_{AC}-\Delta\alpha}^{\psi_{AC}} U_{C2} e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t \right], \quad (9.59)$$

где
$$\left. \begin{aligned} U_{C1} &= U_{AB} - U_{BC} \\ U_{C2} &= U_{AB} - U_{AC} \end{aligned} \right\} \quad (9.60)$$

Из совместного решения уравнений (9.59) и (9.60) после преобразований и замены $e^{zj(n\pm 1)\Delta\alpha} \approx 1 \pm j(n\pm 1)\Delta\alpha$, находим

$$\dot{U}_{2n} = \frac{2j\Delta\alpha}{\pi} \sin \alpha (U_{BC} e^{-jn\psi_{AB}} - U_{CA} e^{-jn\psi_{CA}}). \quad (9.61)$$

Учитывая, что $\psi_{AB} = \frac{2\pi}{3} + \Delta\alpha$; $\psi_{BC} = \frac{2\pi}{3} - \Delta\alpha$ (рис. 9.22, а) при $\epsilon \leq 5\%$ с погрешностью, не превышающей 8—10% для $n = 2$, уравнение (9.61) можно заменить выражением

$$\dot{U}_{2,2} = j \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \Delta\alpha e^{-j2\Delta\alpha} U_1 \sin \alpha. \quad (9.62)$$

Для нахождения связи между $\dot{U}_{2,2}$ и коэффициентом несимметрии ϵ определим интервал длительности импульсов $\Delta\alpha$. Очевидно, что

$$\Delta\alpha = \frac{1}{2} (|\Delta\psi_{AB}| + |\Delta\psi_{BC}| + |\Delta\psi_{CA}|) \quad (9.63)$$

где $\Delta\psi_{AB} = \psi_{AB} - \frac{2}{3}\pi$; $\Delta\psi_{BC} = \psi_{BC} - \frac{2}{3}\pi$; $\Delta\psi_{CA} = \psi_{CA} - \frac{2}{3}\pi$.

Значения $\Delta\psi_{AB}$, $\Delta\psi_{BC}$, $\Delta\psi_{CA}$ можно найти из решения треугольника несимметричных линейных напряжений сети:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\psi_{AB} &= \arcsin \left(\frac{U_{AB}^2 + U_{BC}^2 - U_{CA}^2}{2U_{AB}U_{BC}} \right) - \frac{\pi}{6} \\ \Delta\psi_{BC} &= \arcsin \left(\frac{U_{BC}^2 + U_{CA}^2 - U_{AB}^2}{2U_{BC}U_{CA}} \right) - \frac{\pi}{6} \\ \Delta\psi_{CA} &= \arcsin \left(\frac{U_{CA}^2 + U_{AB}^2 - U_{BC}^2}{2U_{CA}U_{AB}} \right) - \frac{\pi}{6} \end{aligned} \right\} \quad (9.64)$$

Связь между ϵ и линейными напряжениями сети устанавливается с помощью следующих соотношений [31]:

$$\left. \begin{aligned} U_{AB} &= U_1 \sqrt{1 + \epsilon^2 + 2\epsilon \cos \Delta\psi} \\ U_{BC} &= U_1 \sqrt{1 + \epsilon^2 + 2\epsilon \cos \left(\Delta\psi - \frac{2}{3}\pi \right)} \\ U_{CA} &= U_1 \sqrt{1 + \epsilon^2 - 2\epsilon \cos \left(\Delta\psi + \frac{2}{3}\pi \right)} \end{aligned} \right\} \quad (9.65)$$

Совместное решение уравнений (9.64) и (9.65) показывает, что каждое из значений $\Delta\psi_k$ представляет собой симметричную систему периодических функций:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\psi_{AB} &= \Delta\alpha \sin \left(\Delta\psi + \frac{1}{6}\pi \right) \\ \Delta\psi_{BC} &= \Delta\alpha \sin \left(\Delta\psi + \frac{1}{6}\pi - \frac{2}{3}\pi \right) \\ \Delta\psi_{CA} &= \Delta\alpha \sin \left(\Delta\psi + \frac{1}{6}\pi + \frac{2}{3}\pi \right) \end{aligned} \right\} \quad (9.66)$$

При этом значение $\Delta\alpha$, выраженное в градусах, численно равно ϵ , выраженному в процентах. Следовательно, амплитуда составляющей, определенная по формуле (9.62), с учетом уравнений (9.63) и (9.66):

$\dot{U}_{2,2} = \sqrt{2/3} \epsilon \sin \alpha$, а с учетом погрешности, появившейся в результате упрощения, будет иметь вид (9.61).

Представление неканонических гармоник в виде суммы двух составляющих физически объясняет тот факт, что при использовании СУ рассматриваемого типа амплитуды спектральных составляющих высших порядков значительно больше, чем в случае применения СУ с симметрией управляющих импульсов, и возрастают с увеличением α .

Выделение двух составляющих гармоник выпрямленного напряжения, обусловленных несимметрией сети, позволяет представить преобразователь в виде идеализированной модели, соответствующей рис. 9.21, ко входу и выходу которой прикладываются возмущающие воздействия $\Lambda_{\epsilon 1}(t)$ и $\Lambda_{\epsilon 2}(t)$. Как следует из изложенного, они содержат широкий спектр гармоник. Однако с учетом того, что преобразо-

ватель имеет граничную частоту $f_{гп} = \frac{1}{2} m f_0$, равную 150 Гц при

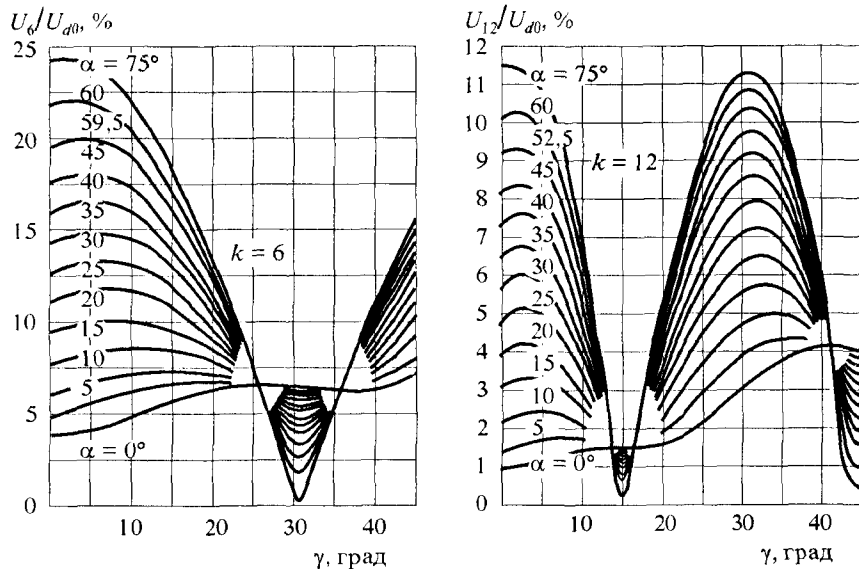


Рис. 9.23. Гармонические составляющие ($k = 6, 12$) выпрямленного напряжения 6-пульсового преобразователя в зависимости от углов коммутации γ и запаздывания α при несимметрии питающего напряжения $\alpha_U = 2\%$

$f_0 = \omega_0 / 2\pi = 50$ Гц, в возмущающих воздействиях $\Lambda_{\epsilon 1}(t)$ и $\Lambda_{\epsilon 2}(t)$ целесообразно рассматривать лишь первые гармоники с частотами, равными 100 Гц. Вследствие этого указанные возмущения можно представить в виде моногармонических сигналов

$$\Lambda_{\epsilon}(t) = U_{\epsilon} \sin(2\omega_0 t + \Delta\psi),$$

где $U_{\epsilon} = \epsilon U_1$ для $\Lambda_{\epsilon 1}$ и $U_{\epsilon} = K_m^{-1} \epsilon \sin \alpha$ для $\Lambda_{\epsilon 2}$.

Несимметрия напряжений питающих сетей имеет случайный характер. Распределение модуля ϵ подчиняется закону Рэлея — Раиса, а аргумент изменяется в интервале $-\pi \leq \Delta\psi \leq \pi$ [31]. По этой причине сигнал $\Lambda_{\epsilon}(t)$ модулируется как по амплитуде, так и по фазе и представляет собой узкополосный случайный процесс с корреляционной функцией вида [31]

$$R_{\epsilon}(\tau) = \sigma_{\epsilon}^2 e^{-\alpha_{\epsilon} |\tau|} \cos 2\omega_0 \tau,$$

где σ_{ϵ}^2 — дисперсия процесса; α_{ϵ} — коэффициент затухания корреляционной связи.

На рис. 9.23 представлены результаты расчетов гармонических составляющих ($k = 6, 12$) выпрямленного напряжения 6-пульсового преобразователя в зависимости от углов коммутации и запаздывания при несимметрии питающего напряжения.

9.6.3. Гармоники выпрямленного напряжения выпрямительно-инверторных агрегатов, обусловленные неидентичностью сопротивлений вентиляей

Амплитуды неканонических гармоник $n = k = 1, 2, 3, \dots$, обусловленные разбросами прямых сопротивлений открытых вентиляей, в общем случае

$$\dot{U}_n = \frac{j}{\pi} \sum_{k=1}^m \int_{2\pi(k-1)/m}^{2\pi k/m} U_{km} \cos\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t, \quad (9.67)$$

где U_{km} — амплитуда напряжения на нагрузке в k -м интервале дискретности преобразователя.

Если принять за среднее значение напряжения U_{km} величину

$$U_{dm} = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m U_{km},$$

то функция интегрирования

$$U_{km} \cos \left(\omega_0 t - \frac{\pi}{m} + \alpha \right) \approx U_{dm} \cos \left(\omega_0 t - \frac{\pi}{m} + \alpha \right) + \Delta U_k$$

ввиду того, что падение напряжения на вентиле можно принять в интервале дискретности неизменным. Поэтому выражение (9.67) будет содержать две составляющие: первая из них определяет амплитуды канонических гармоник, а вторая — неканонических. Последние можно определить по формуле (разбросами интервалов проводимости вентилей, обусловленными вышеупомянутыми причинами, пренебрегаем ввиду их незначительности)

$$\dot{U}_n = \frac{j}{\pi} \sum_{k=1}^m \int_{\frac{2\pi}{m}(k-1)}^{\frac{2\pi}{m}k} \Delta U_k e^{-jn\omega_0 t} d\omega_0 t = \frac{2}{m} \sum_{k=1}^m \Delta U_k e^{-jn\frac{2\pi}{m}(k-1)}. \quad (9.68)$$

Это выражение позволяет найти амплитуды неканонических гармоник для случая, когда $\Delta U_k = \Delta U_k / U_{d0}$ одинаковы и равны предельному значению ΔU_n . Для $m = 6$ предельные значения амплитуд имеют следующие величины:

$$U_n = \begin{cases} 2\Delta U_n & \text{для } n = 3 \\ \frac{4}{3}\Delta U_n & \text{для остальных } n \end{cases}.$$

Выражение (9.68) используется в качестве основы для нахождения вероятностных характеристик неканонических гармоник, в частности, для применения метода характеристических функций [31]. Отметим прежде всего, что каждое значение ΔU_k для мостовых схем выпрямления связано с падениями напряжений на отдельных вентилях ΔU_{nk} выражением

$$\Delta U_k = \Delta U_{nk} + \Delta U_{n(k+1)}. \quad (9.69)$$

С учетом того, что величины ΔU_{nk} , как правило, распределены по нормальному закону [31] и отклонения ΔU_{nk} от математического ожидания укладываются в интервале $\pm \Delta U_{nk}$ с вероятностью $P(\Delta U_{nk} < \Delta U_{nk})$, среднеквадратичное отклонение рассматриваемой случайной величины

$$\sigma_{\Delta U_{nn}} = \Delta U_{nn} / \lambda, \quad (9.70)$$

где λ — параметр, определяемый принятой вероятностью отклонений от математического ожидания (при $P_d = 0,99$ $\lambda = 2,6$).

Используя свойство дисперсии суммы двух независимых случайных величин, из (9.69) и (9.70) найдем среднеквадратичное отклонение напряжения на нагрузке:

$$\sigma_{\Delta U_{nn}} = \sqrt{2} \Delta U_{nk} / \lambda.$$

При этом математическое ожидание $\Delta U_k = 0$. С учетом изложенного характеристическая функция от ΔU_k имеет вид:

$$\Theta_{\Delta U_k}(u) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{ju\Delta U_k} \omega(\Delta U_k) d\Delta U_k = \exp \left[- \left(\frac{\Delta U_k}{\lambda} u \right)^2 \right],$$

где $\omega(\Delta U_k)$ — плотность распределения падений напряжения на вентилях; u — параметр характеристической функции.

Характеристическую функцию гармоник в соответствии с уравнением (9.68) определим, воспользовавшись свойством линейных преобразований.

Учитывая, что

$$\dot{U}_n e^{-jn\frac{2\pi}{m}(k-1)} = U_x \cos \frac{2\pi n}{m}(k-1) + U_y \sin \frac{2\pi n}{m}(k-1), \quad (9.71)$$

находим

$$\Theta_{U_n}(U_x, U_y) = \prod_{k=1}^m \Theta_{\Delta U_{nn}} \left\{ \frac{2}{m} \left[U_x \cos \frac{2\pi n}{m}(k-1) + U_y \sin \frac{2\pi n}{m}(k-1) \right] \right\}^2, \quad (9.72)$$

Воспользовавшись уравнением (9.71), выражение (9.72) преобразуем к виду

$$\Theta_{U_n^*}(U_x, U_y) = \prod_{k=1}^m \exp \left[- \left(\frac{\Delta U_n^*}{3\lambda} \right)^2 \right] \times \left\{ \frac{2}{m} \left[U_x \cos \frac{2\pi n}{m} (k-1) + U_y \sin \frac{2\pi n}{m} (k-1) \right] \right\} \quad (9.73)$$

После выполнения операций, согласно уравнению (9.73), находим для гармоник:

$$\text{кратных трем } \Theta_{U_n^*}(U_x, U_y) = \exp \left[- \left(\frac{\Delta U_n^*}{3\lambda} \right)^2 \cdot 6U_n^2 \right];$$

$$\text{для остальных } \Theta_{U_n^*}(U_x, U_y) = \exp \left[- \left(\frac{\Delta U_n^*}{\sqrt{3}\lambda} \right)^2 (U_x^2 + U_y^2) \right].$$

Таким образом, гармоники, кратные трем, распределены в одномерном пространстве с нулевым математическим ожиданием. Среднеквадратичное отклонение гармоник составляет

$$\sigma_{U^*} = \frac{2\Delta U_n^*}{\sqrt{3}\lambda}.$$

Гармоники, не кратные трем, распределены на плоскости. Рассеяние их носит круговой характер с нулевым математическим ожиданием. Среднеквадратичное отклонение проекций вектора амплитуды по обоим осям составляет

$$\sigma_{U^*} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\Delta U_n^*}{\lambda}.$$

Среднеквадратичное значение амплитуд гармоник, не кратных трем, определяется из выражения

$$U_k^* = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\Delta U_n^*}{\lambda}.$$

Плотность распределения амплитуд гармоник также подчиняется нормальному закону, корреляционная функция гармоник как внутренних помех УВ

$$R_{\Delta U}(\tau) = (U_k^*)^2 \cos n\omega_0 \tau. \quad (9.74)$$

Так как среднеквадратичное отклонение падений напряжений на вентилях $\sigma_{\Delta U_{ВН}}$ находится в интервале 0,08...0,11 В, то для преобразователей с выходным напряжением $U_d = 3,3$ кВ среднеквадратичное значение амплитуд гармоник выпрямленного напряжения U_k^* , вычисленное по полученным формулам, находится в интервале 0,04...0,055%. Поэтому учитывать эти гармоники необходимо в низковольтных преобразователях, где относительный уровень их существенно возрастает.

9.6.4. Гармоники выпрямленного напряжения выпрямительно-инверторных агрегатов при несимметрии импульсов управления тиристорами

Для нормальной работы выпрямительно-инверторных агрегатов всегда требуется та или иная система управления тиристорами. По условию регулирования напряжения должна быть вполне определенная величина углов управления (отпирания) тиристорov: угла запаздывания α при работе в режиме выпрямления или угла опережения β при работе в режиме инвертирования. Однако в цепях управления могут наблюдаться разбросы параметров элементов, из которых собраны устройства импульсно-фазового управления, несовершенство частотных фильтров на выходе этих устройств, а также изменения параметров из-за старения. В результате углы управления тиристорами могут отличаться друг от друга и расчетного угла регулирования $\alpha_{расч}$ или $\beta_{расч}$ на величину ошибки $\Delta\alpha$ или $\Delta\beta$. Поэтому в общем случае угол отпирания тиристорov может иметь значения $\alpha_i = \alpha_{расч} + \Delta\alpha$ или $\beta_i = \beta_{расч} + \Delta\beta$.

При несимметричном управлении в кривой выпрямленного или инвертируемого напряжения появляются участки (на рис. 9.24 заштрихованные), которые отсутствуют при симметричном регулировании. Без особого снижения точности результатов расчета [9, 11] можно принять допущение, что кривая выпрямленного напряжения периодическая, поэтому величина ошибки угла регулирования $\Delta\alpha$ или $\Delta\beta$ стабильна. Это

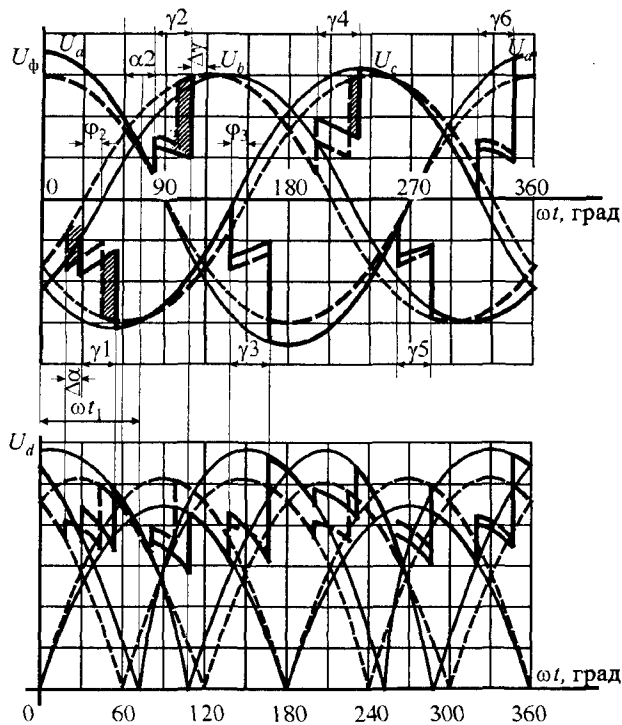


Рис. 9.24. Кривые вторичного и выпрямленного напряжения трехфазного мостового выпрямительно-инверторного агрегата при несимметрии питающего напряжения и несимметрии импульсов управления тиристорами

дает возможность упростить общие выражения, позволяющие определить значения гармонических и их фаз для различных случаев несимметрии углов управления тиристорами выпрямительно-инверторного агрегата.

На рис. 9.24 приведена кривая выпрямленного напряжения трехфазного мостового выпрямительно-инверторного агрегата, работающего в режиме выпрямления при несимметрии импульсов управления тиристорами и несимметрии фазных напряжений в питающей сети. Период рассматриваемой кривой выпрямленного напряжения T_B равен T . В пределах одного периода кривой выпрямленного напряжения T_B в общем случае все шесть углов управления α (или β в режиме инвертирования)

и все шесть углов коммутации могут быть разными. Порядок гармоник выпрямленного напряжения определяется рядом последовательных чисел $k = T/T_B = l$, где $l = 1, 2, 3, \dots$. Следовательно, в кривой выпрямленного напряжения присутствуют все гармоники с частотами, кратными частоте $f = 50$ Гц.

В целях упрощения объяснения влияния несимметрии импульсов управления тиристорами на гармонический анализ выпрямленного напряжения на рис. 9.24 не показана несинусоидальность питающего напряжения. В соответствии с выбранным на этом рисунке началом координат амплитудные значения синусной и косинусной составляющих могут быть определены из выражений:

$$\begin{aligned}
 b_k = & \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} (U_a - U_b) \sin k\omega t d\omega t + \int_{\alpha_1}^{\alpha_1+\gamma_1} \left(U_a - \frac{U_b + U_c}{2} \right) \sin k\omega t d\omega t + \right. \\
 & + \int_{\alpha_1+\gamma_1}^{60+\alpha_2} (U_a - U_c) \sin k\omega t d\omega t + \int_{60+\alpha_2}^{60+\alpha_2+\gamma_2} \left(\frac{U_a + U_b}{2} - U_c \right) \sin k\omega t d\omega t + \\
 & + \int_{60+\alpha_2+\gamma_2}^{120+\alpha_3} (U_b - U_c) \sin k\omega t d\omega t + \int_{120+\alpha_3}^{120+\alpha_3+\gamma_3} \left(U_b - \frac{U_c + U_a}{2} \right) \sin k\omega t d\omega t + \\
 & + \int_{120+\alpha_3+\gamma_3}^{180+\alpha_4} (U_b - U_a) \sin k\omega t d\omega t + \int_{180+\alpha_4}^{180+\alpha_4+\gamma_4} \left(\frac{U_b + U_c}{2} - U_a \right) \sin k\omega t d\omega t + \\
 & + \int_{180+\alpha_4+\gamma_4}^{240+\alpha_5} (U_c - U_a) \sin k\omega t d\omega t + \int_{240+\alpha_5}^{240+\alpha_5+\gamma_5} \left(U_c - \frac{U_a + U_b}{2} \right) \sin k\omega t d\omega t + \\
 & + \int_{240+\alpha_5+\gamma_5}^{300+\alpha_6} (U_c - U_b) \sin k\omega t d\omega t + \int_{300+\alpha_6}^{300+\alpha_6+\gamma_6} \left(\frac{U_c + U_a}{2} - U_b \right) \sin k\omega t d\omega t + \\
 & \left. + \int_{300+\alpha_6+\gamma_6}^{360} (U_a - U_b) \sin k\omega t d\omega t \right]; \quad (9.75)
 \end{aligned}$$

$$a_k = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} (U_a - U_b) \cos k\omega t d\omega t + \int_{\alpha_1}^{\alpha_1+\gamma_1} \left(U_a - \frac{U_b + U_c}{2} \right) \cos k\omega t d\omega t + \right.$$

$$\begin{aligned}
& + \int_{\alpha 1 + \gamma 1}^{60 + \alpha 2} (U_a - U_c) \cos k\omega t \, d\omega t + \int_{60 + \alpha 2}^{60 + \alpha 2 + \gamma 2} \left(\frac{U_a + U_b}{2} - U_c \right) \cos k\omega t \, d\omega t + \\
& + \int_{60 + \alpha 2 + \gamma 2}^{120 + \alpha 3} (U_b - U_c) \cos k\omega t \, d\omega t + \int_{120 + \alpha 3}^{120 + \alpha 3 + \gamma 3} \left(U_b - \frac{U_c + U_a}{2} \right) \cos k\omega t \, d\omega t + \\
& + \int_{120 + \alpha 3 + \gamma 3}^{180 + \alpha 4} (U_b - U_a) \cos k\omega t \, d\omega t + \int_{180 + \alpha 4}^{180 + \alpha 4 + \gamma 4} \left(\frac{U_b + U_c}{2} - U_a \right) \cos k\omega t \, d\omega t + \\
& + \int_{180 + \alpha 4 + \gamma 4}^{240 + \alpha 5} (U_c - U_a) \cos k\omega t \, d\omega t + \int_{240 + \alpha 5}^{240 + \alpha 5 + \gamma 5} \left(U_c - \frac{U_a + U_b}{2} \right) \cos k\omega t \, d\omega t + \\
& + \int_{240 + \alpha 5 + \gamma 5}^{300 + \alpha 6} (U_c - U_b) \cos k\omega t \, d\omega t + \int_{300 + \alpha 6}^{300 + \alpha 6 + \gamma 6} \left(\frac{U_c + U_a}{2} - U_b \right) \cos k\omega t \, d\omega t + \\
& + \int_{300 + \alpha 6 + \gamma 6}^{360} (U_a - U_b) \cos k\omega t \, d\omega t \Big]. \quad (9.76)
\end{aligned}$$

На рис. 9.25 показаны кривые инверторного напряжения трехфазного мостового выпрямительно-инверторного преобразователя соответственно с симметричной (а) и несимметричной (б) системами управления. При несимметричном управлении в кривой инверторного напряжения появляется участок (на рис. 9.25, б заштрихован), который отсутствует при симметричном регулировании. Наличие такого участка (или нескольких участков, см. рис. 9.25, б) в кривой инверторного (выпрямленного) напряжения приводит к появлению в ее спектральном составе неканонических гармоник с частотами, кратными частоте 50 Гц. Согласно кривой инверторного напряжения, приведенной на рис. 9.25, амплитуды синусной и косинусной составляющих могут быть записаны так:

$$\begin{aligned}
b_k = \frac{1}{\pi} & \left[\int_0^{60 - \beta 6} (U_b - U_c) \sin k\omega t \, d\omega t + \int_{60 - \beta 6}^{60 - \beta 6 + \gamma} \left(\frac{U_b + U_c}{2} - U_a \right) \sin k\omega t \, d\omega t + \right. \\
& + \int_{60 - \beta 6 + \gamma}^{120 - \beta 1} (U_b - U_a) \sin k\omega t \, d\omega t + \left. \int_{120 - \beta 1}^{120 - \beta 1 + \gamma} \left(U_c - \frac{U_a + U_b}{2} \right) \sin k\omega t \, d\omega t + \right.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \int_{120 - \beta 1 + \gamma}^{180 - \beta 2} (U_c - U_a) \sin k\omega t \, d\omega t + \int_{180 - \beta 2}^{180 - \beta 2 + \gamma} \left(\frac{U_c + U_a}{2} - U_b \right) \sin k\omega t \, d\omega t + \\
& + \int_{180 - \beta 2 + \gamma}^{240 - \beta 3} (U_c - U_b) \sin k\omega t \, d\omega t + \int_{240 - \beta 3}^{240 - \beta 3 + \gamma} \left(U_a - \frac{U_b + U_c}{2} \right) \sin k\omega t \, d\omega t + \\
& + \int_{240 - \beta 3 + \gamma}^{300 - \beta 4} (U_a - U_b) \sin k\omega t \, d\omega t + \int_{300 - \beta 4}^{300 - \beta 4 + \gamma} \left(\frac{U_a + U_b}{2} - U_c \right) \sin k\omega t \, d\omega t + \\
& + \int_{300 - \beta 4 + \gamma}^{360 - \beta 5} (U_a - U_c) \sin k\omega t \, d\omega t + \int_{360 - \beta 5}^{360 - \beta 5 + \gamma} \left(U_b - \frac{U_c + U_a}{2} \right) \sin k\omega t \, d\omega t + \\
& + \int_{360 - \beta 5 + \gamma}^{360} (U_a - U_b) \sin k\omega t \, d\omega t \Big]; \quad (9.77)
\end{aligned}$$

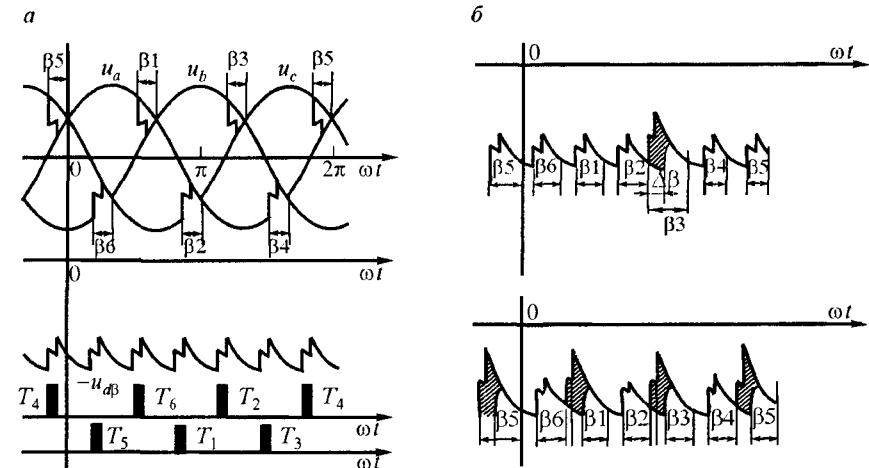


Рис. 9.25. Временные диаграммы напряжений выпрямительно-инверторного агрегата, работающего в режиме инвертирования при симметрии (а) и несимметрии (б) импульсов управления

$$\begin{aligned}
a_k = & \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{60-\beta_6} (U_b - U_c) \cos k\omega t d\omega t + \int_{60-\beta_6}^{60-\beta_6+\gamma} \left(\frac{U_b + U_c}{2} - U_a \right) \cos k\omega t d\omega t + \right. \\
& + \int_{60-\beta_6+\gamma}^{120-\beta_1} (U_b - U_a) \cos k\omega t d\omega t + \int_{120-\beta_1}^{120-\beta_1+\gamma} \left(U_c - \frac{U_a + U_b}{2} \right) \cos k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{120-\beta_1+\gamma}^{180-\beta_2} (U_c - U_a) \cos k\omega t d\omega t + \int_{180-\beta_2}^{180-\beta_2+\gamma} \left(\frac{U_c + U_a}{2} - U_b \right) \cos k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{180-\beta_2+\gamma}^{240-\beta_3} (U_c - U_b) \cos k\omega t d\omega t + \int_{240-\beta_3}^{240-\beta_3+\gamma} \left(U_a - \frac{U_b + U_c}{2} \right) \cos k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{240-\beta_3+\gamma}^{300-\beta_4} (U_a - U_b) \cos k\omega t d\omega t + \int_{300-\beta_4}^{300-\beta_4+\gamma} \left(\frac{U_a + U_b}{2} - U_c \right) \cos k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{300-\beta_4+\gamma}^{360-\beta_5} (U_a - U_c) \cos k\omega t d\omega t + \int_{360-\beta_5}^{360-\beta_5+\gamma} \left(U_b - \frac{U_c + U_a}{2} \right) \cos k\omega t d\omega t + \\
& \left. + \int_{360-\beta_5+\gamma}^{360} (U_a - U_b) \cos k\omega t d\omega t \right]. \quad (9.78)
\end{aligned}$$

Выпадение из работы плеча вентилей выпрямителя тяговой подстанции является аварийным режимом работы, так же как и выпадение из работы плеча вентилей инверторного агрегата, которое равносильно опрокидыванию инвертора. Поэтому в этих режимах работы должна срабатывать быстродействующая защита. Однако в течение некоторого времени, до срабатывания защиты, такой режим работы выпрямительных и инверторных агрегатов возможен. В этом режиме работы, кратковременно, появляются в спектральном составе выпрямленного напряжения гармонические с частотой 50 Гц достаточно большого уровня, что может привести к повышенному влиянию на устройства автоматизации управления движением поездов, которые работают в диапазонах частот, близких к частоте 50 Гц.

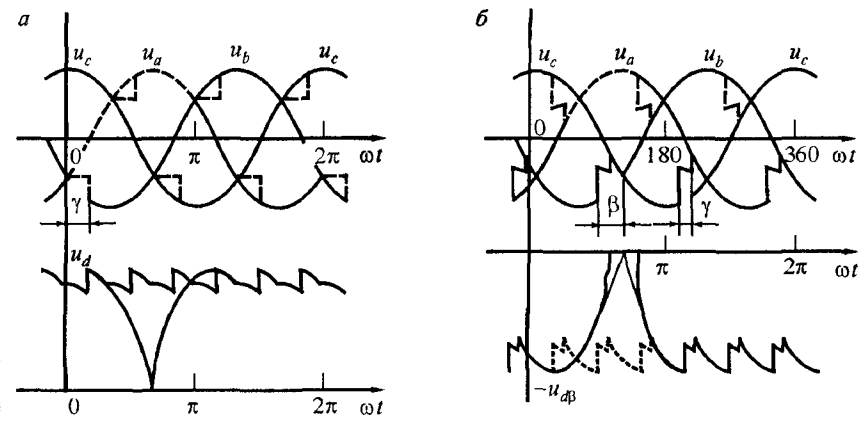


Рис. 9.26. Кривые вторичного выпрямленного (а) и инвертируемого (б) напряжений трехфазного мостового выпрямительно-инверторного агрегата в неполнофазном режиме работы

На рис. 9.26 приведены кривые напряжений вентильных обмоток и кривые выпрямленного и инвертируемого напряжений в неполнофазном режиме работы трехфазных мостовых преобразователей.

Для выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя, работающего в неполнофазном режиме, амплитуды синусной и косинусной составляющих могут быть определены из выражений

$$\begin{aligned}
b_k = & \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{120} (U_c - U_b) \sin k\omega t d\omega t + \int_{120}^{120+\gamma} \left(U_c - \frac{U_b + U_a}{2} \right) \sin k\omega t d\omega t + \right. \\
& + \int_{120+\gamma}^{240} (U_b - U_c) \sin k\omega t d\omega t + \int_{240}^{240+\gamma} \left(U_b - \frac{U_c + U_a}{2} \right) \sin k\omega t d\omega t + \\
& + \int_{240+\gamma}^{300} (U_b - U_a) \sin k\omega t d\omega t + \int_{300}^{300+\gamma} \left(\frac{U_b + U_c}{2} - U_a \right) \sin k\omega t d\omega t + \\
& \left. + \int_{300+\gamma}^{360} (U_c - U_a) \sin k\omega t d\omega t \right]; \quad (9.79)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
a_k = & \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{120} (U_c - U_b) \cos k\omega t \, d\omega t + \int_{120}^{120+\gamma} \left(U_c - \frac{U_b + U_a}{2} \right) \cos k\omega t \, d\omega t + \right. \\
& + \int_{120+\gamma}^{240} (U_b - U_c) \cos k\omega t \, d\omega t + \int_{240}^{240+\gamma} \left(U_b - \frac{U_c + U_a}{2} \right) \cos k\omega t \, d\omega t + \\
& + \int_{240+\gamma}^{300} (U_b - U_a) \cos k\omega t \, d\omega t + \int_{300}^{300+\gamma} \left(\frac{U_b + U_c}{2} - U_a \right) \cos k\omega t \, d\omega t + \\
& \left. + \int_{300+\gamma}^{360} (U_c - U_a) \cos k\omega t \, d\omega t \right]. \quad (9.80)
\end{aligned}$$

Для инвертируемого напряжения трехфазного мостового инвертора, работающего в неполнофазном режиме инвертирования, амплитуды синусной и косинусной составляющих могут быть определены:

$$\begin{aligned}
b_k = & \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{120-\beta} (U_b - U_c) \sin k\omega t \, d\omega t + \int_{120-\beta}^{120-\beta+\gamma} \left(\frac{U_b + U_c}{2} - U_a \right) \sin k\omega t \, d\omega t + \right. \\
& + \int_{180-\beta+\gamma}^{240-\beta} (U_c - U_b) \sin k\omega t \, d\omega t + \int_{240-\beta}^{240-\beta+\gamma} \left(\frac{U_a + U_c}{2} - U_b \right) \sin k\omega t \, d\omega t + \\
& + \int_{240-\beta+\gamma}^{300-\beta} (U_a - U_b) \sin k\omega t \, d\omega t + \int_{300-\beta}^{300-\beta+\gamma} \left(U_a - \frac{U_b + U_c}{2} \right) \sin k\omega t \, d\omega t + \\
& + \int_{300-\beta+\gamma}^{360-\beta} (U_a - U_c) \sin k\omega t \, d\omega t + \int_{360-\beta}^{360-\beta+\gamma} \left(\frac{U_a + U_b}{2} - U_c \right) \sin k\omega t \, d\omega t + \\
& \left. + \int_{360-\beta+\gamma}^{360} (U_b - U_c) \sin k\omega t \, d\omega t \right]; \quad (9.81)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
a_k = & \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{120-\beta} (U_b - U_c) \cos k\omega t \, d\omega t + \int_{120-\beta}^{120-\beta+\gamma} \left(\frac{U_b + U_c}{2} - U_a \right) \cos k\omega t \, d\omega t + \right. \\
& + \int_{180-\beta+\gamma}^{240-\beta} (U_c - U_b) \cos k\omega t \, d\omega t + \int_{240-\beta}^{240-\beta+\gamma} \left(\frac{U_a + U_c}{2} - U_b \right) \cos k\omega t \, d\omega t + \\
& + \int_{240-\beta+\gamma}^{300-\beta} (U_a - U_b) \cos k\omega t \, d\omega t + \int_{300-\beta}^{300-\beta+\gamma} \left(U_a - \frac{U_b + U_c}{2} \right) \cos k\omega t \, d\omega t + \\
& + \int_{300-\beta+\gamma}^{360-\beta} (U_a - U_c) \cos k\omega t \, d\omega t + \int_{360-\beta}^{360-\beta+\gamma} \left(\frac{U_a + U_b}{2} - U_c \right) \cos k\omega t \, d\omega t + \\
& \left. + \int_{360-\beta+\gamma}^{360} (U_b - U_c) \cos k\omega t \, d\omega t \right]. \quad (9.82)
\end{aligned}$$

В выражениях (9.79) — (9.82)

$$U_a = U_{ma} \sin(\omega t + 90^\circ);$$

$$U_b = U_{mb} \sin(\omega t - 30^\circ);$$

$$U_c = U_{mc} \sin(\omega t - 150^\circ).$$

Относительные комплексные амплитуды неканонических гармоник, обусловленных несимметрией управления, имеют порядок $n = k$ и могут определяться формулой [31]

$$U_n^* = \frac{2}{m} \sin \alpha \cos \frac{n\gamma}{2} \sum_{k=1}^m \Delta \alpha_k e^{-j \frac{2\pi n}{m}(k-1)}, \quad (9.83)$$

где $\Delta \alpha_k = \alpha_k - \alpha$ — отклонение угла регулирования k -го вентиля от установленного α .

Среднеквадратичное значение n -й гармоники определяется исходя из максимально допустимого отклонения угла регулирования $\Delta \alpha_d$ и заданной доверительной вероятности P_d [31]:

$$U_{\alpha_{ск}}^* = \frac{2\Delta \alpha_d}{\lambda \sqrt{m}} \sin \alpha \cos \frac{n\gamma}{2}. \quad (9.84)$$

Из выражения (9.84) следует, что для определения $U_{\alpha_{ск}}^*$ необходимо предварительно знать величину $\Delta \alpha_d$ для каждого конкретного типа СУ. Вычисление $\Delta \alpha_d$ осуществляется вероятностными методами в следующей последовательности: m -канальная СУ представляется структурой, состоящей из параллельных каналов, каждый из которых содержит N последовательно соединенных блоков или узлов; для каждого из блоков (синхронизации, фазового сдвига, формирователей и усилителей

импульсов и др.) рассчитывается задержка t_k прохождения синхронизирующего импульса; с учетом разброса параметров электронных компонентов, подчиняющихся обычно или нормальному закону, или закону равномерной плотности [40], вычисляются математическое ожидание задержки k -го блока M_{ik} и его дисперсия σ_{ik}^2 .

Наличие в каждом из блоков большого числа элементов со случайным разбросом параметров позволяет предположить, что плотность распределения k -й задержки будет подчиняться нормальному закону. Числовые характеристики их можно определить, например, с помощью метода линеаризации с применением формул [42]

$$M_{ik} = t_k(M_r, M_c, M_\beta, \dots);$$

$$\sigma_{ik}^2 = \sum_{c_i} \left(\frac{\partial t_k}{\partial c_i} \right)^2 \sigma_c^2 + \sum_{r_i} \left(\frac{\partial t_k}{\partial r_i} \right)^2 \sigma_r^2 + \sum_{\beta_i} \left(\frac{\partial t_k}{\partial \beta_i} \right)^2 \sigma_\beta^2 + \dots,$$

где $M_c, M_r, M_\beta, \sigma_c, \sigma_r, \sigma_\beta$ — соответственно математические ожидания и среднеквадратичные отклонения параметров конденсаторов, резисторов, транзисторов.

Математическое ожидание M_i и дисперсия σ_i^2 временной задержки импульса определяют композицией независимых случайных величин [41]:

$$M_i = \sum_{k=1}^N M_{ik}; \quad \sigma_i^2 = \sum_{k=1}^N \sigma_{ik}^2.$$

При принятом допущении о нормальном законе распределения

$$\Delta\alpha_d \approx 3\sigma_i \frac{180^\circ}{\pi}.$$

Помимо детерминированных разбросов управляющих импульсов в СУ имеют место и их временные флуктуации, обусловленные низкочастотными возмущениями питающих напряжений и флуктуациями параметров операционных усилителей в блоке фазового сдвига. Корреляционная функция гармоник имеет вид, аналогичный выражению (9.74).

Величина максимально допустимых отклонений углов регулирования $\Delta\alpha, \Delta\beta$ в современных СУ колеблется в интервале 0,2—2,0 эл. градуса, а возбуждаемые гармоники имеют среднеквадратичные значения $U_{\alpha\text{ск}}^*$ в интервале 0,1—0,5 %.

Таким образом, неканонические гармоники выпрямленного напряжения выпрямительно-инверторных агрегатов имеют амплитуды, изменяющиеся в интервале 0,2—10 %, и в вентильных системах представляются как аддитивные помехи и возмущающиеся воздействия, прикладываемые ко входным и выходным цепям преобразовательного агрегата.

9.7. Состав гармонических составляющих в кривой первичного тока

Полупроводниковые преобразователи тяговых подстанций постоянного тока и электроподвижного состава переменного тока относятся к классу нагрузок, имеющих нелинейную вольт-амперную характеристику. Нелинейные нагрузки потребляют из сети несинусоидальный ток, который можно представить как сумму синусоидальных составляющих, называемых гармониками.

В ряде работ [9, 11, 12, 22—24] показано, что каждой высшей гармонике выпрямленного напряжения порядка $v = lm$ в переменном токе преобразователя соответствуют две высшие гармоники с порядковыми номерами

$$v = ml \pm 1,$$

где l — натуральные числа, а m — число пульсаций.

При этом при идеально сглаженном выпрямленном токе ($X_d = \infty$) и мгновенной коммутации вентилей ($X_a = 0$) кривая первичного тока имеет прямоугольную либо ступенчатую форму. Для таких условий амплитуда v -й гармоники первичного тока при двухпульсовых преобразователях может быть определена по формуле

$$I_v = 4I_d / \pi k_T v,$$

а при 6-, 12- и 24-пульсовых преобразователях — по формуле

$$I_v = 2\sqrt{3} I_d / \pi k_T v.$$

Из этих формул следует, что снижению уровня и состава высших гармонических в первичном токе и в питающих сетях способствует применение на тяговых подстанциях многопульсовых (12- и 24-пульсовых) преобразователей. Так, у 12-пульсовых преобразователей в кривой первичного тока помимо основной гармоники с частотой 50 Гц присутствуют высшие гармонические с частотами 550, 650, 1150, 1250 Гц и

т.д., т. е. начиная только с одиннадцатой (11, 13, 23, 25, 35, 37, 47, 49 и т.д.), а у 24-пульсовых преобразователей помимо основной гармоники с частотой 50 Гц присутствуют высшие гармонические с частотами 1150, 1250, 2350, 2450 Гц и т.д., т. е. начиная только с 23-й (23, 25, 47, 49 и т.д.), имеющие относительно первой гармоники сравнительно малые величины (чем выше частота гармоники, тем меньше ее амплитуда). В реальных условиях вследствие конечных значений индуктивностей в катодной X_d и анодной X_a цепях и процесса коммутации форма первичного тока отличается от прямоугольной или ступенчатой и приближается к синусоидальной.

При работе преобразователей тяговых подстанций искажается не только кривая первичного тока, но и кривая первичного питающего напряжения. В свою очередь несинусоидальность питающего напряжения отрицательно сказывается на спектральном составе выпрямленного напряжения. Кроме того, высшие гармонические первичного переменного тока и питающего напряжения отрицательно влияют на работу промышленных систем автоматики, телемеханики и связи, т. е. являются важным показателем режима эксплуатации таких сетей. Поэтому допустимый уровень гармоник напряжения в питающей сети строго регламентируют. Согласно ГОСТ 13109-97 «Нормы качества электроэнергии в системах электроснабжения общего назначения» несинусоидальность напряжения характеризуется коэффициентом искажения синусоидальности кривой напряжения и коэффициентом n -й гармонической составляющей напряжения.

Значение коэффициента n -й гармонической составляющей напряжения в процентах как результат i -го наблюдения вычисляют по формуле

$$K_{U(n)i} = \frac{U_{(n)i}}{U_{(n-1)i}} \cdot 100, \%, \quad (9.85)$$

где $U_{(n-1)i}$ — действующее значение напряжения основной частоты на i -м наблюдении.

Значение коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения в процентах как результат i -го наблюдения определяют по формуле

$$K_{Ui} = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} U_{(n)i}^2} \frac{100}{U_{(n-1)i}}, \%. \quad (9.85')$$

При определении показателя качества электрической энергии K_{Ui} допускается не учитывать гармоники, значения которых менее 0,1%.

Допускается вычислять показатели качества электрической энергии по приближенным формулам:

$$K_{U(n)i} = \frac{U_{(n)i}}{U_{ном}} \cdot 100 \%, \quad K_{Ui} = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} U_{(n)i}^2} \frac{100}{U_{ном}}, \%.$$

При использовании последних формул относительная погрешность вычисления равна значению отклонения напряжения $U_{(n=1)i}$ от $U_{ном}$.

Значение коэффициента n -й гармонической составляющей напряжения $K_{U(n)}$ и значение коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения K_U вычисляют в процентах как результат усреднения N наблюдений соответственно по формулам

$$K_{U(n)} = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{i=1}^N K_{U(n)i}^2}, \quad K_U = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{i=1}^N K_{Ui}^2}.$$

Таблица 9.3

Требования к ширине измерительного окна

Характер изменения напряжения	Рекомендуемая ширина измерительного окна, с	Дополнительные требования
Установившийся	0,1—0,5	Допускается пробелы между окнами
Быстроизменяющийся, колеблющийся	0,32 при прямоугольном окне 0,4—0,5 при окне Хеннинга	Не допускаются пробелы между окнами Должно обеспечиваться перекрытие смежных окон на 50 %
Переходный	0,08—0,16 при прямоугольном окне	Не допускаются пробелы между окнами

Примечание. Общее время i -го наблюдения для определения усредненного за 3 с значения показателя качества электрической энергии должно быть не более 10 с, если допустимы пробелы между окнами выборки. При этом окна выборок должны быть равномерно распределены на интервале общего времени i -го наблюдения и суммарная ширина окон должна быть равна 3 с.

Число наблюдений N должно быть не менее 9 на интервале времени равном 3 с [20]. При измерении показателей качества электрической энергии с помощью цифровых средств измерений, реализующих алгоритм быстрого преобразования Фурье, в качестве i -го наблюдения исследуемой величины допускается рассматривать значение этой величины, полученное на выборке напряжения с шириной измерительного окна в соответствии с требованиями, указанными в табл. 9.3.

Качество электрической энергии по коэффициенту искажения синусоидальности кривой напряжения в точке общего присоединения считают соответствующим требованиям стандарта ГОСТ 13109-97, если наибольшее из всех наблюдаемых в течение суток значений коэффициентов искажения синусоидальности кривой напряжения K_{Ui} не превышает предельно допустимого значения, а значение коэффициента искажения синусоидальности кривой K_U , соответствующее вероятности 0,95 за установленный период времени, не превышает нормально допустимого значения (табл. 9.4).

Качество электрической энергии по коэффициенту n -й гармонической составляющей напряжения в точке общего присоединения считают соответствующим требованиям стандарта ГОСТ 13109-97, если наибольшее из всех наблюдаемых в течение суток значений коэффициентов n -й гармонической составляющей напряжения $K_{U(n)i}$ не превышает предельно допустимого значения, а значение коэффициента n -й гармонической составляющей напряжения $K_{U(n)}$, соответствующее вероятности 0,95 за установленный период времени, не превышает нормально допустимого значения (табл. 9.5).

Нормально допустимые значения, приведенные для n , равных 3 и 9, относятся к однофазным электрическим сетям. В трехфазных трехпроводных электрических сетях эти значения принимают вдвое меньше приведенных в табл. 9.5.

Таблица 9.4

Значения коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения

Нормально допустимые значения K_U в процентах при $U_{ном}$, кВ				Предельно допустимые значения K_U в процентах при $U_{ном}$, кВ			
0,38	6—20	35	110—330	0,38	6—20	35	110—330
8,0	5,0	4,0	2,0	12,0	8,0	6,0	3,0

Таблица 9.5
Значения коэффициента n -й гармонической составляющей напряжения

Нормально допустимые значения $K_{U(n)ном}$ в процентах при $U_{ном}$, кВ				
Номер гармоники n	0,38	6—20	35	110—330
2	2,0	1,5	1,0	0,5
3	5,0	3,0	3,0	1,5
4	1,0	0,7	0,5	0,3
5	6,0	4,0	3,0	1,5
6	0,5	0,3	0,3	0,2
7	5,0	3,0	2,5	1,0
8	0,5	0,3	0,3	0,2
9	1,5	1,0	1,0	0,4
10	0,5	0,3	0,3	0,2
11	3,5	2,0	2,0	1,0
Выше 12, четные	0,2	0,2	0,2	0,2
13	3,0	2,0	1,5	0,7
15	0,3	0,3	0,3	0,2
17	2,0	1,5	1,0	0,5
19	1,5	1,0	1,0	0,4
Выше 21, нечетные, кратные 3	0,2	0,2	0,2	0,2
23	1,5	1,0	1,0	0,4
25	1,5	1,0	1,0	0,4
Выше 25, нечетные, не кратные 3	$0,2+32,5/n$	$0,2+20,0/n$	$0,2+15,0/n$	$0,2+5,0/n$

Предельно допустимое значение коэффициента n -й гармонической составляющей напряжения вычисляют по формуле

$$K_{U(n)пред} = 1,5K_{U(n)ном}$$

Дополнительно допускается определять соответствие нормам стандарта по суммарной продолжительности времени выхода измеренных

значений рассматриваемых показателей качества электрической энергии за нормально и предельно допустимые значения. При этом качество электрической энергии по коэффициенту n -й гармонической составляющей напряжения и по коэффициенту искажения синусоидальности кривой напряжения считают соответствующим требованиям стандарта ГОСТ 13109-97, если суммарная продолжительность времени выхода за нормально допустимые значения составляет не более 5% от установленного периода времени (1 ч 12 мин), а за предельно допустимые — 0% от этого периода времени.

9.7.1. Состав гармонических в кривой первичного тока трехфазных преобразователей

Интересные закономерности, которым подчиняются гармоники переменного тока в основной рабочей области трехфазного мостового преобразователя, установлены, в частности, С. Р. Глинтерником [27, 28], В. Я. Жуйковым [31], Дж. Аррилагой, Д. Бредли, П. Боджером [26].

Коэффициенты Фурье этого ряда для трехфазного мостового преобразователя определяются известными формулами:

$$A_v = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha+\gamma-\pi/3}^{\alpha+\gamma+\pi/3} i_A(\omega t) \cos v\omega t d\omega t; \quad B_v = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha+\gamma-\pi/3}^{\alpha+\gamma+\pi/3} i_A(\omega t) \sin v\omega t d\omega t. \quad (9.86)$$

Весь полупериод переменного тока преобразователя в симметричных режимах его работы при интегрировании разбивается на интервалы, в пределах каждого из которых справедливо свое аналитическое выражение тока. Развернутые выражения переменных токов получены в [31] в пределах основного интервала повторяемости, разделяющегося, в свою очередь, на два интервала, различающихся числом одновременно проводящих ток вентилях, общая граница которых соответствует моменту ω_0 вступления в работу очередного вентиля. Для определения коэффициентов Фурье необходимо распространить решения, найденные в пределах основного интервала повторяемости процессов в преобразователях, на весь полупериод переменного тока.

Распространение решения за пределы основного интервала повторяемости квазистационарных электромагнитных процессов для трехфазных мостовых преобразователей, у которых этот интервал равен $\pi/3$, осуществляется следующим образом. В интервалах, смежных с основным

интервалом $\alpha + \gamma - \pi/3 \leq \omega t \leq \alpha + \gamma$, ток в фазе A выражается через токи двух других фаз:

$$\text{в интервале } \alpha + \gamma - 2\pi/3 \leq \omega t \leq \alpha + \gamma - \pi/3 \quad i_A(\omega t) = -i_C(\omega t + \pi/3),$$

$$\text{в интервале } \alpha + \gamma \leq \omega t \leq \alpha + \gamma + \pi/3 \quad i_A(\omega t) = -i_B(\omega t - \pi/3).$$

Выражения тока i_A за половину периода входного переменного тока трехфазного мостового преобразователя в рабочей области сведены в табл. 9.6.

В основной рабочей области, когда преобразователь работает в режиме 2-3, весь расчетный интервал (без участка, на котором ток $i_A = 0$) разбивается на пять частей, различающихся видом аналитических выражений подынтегральных функций:

$$A_v = \frac{2}{\pi} \left[I_6 \int_{\alpha-\pi/3}^{\alpha+\gamma-\pi/3} i_3\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \cos v\omega t d\omega t - I_6 \int_{\alpha+\pi/3}^{\alpha+\gamma+\pi/3} i_3\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \cos v\omega t d\omega t + N \int_{\alpha-\pi/3}^{\alpha+\gamma-\pi/3} \cos v\omega t d\omega t - N \int_{\alpha+\pi/3}^{\alpha+\gamma+\pi/3} \cos v\omega t d\omega t \right], \quad (9.87)$$

$$B_v = \frac{2}{\pi} \left[I_6 \int_{\alpha-\pi/3}^{\alpha+\gamma-\pi/3} i_3\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \sin v\omega t d\omega t - I_6 \int_{\alpha+\pi/3}^{\alpha+\gamma+\pi/3} i_3\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \sin v\omega t d\omega t + N \int_{\alpha-\pi/3}^{\alpha+\gamma-\pi/3} \sin v\omega t d\omega t - N \int_{\alpha+\pi/3}^{\alpha+\gamma+\pi/3} \sin v\omega t d\omega t \right].$$

Таблица 9.6

Выражения тока i_A на отдельных интервалах

Номер интервала	Начало интервала	Конец интервала	Ток i_A
1	$\alpha + \gamma - 2\pi/3$	$\alpha - \pi/3$	0
2	$\alpha - \pi/3$	α	$i_3(\omega t + \pi/3)$
3	α	$\alpha + \gamma - \pi/3$	I_d
4	$\alpha + \gamma - \pi/3$	$\alpha + \gamma$	I_d
5	$\alpha + \gamma$	$\alpha + \pi/3$	I_d
6	$\alpha + \pi/3$	$\alpha + \gamma + \pi/3$	$I_d - i_3(\omega t + \pi/3)$

Такой вид коэффициенты Фурье имеют в обычном некомпенсированном преобразователе, когда коммутирующий ток в основном коммутационном интервале $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \gamma$ имеет выражение $i_3 = I_6 \cos \omega t + N \omega t$, где $I_6 = \sqrt{3} E_m / 2 X_R$ и N — постоянная интегрирования.

9.7.2. Методика гармонического анализа входного переменного тока и выпрямленного напряжения с учетом их взаимного влияния

Основой силовых схем статических преобразователей являются полупроводниковые вентили — диоды и тиристоры, являющиеся по своей природе нелинейными элементами. Работа преобразователей основана на переключении (коммутации) групп вентилях таким образом, чтобы в каждый момент времени ток на выходе преобразователя имел требуемую величину и протекал в нужном направлении. Во всех схемах процесс коммутации обуславливает потребление преобразователем несинусоидального тока, что является причиной искажения формы кривой питающего напряжения. В свою очередь, искажение формы кривой напряжения питающей сети приводит к появлению в спектральном составе выпрямленного или инвертируемого напряжения неканонических гармоник со значительными амплитудами. Следовательно, анализ электромагнитных процессов в статических преобразователях системы электроснабжения должен сводиться к построению их общей схемы замещения, позволяющей определить гармонический состав тока, потребляемого преобразователем из питающей сети, приводящий к искажению формы кривой питающего напряжения, и с учетом уже полученной формы кривой питающего напряжения определять амплитудно-частотный спектр выпрямленного напряжения и тока.

Рассмотрим методы, предложенные для расчета вентильных схем. Учитывая специфику электротяги, можно сделать вывод о целесообразности использования расчетных схем постоянной структуры с применением неявных численных методов интегрирования линейных дифференциальных уравнений. Выбор неявных методов численного интегрирования обусловлен «жесткостью» систем дифференциальных уравнений, описывающих динамические процессы в электрических сетях

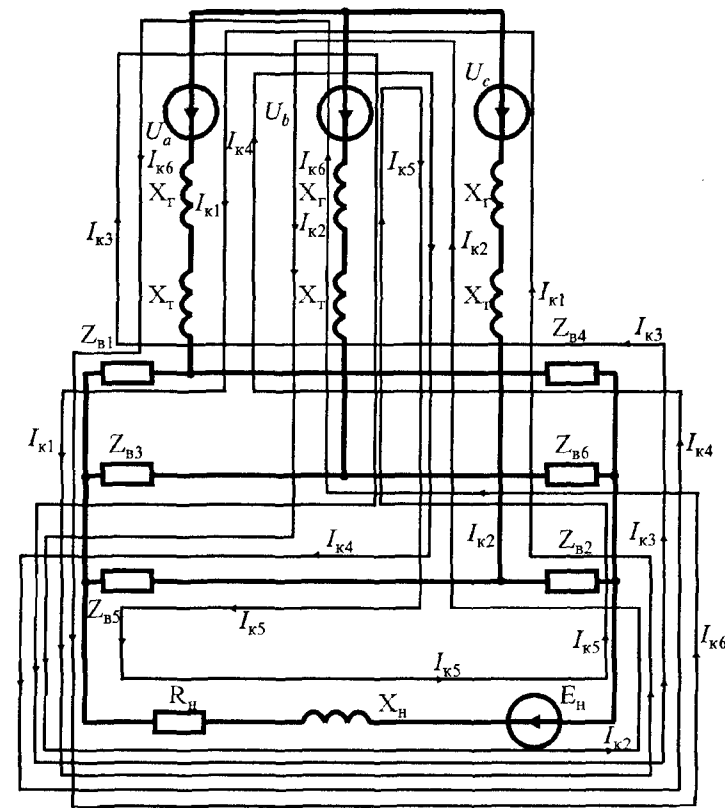


Рис. 9.27. Схема замещения трехфазного мостового преобразователя

постоянного и переменного тока. Применение неявных методов численного интегрирования позволяет изменять величину шага интегрирования в широких пределах без потери вычислительной устойчивости. Детальное изложение и обоснование этих методов можно найти в [11].

В качестве примера на рис. 9.27 приведена схема замещения трехфазного мостового преобразователя, на которой показан метод моделирования, основанный на описании преобразователя единой системой дифференциальных уравнений, справедливой для всех структурных состояний преобразователя и позволяющей исследовать электромаг-

нитные процессы и проводить гармонический анализ токов и напряжений в любой ветви рассматриваемого преобразователя:

$$U_a - U_c = \frac{dI_{\kappa 1}}{dt}(X_{B1} + X_{B2} + 2X_r + 2X_r + X_H) + \frac{dI_{\kappa 2}}{dt}(X_{B2} + X_r + X_r + X_H) + \\ + \frac{dI_{\kappa 3}}{dt}(X_H - X_r - X_r) + \frac{dI_{\kappa 4}}{dt}(X_H - 2X_r - 2X_r) + \frac{dI_{\kappa 5}}{dt}(X_H - X_r - X_r) + \\ + \frac{dI_{\kappa 6}}{dt}(X_r + X_r + X_{B1} + X_H) + I_{\kappa 1}(R_{B1} + R_{B2}) + I_{\kappa 2}R_{B2} + I_{\kappa 6}R_{B1} + \sum_{i=1}^6 I_{\kappa i}R_H + E_H;$$

$$U_b - U_c = \frac{dI_{\kappa 1}}{dt}(X_{B2} + X_r + X_r + X_H) + \frac{dI_{\kappa 2}}{dt}(X_{B2} + X_{B3} + 2X_r + 2X_r + X_H) + \\ + \frac{dI_{\kappa 3}}{dt}(X_{B3} + X_H + X_r + X_r) + \frac{dI_{\kappa 4}}{dt}(X_H - X_r - X_r) + \\ + \frac{dI_{\kappa 5}}{dt}(X_H - 2X_r - 2X_r) + \frac{dI_{\kappa 6}}{dt}(X_H - X_r - X_r) + \\ + I_{\kappa 1}R_{B2} + I_{\kappa 2}(R_{B2} + R_{B3}) + I_{\kappa 3}R_{B3} + \sum_{i=1}^6 I_{\kappa i}R_H + E_H;$$

$$U_b - U_a = \frac{dI_{\kappa 1}}{dt}(X_H - X_r - X_r) + \frac{dI_{\kappa 2}}{dt}(X_{B3} + X_r + X_r + X_H) + \\ + \frac{dI_{\kappa 3}}{dt}(X_{B3} + X_{B4} + X_H + 2X_r + 2X_r) + \frac{dI_{\kappa 4}}{dt}(X_{B4} + X_H + X_r + X_r) + \\ + \frac{dI_{\kappa 5}}{dt}(X_H - X_r - X_r) + \frac{dI_{\kappa 6}}{dt}(X_H - 2X_r - 2X_r) + \\ + I_{\kappa 2}R_{B3} + I_{\kappa 3}(R_{B3} + R_{B4}) + I_{\kappa 4}R_{B4} + \sum_{i=1}^6 I_{\kappa i}R_H + E_H;$$

$$U_c - U_a = \frac{dI_{\kappa 1}}{dt}(X_H - 2X_r - 2X_r) + \frac{dI_{\kappa 2}}{dt}(X_H - X_r - X_r) + \\ + \frac{dI_{\kappa 3}}{dt}(X_{B4} + X_H + X_r + X_r) + \frac{dI_{\kappa 4}}{dt}(X_{B4} + X_{B5} + X_H + 2X_r + 2X_r) +$$

$$+ \frac{dI_{\kappa 5}}{dt}(X_H + X_{B5} + X_r + X_r) + \frac{dI_{\kappa 6}}{dt}(X_H - X_r - X_r) +$$

$$+ I_{\kappa 3}R_{B4} + I_{\kappa 4}(R_{B4} + R_{B5}) + I_{\kappa 5}R_{B5} + \sum_{i=1}^6 I_{\kappa i}R_H + E_H;$$

$$U_c - U_b = \frac{dI_{\kappa 1}}{dt}(X_H - X_r - X_r) + \frac{dI_{\kappa 2}}{dt}(X_H - 2X_r - 2X_r) +$$

$$+ \frac{dI_{\kappa 3}}{dt}(X_H - X_r - X_r) + \frac{dI_{\kappa 4}}{dt}(X_{B5} + X_H + X_r + X_r) +$$

$$+ \frac{dI_{\kappa 5}}{dt}(X_H + X_{B5} + X_{B6} + 2X_r + 2X_r) + \frac{dI_{\kappa 6}}{dt}(X_H + X_r + X_r + X_{B6}) +$$

$$+ I_{\kappa 6}R_{B6} + I_{\kappa 5}(R_{B5} + R_{B6}) + I_{\kappa 4}R_{B5} + \sum_{i=1}^6 I_{\kappa i}R_H + E_H;$$

$$U_a - U_b = \frac{dI_{\kappa 1}}{dt}(X_{B1} + X_r + X_r + X_H) + \frac{dI_{\kappa 2}}{dt}(X_r + X_r + X_H) +$$

$$+ \frac{dI_{\kappa 3}}{dt}(X_H - 2X_r - 2X_r) + \frac{dI_{\kappa 4}}{dt}(X_H - X_r - X_r) +$$

$$+ \frac{dI_{\kappa 5}}{dt}(X_{B6} + X_H + X_r + X_r) + \frac{dI_{\kappa 6}}{dt}(2X_r + 2X_r + X_{B1} + X_{B6} + X_H) +$$

$$+ I_{\kappa 6}(R_{B1} + R_{B6}) + I_{\kappa 1}R_{B1} + I_{\kappa 5}R_{B6} + \sum_{i=1}^6 I_{\kappa i}R_H + E_H; \quad (9.88)$$

В системе дифференциальных уравнений (9.88):

$I_{\kappa 1} - I_{\kappa 6}$ — контурные токи;

$R_{B1} - R_{B6}; X_{B1} - X_{B6}$ — соответственно активные и индуктивные сопротивления, имитирующие работу вентиля;

R_H, X_H — активное и индуктивное сопротивления нагрузки;

X_r — сопротивление преобразовательного трансформатора;

X_r — сопротивление генератора;

E_H — эдс нагрузки преобразователя.

Полученная система дифференциальных уравнений (9.88) численно интегрируется на ЭВМ, и в моменты времени, когда создаются условия для проводимости или запираания вентилях, замещающие их сопротивления изменяются по величине, что вызывает изменение коэффициентов схемы, но не ее структуры. Численное интегрирование дифференциальных уравнений позволяет определить формы кривых напряжения в любой точке преобразователя и, используя формулы Фурье, провести их гармонический анализ с учетом искажений, вызванных несимметричными режимами работы.

Следует отметить, что анализ электромагнитных процессов в группе преобразовательных агрегатов ряда тяговых подстанций, получающих питание от одной энергосистемы, в общем случае с уже несимметричным и несинусоидальным питающим напряжением значительно затруднен и может проводиться только с применением современной вычислительной техники.

Очень важным уточнением при исследовании электромагнитных процессов в статических преобразователях является также учет разброса вольт-амперных характеристик вентилях. Известно, что сужение пределов отклонений вольт-амперных характеристик в выпрямителях с параллельным соединением вентилях обеспечивается подразделением их на группы по величинам средних падений напряжения. Например, для кремниевых вентилях предусмотрено шесть групп, средние падения напряжения для которых изменяются в пределах 0,1 В. Отклонение напряжения вентилях одной группы на 0,1 В является достаточно большим, и при этом не обеспечивается удовлетворительное распределение тока между параллельно включенными вентилями. Поэтому дополнительно предусматривают ограничение отклонения напряжения до 0,02 В, если вентили предназначены для параллельной работы. Однако это требование не всегда выполняется при подборе вентилях в отдельные плечи преобразователей, и реальный разброс характеристик прямого падения напряжения на вентильных плечах существенно зависит от комплектации выпрямительных установок.

Таким образом, если выпрямитель собран вентилями одной группы с отклонениями напряжения 0,1 В, то средняя величина прямого падения напряжения вентилях одного плеча может отличаться относительно других в 0,15 раза, что соответствует примерно 15% параметрической несимметрии. Значительно большую параметрическую несимметрию

можно наблюдать при эксплуатации выпрямительно-инверторных агрегатов, когда при замене поврежденных вентилях или всего вентильного плеча из-за отсутствия в данный момент вентилях нужной группы возможна установка вентилях другой группы с другими характеристиками прямого падения напряжения.

Проведенные расчеты для различных режимов параметрической несимметрии преобразователей позволяют сделать заключение, что в кривой выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя, собранного на диодах, могут присутствовать гармонические составляющие, кратные частоте 50 Гц. Иными словами, изменение сопротивления одного плеча вентилях приводит к изменению смежных пульсов в кривой выпрямленного напряжения и последняя имеет период повторяемости, равный периоду основной частоты переменного тока. Увеличивая сопротивление одного плеча вентилях, приходим в конечном итоге к разрыву цепи этого плеча (сопротивление плеча вентилях равно бесконечности) и к уже рассмотренному выше режиму работы преобразователя с выпадением из работы плеча вентилях.

Проведенные многочисленные замеры гармонических составляющих выпрямленного напряжения неуправляемых (собранных на диодах) выпрямителей тяговых подстанций с помощью высокоточной современной измерительной аппаратуры (методику измерений см. в разд. 9.8) подтверждают наличие гармоники с частотой 50 Гц, обусловленной параметрической несимметрией. Следовательно, снижение уровня нечетных гармонических составляющих выпрямленного напряжения, в том числе и гармоники с частотой 50 Гц, может быть достигнуто выравниванием сопротивлений вентильных (диодных или тиристорных) плеч преобразователя.

На рис. 9.28—9.32 приведены полученные зависимости ампли-

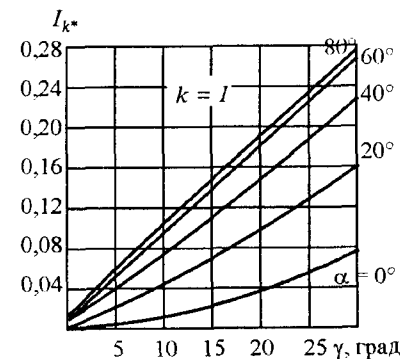


Рис. 9.28. Зависимости амплитуды основной гармонической составляющей тока сетевой обмотки 6-пульсового преобразователя от угла коммутации γ при заданных углах отпирания тиристора α

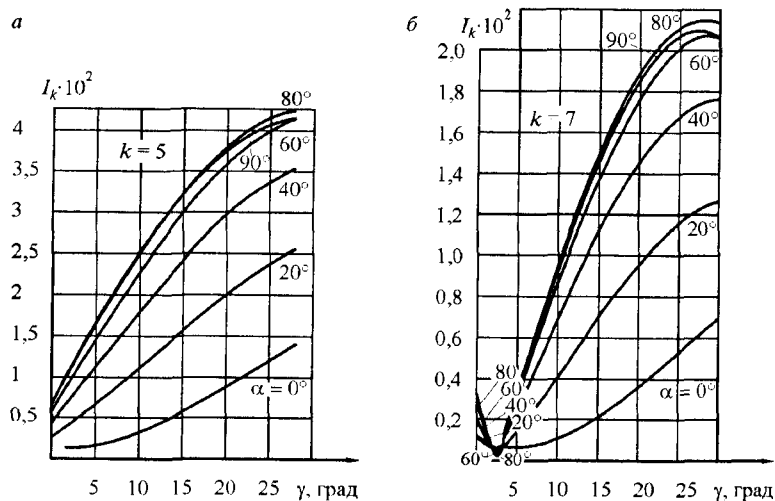


Рис. 9.29. Зависимости амплитуд 5-й (а) и 7-й (б) гармонических составляющих тока сетевой обмотки 6-пульсового преобразователя от угла коммутации γ при заданных углах отпирания тиристоров α

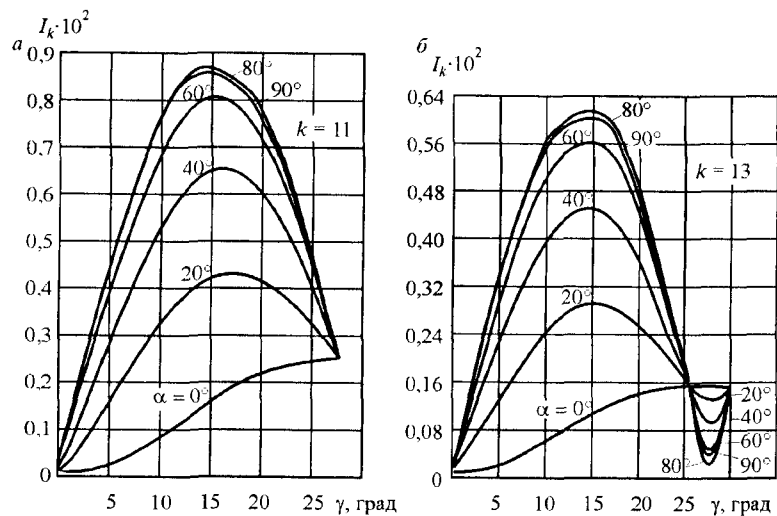


Рис. 9.30. Зависимости амплитуд 11-й (а) и 13-й (б) гармонических составляющих тока сетевой обмотки 6-пульсового преобразователя от угла коммутации γ при заданных углах отпирания тиристоров α

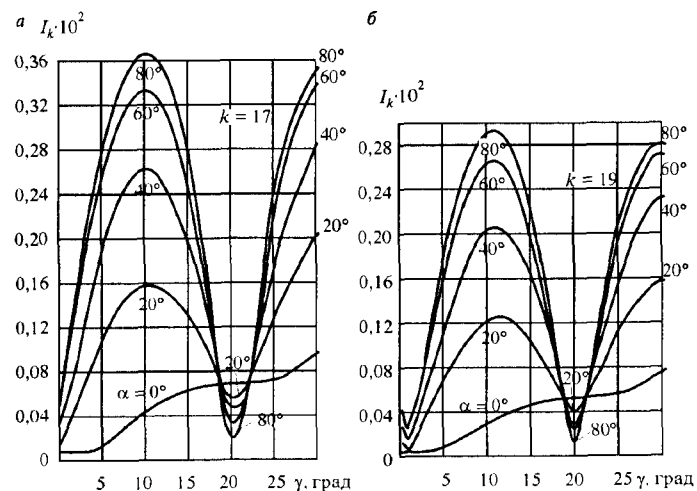


Рис. 9.31. Зависимости амплитуд 17-й (а) и 19-й (б) гармонических составляющих тока сетевой обмотки 6-пульсового преобразователя от угла коммутации γ при заданных углах отпирания тиристоров α

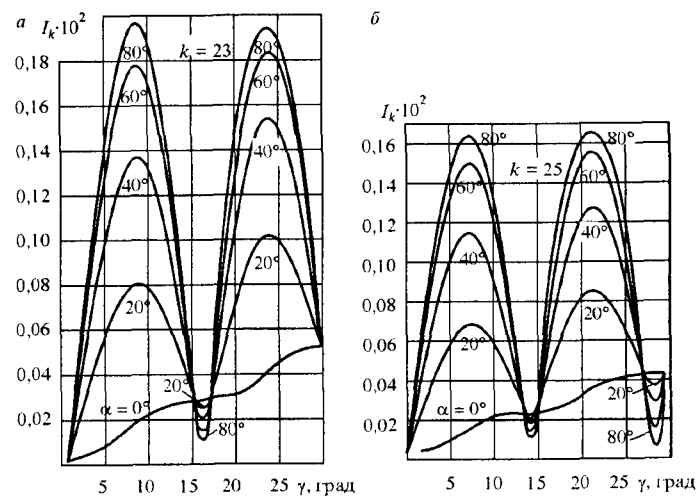


Рис. 9.32. Зависимости амплитуд 23-й (а) и 25-й (б) гармонических составляющих тока сетевой обмотки 6-пульсового преобразователя от угла коммутации γ при заданных углах отпирания тиристоров α

туд гармонических составляющих тока сетевой обмотки от углов коммутации (нагрузки преобразователя) при заданных углах отпирания тиристоров для 6-пульсового преобразователя.

Зависимости построены в относительных единицах. За базовую величину тока принят ток: $I_6 = \sqrt{3}E_m / X_R$.

9.7.3. Гармонический анализ входного тока преобразователей с компенсирующими устройствами

Преобразователь с однозвенным компенсирующим устройством

Ток i_3 в преобразователе с однозвенным компенсирующим устройством выражается сложным аналитическим соотношением, а в преобразователе с двухзвенным компенсирующим устройством, представленным на рис. 9.33, — еще сложнее [28].

Из-за сложности аналитического определения коэффициентов Фурье для компенсированных преобразователей целесообразно сначала изложить результаты гармонического анализа переменного тока для преобразователя с однозвенным компенсирующим устройством, чтобы затем обобщить эти результаты на преобразователь с двухзвенным компенсирующим устройством.

В результате интегрирования и последующих преобразований составляющие коэффициентов A_v и B_v разложения в гармонический ряд кривой переменного тока преобразователя с однозвенным компенсирующим устройством могут быть сгруппированы:

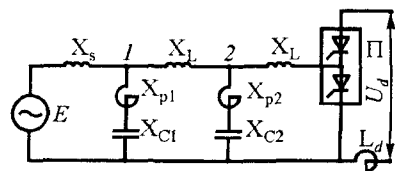


Рис. 9.33. Обобщенная однолинейная принципиальная П-образная схема трехфазной цепи вентильного преобразователя с двумя компенсирующими устройствами

$$A_v = A_{v0} + \Delta A_v;$$

$$B_v = B_{v0} + \Delta B_v.$$

Здесь коэффициенты A_{v0} и B_{v0} определяются основной группой слагаемых, и эти выражения отличаются от известных формул для коэффициентов гармонического ряда некомпенсированного преобразователя [28] только множителем k_n , зависящим от параметров трехфазной

цепи преобразователя и компенсирующего устройства, а коэффициенты ΔA_v и ΔB_v определяются дополнительной группой слагаемых, зависящих от относительной собственной частоты χ составляющих свободных колебаний входного переменного тока преобразователя. Эта группа слагаемых выражается через постоянные B_1 и B_2 , являющиеся амплитудами синусных и косинусных составляющих свободных колебаний.

Используя соотношения

$$\frac{1}{\chi} \left(\frac{1}{v} - \frac{1}{v + \chi} \right) = \frac{1}{v(v + \chi)}, \quad -\frac{1}{\chi} \left(\frac{1}{v} - \frac{1}{v - \chi} \right) = \frac{1}{v(v - \chi)},$$

$$B_1 \sin v\psi \pm B_2 \cos v\psi = \frac{I_6 k_n}{\chi k_s} (h'_2 \sin v\psi \cos \psi \pm h'_1 \cos v\psi \sin \psi),$$

$$B_1 \cos v\psi \pm B_2 \sin v\psi = \frac{I_6 k_n}{\chi k_s} (h'_2 \cos v\psi \cos \psi \pm h'_1 \sin v\psi \sin \psi),$$

в которых h'_1 и h'_2 — коэффициенты, см. ниже.

Дополнительные слагаемые можно представить в виде

$$\Delta A_v = \frac{4I_6 k_n \sin v}{\pi v} \left[\Delta F_{v1} \sin(v + 1)\psi - \Delta F_{v2} \sin(v - 1)\psi \right],$$

$$\Delta B_v = -\frac{4I_6 k_n \sin v}{\pi v} \left[\Delta F_{v1} \cos(v + 1)\psi - \Delta F_{v2} \cos(v - 1)\psi \right],$$

где

$$\Delta F_{v1} = \frac{1}{2} \left[(h'_1 + h'_2) \frac{\sin(v + \chi)(\gamma/2)}{v + \chi} + (h'_1 - h'_2) \frac{\sin(v - \chi)(\gamma/2)}{v - \chi} \right],$$

$$\Delta F_{v2} = \frac{1}{2} \left[(h'_1 - h'_2) \frac{\sin(v + \chi)(\gamma/2)}{v + \chi} + (h'_1 + h'_2) \frac{\sin(v - \chi)(\gamma/2)}{v - \chi} \right].$$

Коэффициенты A_v и B_v разложения в гармонический ряд кривой входного переменного тока преобразователя с однозвенным компенси-

рующим устройством в режиме 2—3, выраженные в долях базисного тока $I_\delta = \sqrt{3}E_m / X_R$, в окончательном виде

$$A_{v*} = \frac{4}{\pi v} k_n \sin v \frac{\pi}{3} [F_{v1} \sin(v+1)\psi - F_{v2} \sin(v-1)\psi];$$

$$B_{v*} = -\frac{4}{\pi v} k_n \sin v \frac{\pi}{3} [F_{v1} \cos(v+1)\psi - F_{v2} \cos(v-1)\psi].$$

Здесь

$$F_{v1} = \frac{\sin(v+1)(\gamma/2)}{v+1} + \frac{1}{2} \left[(h'_1 + h'_2) \frac{\sin(v+\chi)(\gamma/2)}{v+\chi} + (h'_1 - h'_2) \frac{\sin(v-\chi)(\gamma/2)}{v-\chi} \right],$$

$$F_{v2} = \frac{\sin(v-1)(\gamma/2)}{v-1} + \frac{1}{2} \left[(h'_1 - h'_2) \frac{\sin(v+\chi)(\gamma/2)}{v+\chi} + (h'_1 + h'_2) \frac{\sin(v-\chi)(\gamma/2)}{v-\chi} \right], \quad (9.89)$$

причем коэффициенты

$$h'_1 = \frac{x^*}{\lambda} \left[\frac{\lambda}{\chi^2 - 1} + \varphi_1(\gamma) \right] \frac{\chi \sin(\gamma/2)}{\sin \chi(\gamma/2)}; \quad h'_2 = \frac{x^*}{\lambda} \left[\frac{\lambda}{\chi^2 - 1} + \varphi_2(\gamma) \right] \frac{\chi \sin(\gamma/2)}{\sin \chi(\gamma/2)}.$$

Начальные фазы гармоник входного переменного тока определяются из формулы

$$\operatorname{tg} \varphi_v = B_{v*} / A_{v*}.$$

Относительные амплитуды высших гармоник входного переменного тока трехфазного мостового преобразователя с однозвенным компенсирующим устройством определяются по формуле

$$I_{mv*} = \sqrt{A_{v*}^2 + B_{v*}^2} = \frac{k_n}{v} \sqrt{F_{v1}^2 + F_{v2}^2 - 2F_{v1}F_{v2} \cos 2\varphi},$$

которую можно представить в виде

$$I_{mv*} = (k_n / v) \sqrt{K_{v1} + K_{v2} \sin^2 \psi}. \quad (9.90)$$

В качестве базисного здесь принят ток $I'_6 = 3E_m / \pi X_R$. Коэффициенты K_{v1} и K_{v2} в формуле (9.90) являются функциями угла коммутации γ и порядкового номера $v = lm \pm 1$ высшей гармоники входного переменного тока преобразователя:

$$K_{v1} = (F_{v1} - F_{v2})^2 \quad \text{и} \quad K_{v2} = 4F_{v1} F_{v2}. \quad (9.91)$$

В частных случаях, когда угол $\psi = \alpha + \gamma/2$ равен 0 или 90° , формула (9.90) принимает вид

$$\begin{aligned} \text{при } \psi = 0^\circ \quad I_{mv*} &= (k_n / v) (F_{v1} - F_{v2}) \\ \text{и при } \psi = 90^\circ \quad I_{mv*} &= (k_n / v) (F_{v1} + F_{v2}). \end{aligned} \quad (9.92)$$

Условие $\psi = \alpha + \gamma/2 = 90^\circ = \text{const}$ соответствует границе выпрямительного и инверторного режимов преобразователя, а условия $\alpha = 0$ и $\delta = 0$ определяют границы возможной рабочей области преобразователя.

Завершим гармонический анализ входного переменного тока трехфазного мостового преобразователя распространением полученных результатов на значительно более сложный случай работы преобразователя с двухзвенным компенсирующим устройством. Вследствие аддитивности процесса интегрирования такое распространение не связано с дополнительными трудностями.

Преобразователь с двухзвенным компенсирующим устройством

В режиме 2—3 работы преобразователя с двухзвенным компенсирующим устройством функциональные коэффициенты F_{v1} и F_{v2} содержат удвоенное число слагаемых, соответствующих вдвое большему количеству частот свободных колебаний токов в данной схеме преобразователя:

$$F_{v1} = \frac{\sin(v+1)(\gamma/2)}{v+1} + \frac{1}{2} \sum_{i,k} \left[(h_{i,3} + h_{2,4}) \frac{\sin(v+\tau_{3,4})(\gamma/2)}{v+\tau_{3,4}} + (h_{1,3} - h_{2,4}) \frac{\sin(v-\tau_{3,4})(\gamma/2)}{v-\tau_{3,4}} \right]; \quad (9.93)$$

$$F_{v2} = \frac{\sin(v-1)(\gamma/2)}{v-1} + \frac{1}{2} \sum_{i,k} \left[(h_{i,3} - h_{2,4}) \frac{\sin(v+\tau_{3,4})(\gamma/2)}{v+\tau_{3,4}} + (h_{1,3} + h_{2,4}) \frac{\sin(v-\tau_{3,4})(\gamma/2)}{v-\tau_{3,4}} \right].$$

Здесь при суммировании выражения слагаемые берутся сначала с первыми, а затем со вторыми их индексами.

$$h_{1,3} = k_m x_s b_{3,4} D_{1,2} \frac{\tau_{3,4} \sin(\gamma/2)}{\sin \tau_{3,4}(\gamma/2)};$$

$$h_{2,4} = k_m x_s b_{3,4} G_{1,2} \frac{\tau_{3,4} \cos(\gamma/2)}{\cos \tau_{3,4}(\gamma/2)}. \quad (9.94)$$

В режиме 3—4 отсутствует интервал скважности в кривой переменного тока преобразователя, поскольку угол $\gamma > 60^\circ$ и форма кривой этого тока ближе к синусоидальной.

На рис. 9.34, 9.35 представлены спектральные составы выпрямленного напряжения трехфазного мостового преобразователя со статическим однозвенным и двухзвенным компенсирующим устройством.

Для этого же преобразователя на рис. 9.36, 9.37 представлены спектральные составы входного переменного тока для гармоник с порядковыми номерами ν , соответствующими 5, 7, 11, 13 и 17, 19, 23, 25. Характеристики $I_{m\nu}^* = f(\gamma)$ построены в относительных единицах, т.е. относительные амплитуды входного переменного тока на рис. 9.24 даны в долях тока $I_6' = 3E_m / \pi X_R$ при разных углах отпирания $\alpha = \text{const}$, а также для угла $\alpha = 0$ и при условии $\psi = \alpha + \gamma/2 = 90^\circ$. Кривая $\alpha = 0$, соответствующая неуправляемому выпрямителю, является определяющей кривой. Расположенные на ней узловые точки семейств кривых $I_{m\nu}^* = f(\gamma)$ соответствуют условиям равенства нулю какого-либо из функциональных коэффициентов: $F_{\nu 1}$ или $F_{\nu 2}$. Узловые точки периодически повторяются. В промежутках между ними кривые для разных углов $\alpha = \text{const}$ достигают своих наибольших или наименьших отклонений от кривой $\alpha = 0$, причем эти отклонения максимальные у кривой $\psi = \alpha + \gamma/2 = 90^\circ$. Между кривыми $\alpha = 0$ и $\psi = \alpha + \gamma/2 = 90^\circ$ располагаются все остальные кривые как для выпрямительного, так и для инверторного режимов преобразователя. С увеличением нагрузки наибольшие значения относительных амплитуд гармоник входного переменного тока уменьшаются. Таким образом, структура семейства кривых $I_{m\nu}^* = f(\gamma)$ имеет много общего со структурой семейства кривых $U_{m\nu}^* = f(\gamma)$, но экстремумы и узловые точки у них различные. Эта общность обусловлена основным показателем — количеством пульсаций главной схемы преобразователя, которым определяются канонические

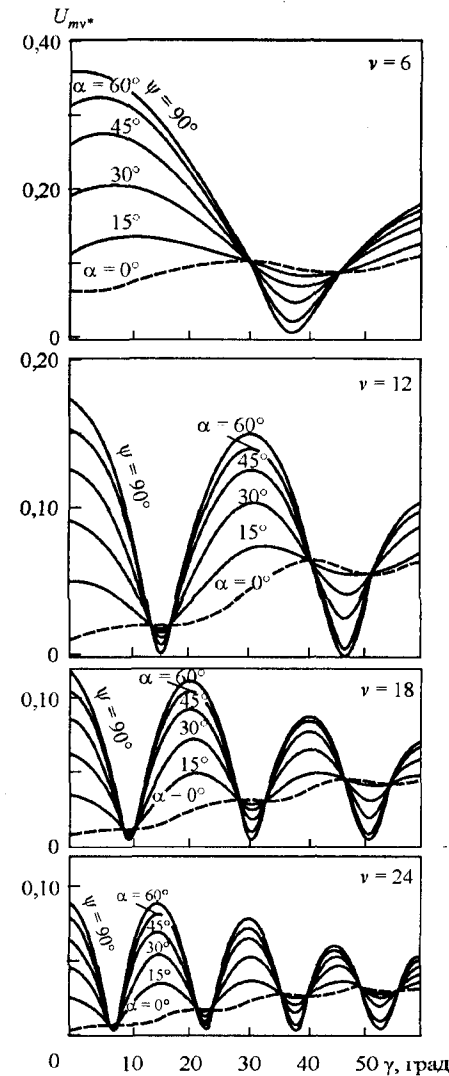


Рис. 9.34. Спектральный состав выпрямленного напряжения трехфазного мостового преобразователя с однозвенным компенсирующим устройством

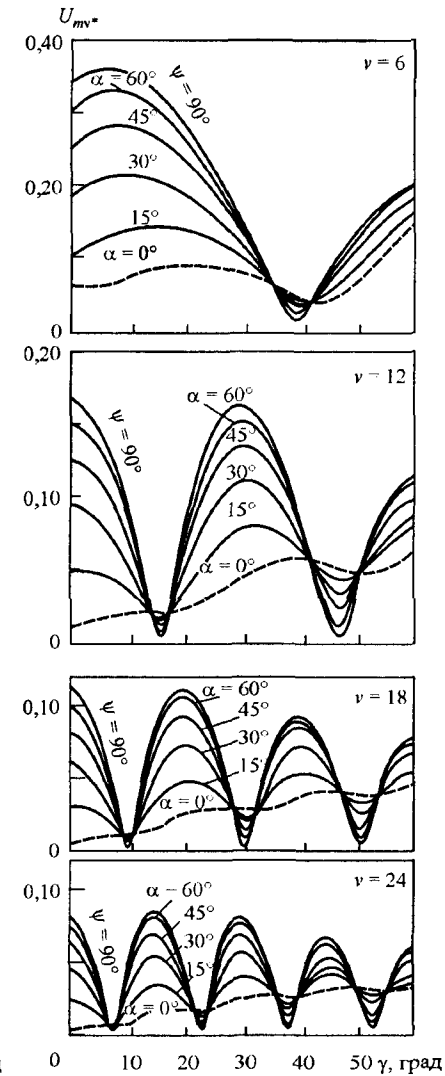


Рис. 9.35. Спектральный состав выпрямленного напряжения трехфазного мостового преобразователя с двухзвенным компенсирующим устройством

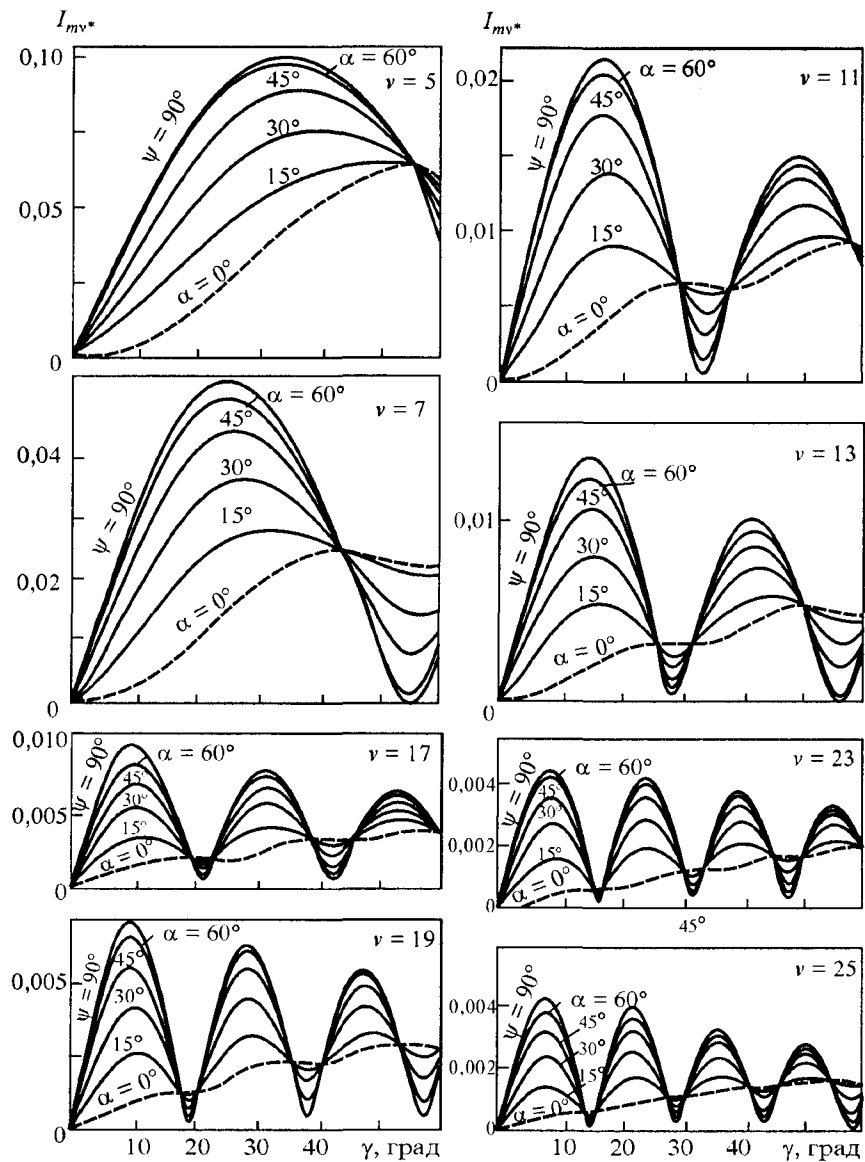


Рис. 9.36. Спектральный состав входного переменного тока трехфазного мостового преобразователя с однозвенным компенсирующим устройством

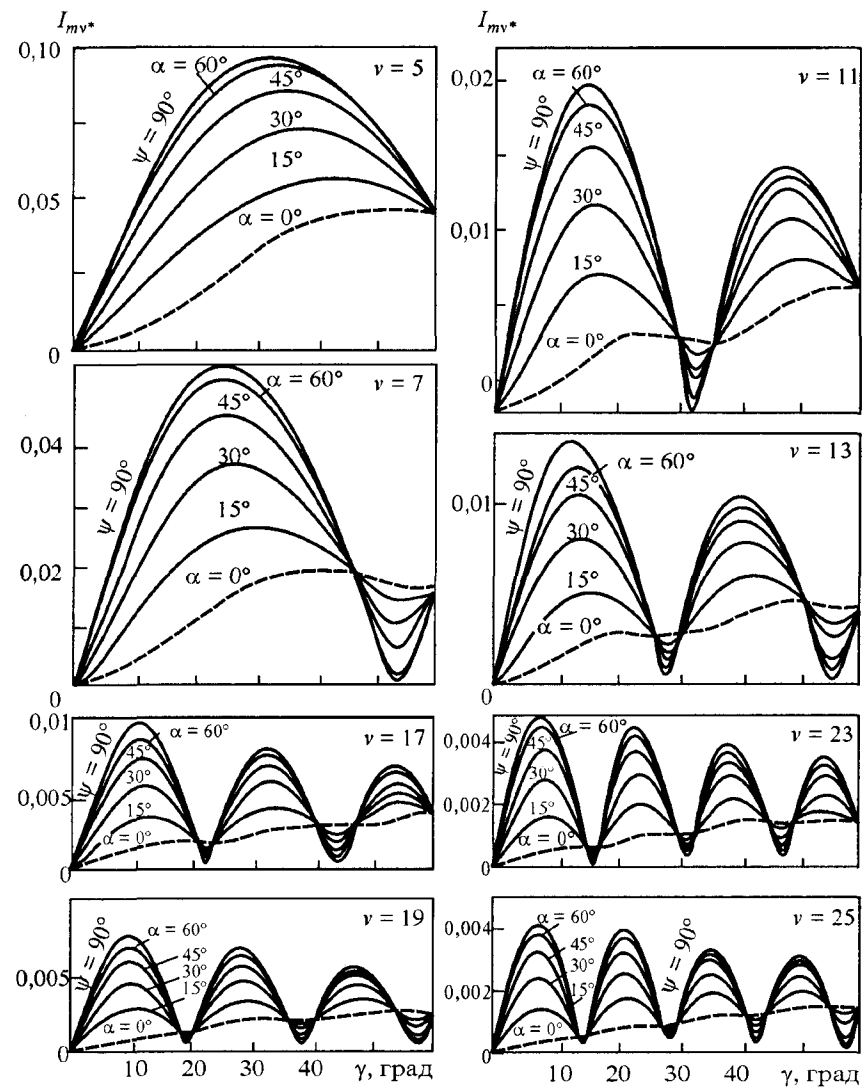


Рис. 9.37. Спектральный состав входного переменного тока трехфазного мостового преобразователя с двухзвенным компенсирующим устройством

частоты спектров высших гармоник их выходного напряжения и входного тока. Заметим, что зеркальным отображением кривой $\alpha = 0$ в режиме 2—3 относительно оси ординат, проходящей через абсциссу $\gamma = 60^\circ$, является кривая $\alpha = \alpha_{3,4}$, которая в режиме 3—4 определяет наибольшие значения гармоник тока в этом режиме.

9.7.4. Приближенный гармонический анализ сетевого тока выпрямителя электроподвижного состава

Источником гармонических составляющих тока в системе электропитания переменного тока является преобразовательный агрегат электроподвижного состава (ЭПС). На выпрямительном (обычном) ЭПС устанавливаются нулевые и мостовые схемы выпрямления однофазного тока. На рис. 9.38, а приведены их принципиальные схемы.

Гармонический спектр сетевого (потребляемого из тяговой сети) тока преобразователя электровоза переменного тока зависит от ходовой позиции, скорости движения, уровня напряжения на токоприемнике, места расположения электровоза и наличия других электровозов на фидерной зоне.

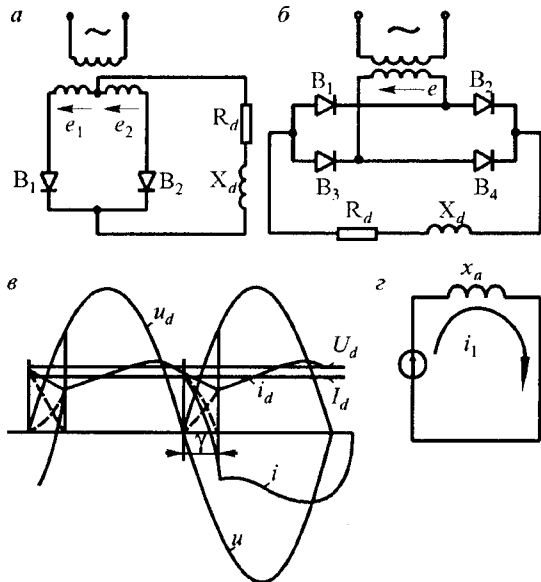


Рис. 9.38. Принципиальные двухполупериодные схемы выпрямления переменного тока на электроподвижном составе (а, б), временные диаграммы напряжения и тока (в) и схема замещения для коммутационного интервала (г)

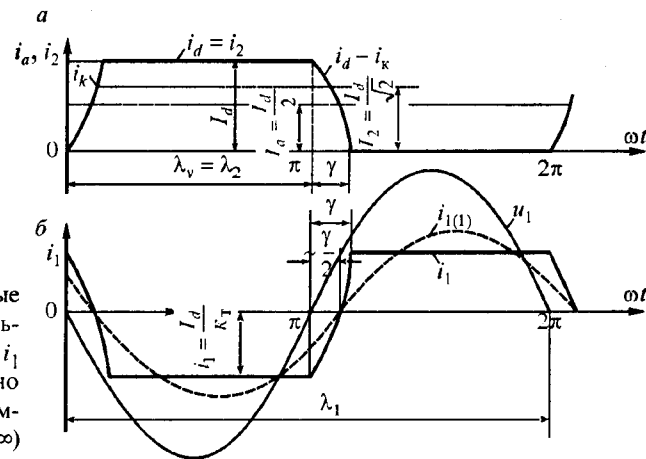


Рис. 9.39. Временные диаграммы вентильного i_2 и сетевого i_1 токов при идеально сглаженном выпрямленном токе ($x_d = \infty$)

Получить уточненный спектр сетевого тока электровоза при любом его расположении можно, разложив в ряд Фурье кривую этого тока, математическое описание которого приведено в [16].

При оценочных расчетах аналитическое описание кривой сетевого тока может быть упрощено, и в первую очередь за счет допущения, что выпрямленный ток в цепи двигателя идеально сглажен, т. е. катодная индуктивность — индуктивность двигателя и сглаживающего реактора $L_d = \infty$. В этом случае кривая сетевого тока будет иметь форму, показанную на рис. 9.39, б.

Для математического описания сетевого тока в коммутационные интервалы времени, когда открыты все вентильные плечи нулевого или мостового выпрямителя, может быть получена схема замещения, представленная на рис. 9.38, г. Для этой схемы по второму закону Кирхгофа можно записать следующее уравнение:

$$u + L_a \frac{di}{dt} = 0, \quad (9.95)$$

где $u = U_m \sin \omega t$, тогда

$$L_a \frac{di}{dt} = -U_m \sin \omega t \quad (9.96)$$

$$di = -\frac{U_m}{\omega L_a} \sin \omega t d\omega t. \quad (9.97)$$

или

Для того чтобы найти выражение сетевого тока, проинтегрируем последнее уравнение:

$$\int di = \int -\frac{U_m}{\omega L_a} \sin \omega t d\omega t, \quad i = \frac{U_m}{\omega L_a} \cos \omega t + A. \quad (9.98)$$

В этом выражении $\omega L_a = x_a$ — анодное сопротивление, включающее в себя $x_a = x_c + x_{\pi} + x_{\text{ТС}} + x_{\text{эл}}$ (x_c — сопротивление питающей подстанции электросети, x_{π} — сопротивление тяговой подстанции, $x_{\text{ТС}}$ — сопротивление тяговой сети и $x_{\text{эл}}$ — сопротивление преобразовательного трансформатора электровоза), приведенное к напряжению вентильной обмотки преобразовательного трансформатора электровоза $U_{2\text{л}}$. Это сопротивление можно определить по формуле

$$x_a = \frac{2U_{2\text{л}}^2}{S_{\text{кз}}} + \frac{2u_{\text{кп}} \% U_{2\text{л}}^2}{100S_{\text{нп}} N_{\text{Т}}} + x_{\text{лк}} (l_{\text{н}} + l_{\text{с}}) \frac{U_{2\text{л}}^2}{U_{\text{нп}}^2} + \frac{2u_{\text{кэл}} \% U_{2\text{л}}^2}{100S_{\text{нп}}}, \quad (9.99)$$

где $S_{\text{кз}}$ — мощность короткого замыкания на шинах питающего напряжения тяговой подстанции в МВ·А; $S_{\text{нп}}$, $S_{\text{нп}}^{\text{ТЭ}}$, $u_{\text{кп}} \%$, $u_{\text{кэл}} \%$ — соответственно мощности и напряжения короткого замыкания трансформаторов тяговой подстанции и электровоза; $x_{\text{лк}}$ — погонное составное сопротивление тяговой сети, Ом/км; $N_{\text{Т}}$ — количество параллельно включенных трансформаторов.

Из граничных условий найдем постоянную интегрирования A :

при $\omega t = 0$ $i = I_d / \kappa_{\text{Т}}$, $\cos 0 = 1$, тогда

$$A = \frac{I_d}{\kappa_{\text{Т}}} - \frac{U_m}{x_a}. \quad (9.100)$$

Подставим в выражение сетевого тока (9.98) полученную постоянную интегрирования (9.100) и получим

$$i = \frac{I_d}{\kappa_{\text{Т}}} - \frac{U_m}{x_a} + \frac{U_m}{x_a} \cos \omega t = \frac{I_d}{\kappa_{\text{Т}}} - \frac{U_m}{x_a} (1 - \cos \omega t), \quad (9.101)$$

т. е. в интервале $0 \leq \omega t \leq \gamma$ $i = \frac{I_d}{\kappa_{\text{Т}}} - \frac{U_m}{x_a} (1 - \cos \omega t)$, (9.102)

а в интервале $\gamma \leq \omega t \leq \pi$ $i = -I_d / \kappa_{\text{Т}}$. (9.103)

При $\omega t = \pi$ $i = -I_d / \kappa_{\text{Т}}$, $\cos \pi = -1$, тогда

$$A = -\frac{I_d}{\kappa_{\text{Т}}} + \frac{U_m}{x_a}. \quad (9.104)$$

Подставим в выражение сетевого тока (9.98) полученную постоянную интегрирования (9.104) и получим

$$i = -\frac{I_d}{\kappa_{\text{Т}}} + \frac{U_m}{x_a} + \frac{U_m}{x_a} \cos \omega t = -\frac{I_d}{\kappa_{\text{Т}}} + \frac{U_m}{x_a} (1 + \cos \omega t), \quad (9.105)$$

т. е. в интервале $\pi \leq \omega t \leq \pi + \gamma$ $i = -\frac{I_d}{\kappa_{\text{Т}}} + \frac{U_m}{x_a} (1 + \cos \omega t)$, (9.106)

а в интервале $\pi + \gamma \leq \omega t \leq 2\pi$ $i = I_d / \kappa_{\text{Т}}$. (9.107)

Полученное математическое описание кривой сетевого тока позволяет определить ее гармонические составляющие. Учитывая, что при симметричном режиме работы выпрямителя ЭПС кривая сетевого тока симметрична относительно оси абсцисс (симметрия 3-го рода), то постоянная составляющая и все четные гармоники отсутствуют, а вычисление синусной и косинусной гармонических составляющих можно проводить на полупериоде рассматриваемой кривой. Тогда для нечетных гармоник косинусная и синусная составляющие могут быть определены из выражений

$$a_k = \frac{2}{\pi} \left\{ \int_{\gamma/2}^{\gamma} \left[\frac{I_d}{\kappa_{\text{Т}}} - \frac{U_m}{x_a} (1 - \cos \omega t) \right] \cos k\omega t d\omega t + \int_{\gamma}^{\pi} \left(-\frac{I_d}{\kappa_{\text{Т}}} \right) \cos k\omega t d\omega t + \int_{\pi}^{\pi+\gamma/2} \left[-\frac{I_d}{\kappa_{\text{Т}}} + \frac{U_m}{x_a} (1 + \cos \omega t) \right] \cos k\omega t d\omega t \right\}; \quad (9.108)$$

$$b_k = \frac{2}{\pi} \left\{ \int_{\gamma/2}^{\gamma} \left[\frac{I_d}{\kappa_{\text{Т}}} - \frac{U_m}{x_a} (1 - \cos \omega t) \right] \sin k\omega t d\omega t + \int_{\gamma}^{\pi} \left(-\frac{I_d}{\kappa_{\text{Т}}} \right) \sin k\omega t d\omega t + \int_{\pi}^{\pi+\gamma/2} \left[-\frac{I_d}{\kappa_{\text{Т}}} + \frac{U_m}{x_a} (1 + \cos \omega t) \right] \sin k\omega t d\omega t \right\}. \quad (9.109)$$

Амплитуда и начальная фаза k -й гармонической составляющей сетевого тока равны:

$$I_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \quad \varphi_k = \arctg \frac{a_k}{b_k}. \quad (9.110)$$

В этих формулах $U_m = \sqrt{2}U_2$ — амплитудное значение вентильного напряжения преобразовательного трансформатора электровоза, В; I_d — рабочий ток преобразователя (постоянная составляющая), А; k_T — коэффициент трансформации преобразовательного трансформатора.

Таблица 9.7

Значения гармонических составляющих сетевого тока, потребляемого электровозом в удаленном от тяговой подстанции конце тягового плеча питания

Частота гармоники f , Гц	Величины гармоник сетевого тока I_k , А	
	Однопутный участок	Двухпутный участок
50	147	147
150	36,75	36,75
250	13,08	12,24
350	5,00	4,46
450	3,50	3,04
550	2,25	1,93
650	1,62	1,34
750	1,17	0,96
850	0,90	0,73
950	0,71	0,57
1050	0,54	0,43
1150	0,40	0,32
1250	0,34	0,26
1350	0,28	0,22
1450	0,25	0,20
1550	0,23	0,17
1650	0,21	0,16
1750	0,19	0,14
1850	0,18	0,13
1950	0,16	0,12
2050	0,15	0,11

Примечание. Для электроподвижного состава, работающего в режиме рекуперативного торможения, значения гармоник повышаются примерно на 20%.

При более приближенных расчетах возможно заменять реальную кривую сетевого тока кривой прямоугольной или трапецидальной форм с тем же действующим значением сетевого тока с последующим разложением этих кривых в ряд Фурье.

Ряд Фурье для прямоугольника:

$$f(\omega t) = \frac{4I_d}{\pi k_T} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots + \frac{1}{n} \sin n\omega t \right); \quad (9.111)$$

для трапеции:

$$f(\omega t) = \frac{4I_d}{\pi k_T \gamma / 2} \left(\sin \frac{\gamma}{2} \sin \omega t + \frac{1}{9} \sin \frac{3\gamma}{2} \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \sin \frac{5\gamma}{2} \sin 5\omega t + \dots + \frac{1}{n^2} \sin \frac{n\gamma}{2} \sin n\omega t \right). \quad (9.112)$$

Рассчитанный по вышеприведенной методике спектр сетевого тока, потребляемого электровозом, расположенным в конце тягового плеча питания (удаленного от тяговой подстанции на 40 км), представлен в табл. 9.7.

9.8. Экспериментальные исследования гармоник напряжения и тока в цепях тягового электроснабжения и смежных систем

9.8.1. Математическая обработка экспериментальных исследований

При изучении технических задач и физических явлений точные (в смысле процедуры решения) результаты, полученные от какого-либо расчетного устройства, не гарантируют совпадения с действительными. Поэтому необходимо сопоставить результаты аналитического исследования с результатами опыта. Однако при современных сложных системах, в том числе и электромагнитной совместимости, имеющих много влияющих факторов, такое прямое сопоставление единичного расчета с единичным опытом зачастую может дать совершенно нехарактерные результаты.

Известно, что в технической системе, как правило, подверженной влиянию *многих факторов*, интенсивно влияющих на характер поведе-

ния системы, в зависимости от сочетаний этих факторов и случайных условий могут получаться существенно различные результаты. Поэтому несовпадение результатов единичного расчета и единичного опыта в отдельных случаях не может с уверенностью характеризовать неправильность теории или ошибочность расчетов. Конечно, не дает уверенности и единичное совпадение.

Являющееся практическим критерием реальной строгости технического исследования *сопоставление расчета и опыта* для любой сложной системы должно производиться с учетом возможных случайных вариаций в параметрах, тем более заметных, чем ближе к какому-либо экстремальному состоянию, например к пределу устойчивости, находится система. Такое сопоставление должно проводиться по специально разработанной методике, учитывающей или вариацию параметров, полученных в опытах с реальной системой, или вариацию параметров, полученных при расчетах, причем результаты расчетов и опытов должны представляться и сопоставляться в критериальной форме, записанной в соответствии с теорией подобия.

Таким образом, теоретические исследования, в том числе и проводимые на основе математического моделирования, позволяют еще на этапе проектирования и опытной эксплуатации новых видов преобразователей тяговых подстанций и электроподвижного состава выявить и оценить степень их электромагнитного воздействия на смежные слаботочные системы. Однако любое математическое моделирование предопределяет ту или иную степень идеализации исследуемого процесса. Поэтому оценку достоверности результатов, получаемых при математическом моделировании столь сложной системы электромагнитной совместимости, необходимо вести в сравнении теоретических и экспериментальных данных. Причем изучение помех, изменяющихся под воздействием многочисленных случайных факторов, обязательно требует статистических методов.

Модель электромагнитной совместимости системы электрической тяги постоянного тока и продольных линий со смежными слаботочными устройствами, в том числе с линиями связи и устройствами железнодорожной автоматики, в общем виде имеет вероятностный характер, а параметры процесса являются статистическими характеристиками. Полное представление о случайном процессе дает обработка ансамблей реализации процесса. Поэтому получение при эксперименте

реализации, исчерпывающе в вероятностном смысле характеризующей случайный процесс, сложная задача, связанная со значительными затратами времени, условиями безопасности и электробезопасности. Кроме того, вопросы теории и практики испытаний в условиях действующей железной дороги и проводимых на их основе исследований, имеющих специфические особенности, еще не нашли достаточно полного и систематического отражения в литературе.

На основе метода статистических испытаний строится принцип системного подхода к методологии комплексных исследований, включающих как теоретические, так и экспериментальные исследования, которые позволяют сократить временные и материальные затраты при проведении исследований и получить информацию, необходимую для обеспечения заданного уровня помех. При этом основное внимание уделяется комплексному рассмотрению вопроса проведения статистических исследований, обработки и анализа их результатов, выбора условий и средств испытаний на действующих линиях магистральных железных дорог.

С позиций системного подхода формулируются основные направления и цели, определяются принципы рационального метода, проводятся основные положения по выбору и применению статистических методов обработки экспериментальных данных, необходимых и достаточных для оценки электромагнитной совместимости двух или более систем.

Совершенно очевидно, что при проверке адекватности математического моделирования экспериментальным исследованиям в первую очередь необходимо проводить экспериментальное изучение тех параметров моделируемой системы, которые оказывают наибольшее влияние на выходные функции, в данном случае на уровень помех на входе систем железнодорожной автоматики и в каналах проводной связи.

К числу таких факторов необходимо отнести: во-первых, гармонический состав выпрямленного напряжения и тягового тока при различных режимах преобразователей тяговых подстанций и электроподвижного состава; гармонический состав токов, протекающих по проводам трехфазных ЛЭП продольного электроснабжения; амплитудное и действующее значения этих несинусоидальных величин, а также коэффициенты искажений, несинусоидальности и другие несинусоидальные функции; во-вторых, токораспределение гармонических со-

ставляющих в тяговой сети, рельсовых цепях и других влияющих линиях; в-третьих, параметры передачи энергии помех влияющей линии в тракт приема информации смежной системы.

Известно, что гармонические токи в тяговой сети и продольных линиях электроснабжения зависят от схемных решений и режимов работы преобразовательных агрегатов, степени искаженности напряжения на шинах 10 кВ, которая обуславливается параметрами системы внешнего электроснабжения. Кроме того, рассматриваемые линии являются линиями с распределенными параметрами. Поэтому уровень помех сильно зависит от параметров земли, погодных условий, сезонных изменений, степени загрязненности и конструктивного исполнения самих многопроводных линий. Степень мешающего действия помех, к примеру на систему АЛС, зависит не только от амплитудно-частотного спектра гармонических тока в рельсовых цепях, но и от процесса проникновения энергии помех из рельсовой цепи в тракт приема информации локомотивной сигнализации. То же самое можно сказать и о системе связи по проводам.

Решение любых задач с применением теории вероятностей в тех случаях, когда используется их статистическое определение, невозможно без получения соответствующего статистического материала, базирующегося на большом количестве опытов или наблюдений. При этом возникают задачи, связанные с правильной обработкой статистических материалов и приданием им формы, удобной для последующего применения методов теории вероятностей. Раздел теории вероятностей, занимающийся регистрацией, обработкой и анализом статистических материалов, называется *математической статистикой* [42].

Рассмотрим вопрос о точности определения статистической вероятности какого-либо события на основании опытов или наблюдений по схеме независимых испытаний.

Закон больших чисел (теорема Бернулли) [40] утверждает: при неограниченном возрастании числа испытаний вероятность того, что разность между наблюдаемой относительной частотой некоторого события A (равной m/n , где n — число испытаний, а m — число появлений события) и истинной вероятностью события p меньше любого самого малого числа ϵ , стремится к единице, т.е. при достаточно большом числе испытаний вероятность ошибки в замене вероятности случайного события относительной частотой его появления стремится к нулю.

Однако бесконечно большое число испытаний недостижимо практически и приходится довольствоваться некоторым ограниченным числом испытаний. При этом ошибка в определении вероятности по относительной частоте события является также случайной величиной, имеющей ту или иную вероятность. Интегральная предельная теорема Муавра—Лапласа позволяет определить вероятность той или иной ошибки. Согласно этой теореме

$$P\left(a \leq \frac{m-np}{\sqrt{npq}} < b\right) \xrightarrow{n \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_a^b e^{-\frac{z^2}{2}} dz = \frac{1}{2} \Phi(b) - \frac{1}{2} \Phi(a), \quad (9.113)$$

где a и b — произвольные числа; p — истинная вероятность события; $q = 1 - p$.

Одно из следствий этой теоремы [40] записывается следующим образом:

$$P\left[\left|\frac{m}{n} - p\right| < \epsilon\right] \xrightarrow{n \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\epsilon\sqrt{n/pq}}^{\epsilon\sqrt{n/pq}} e^{-\frac{z^2}{2}} dz, \quad (9.114)$$

поэтому (при достаточно большом n)

$$P\left[\left|\frac{m}{n} - p\right| < \epsilon\right] \approx \Phi\left(\epsilon \sqrt{\frac{n}{pq}}\right), \quad (9.115)$$

где m/n — относительная частота появления события; ϵ — произвольное число; $\Phi(x)$ — интеграл вероятности (см. [40]).

Это дает возможность определить приближенно вероятность ошибки ϵ в оценке вероятности события p . При определении статистической вероятности какого-либо случайного события могут возникнуть три различных задачи, решение которых основывается на использовании формулы (9.115).

Находим вероятность β того, что отклонение относительной частоты события m/n от его вероятности p будет меньше заданного числа ϵ при заданном числе испытаний n . Согласно (9.115) искомая величина

$$\beta = \Phi\left[\epsilon \sqrt{\frac{n}{pq}}\right], \quad (9.116)$$

поэтому сначала определяем $\alpha = \varepsilon \sqrt{n/pq}$, а затем по таблицам интеграла вероятностей (см. [40]), используя зависимость $\beta = \Phi(\alpha)$, находим минимальное число испытаний n , при котором разность относительной частоты m/n и вероятности события p не превышает заданной величины ε с заданной вероятностью β :

$$n = \frac{\alpha^2}{\varepsilon^2} pq. \quad (9.117)$$

Далее определяем максимальное отклонение относительной частоты события от его вероятности p при числе испытаний n , имеющего заданную вероятность β . По величине вероятности $\beta = \Phi(\alpha)$ из таблиц интеграла вероятности находим α , а затем

$$\varepsilon = \alpha \sqrt{pq/n}. \quad (9.118)$$

Совокупность наблюдаемых значений величин гармонических представляет собой первичный статистический материал и называется *простой статистической совокупностью* или *простым статистическим рядом*. Простой статистический ряд может быть обработан, например, с помощью построения статистической функции распределения случайной величины X — уровня гармонических составляющих, т. е. $F^*(x) = P^*(X < x)$.

Согласно теореме Бернулли при увеличении числа опытов n при любом X частота события $X < x$ приближается (сходится по вероятности) к вероятности этого события. Следовательно, при увеличении числа опытов статистическая функция распределения $F^*(x)$ приближается к подлинной функции распределения $F(x)$ случайной величины X . В принципе построение статистической функции распределения уже решает задачу описания экспериментального материала. Однако при большом числе наблюдений построение $F^*(x)$ весьма трудоемко, т. е. простая статистическая совокупность перестает быть удобной формой записи статистического материала — она становится слишком громоздкой и мало наглядной. Поэтому в некоторых случаях удобно, в смысле наглядности, пользоваться другими характеристиками статистических распределений, аналогичными не функции распределения $F(x)$, а плотности $f(x)$.

Кроме того, для этих статистических распределений определяем числовые характеристики случайной величины X . Известно, что каж-

дой числовой характеристике случайной величины X соответствует её статистическая аналогия. Для основной характеристики наложения — математического ожидания случайной величины — такой аналогией является среднее арифметическое наблюдаемых значений случайной величины (статистическое среднее случайной величины) [41]:

$$m_x^* = M^*[X] = \frac{\sum_{i=1}^n X_i}{n}, \quad (9.119)$$

где X_i — значение случайной величины, наблюдаемое в i -м опыте, n — число наблюдений (опытов).

Статистическую дисперсию случайной величины X определяем по формуле

$$D^*[X] = \frac{\sum_{i=1}^n (X_i - m_x^*)^2}{n}. \quad (9.120)$$

Статистические начальные и центральные моменты любых порядков:

$$a_s^*[X] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^s, \quad (9.121)$$

$$M_s^*[X] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - m_x^*)^s. \quad (9.122)$$

При обработке данного статистического материала представляется целесообразным решить вопрос о том, как подобрать для данного статистического ряда теоретическую кривую распределения, выражающую лишь существенные черты статистического материала, а не случайности, связанные с недостаточным объемом экспериментальных данных. Такая задача называется задачей выравнивания (сглаживания) статистических рядов.

Следует заметить, что при выравнивании статистических рядов нерационально пользоваться моментами порядка выше четвертого, так как точность вычисления моментов резко падает с увеличением их порядка. В связи с этими соображениями в данной работе вычислялись моменты не выше четвертого порядка. Для оценки отклонения эмпирического распределения от теоретического используем специальные характеристики, в частности асимметрию и эксцесс.

Асимметрия эмпирического распределения определяется равенством [42]

$$a_s = \frac{M_s^*}{\delta^*}. \quad (9.123)$$

Эксцесс эмпирического распределения определяется равенством

$$e_k = \frac{M_k^*}{\delta^*} - 3, \quad (9.124)$$

где M_s^* , M_k^* — центральные эмпирические моменты соответственно третьего и четвертого порядка; δ^* — среднеквадратическое отклонение.

После построения гистограммы и статистической кривой плотности вероятности по ее внешнему виду можно предположить, что закон распределения вероятностей соответствует тому или иному известному закону. Однако такое предположение нуждается в проверке. Проверка базируется на следующем основном положении. Если при статистическом наблюдении имелись отличия в распределении вероятностей по сравнению с теоретической кривой для предполагаемого закона, то эти отличия могут иметь две причины: первая — число испытаний невелико, т. е. статистические количественные характеристики и закон распределения отличаются от теоретических значений в той мере, в какой это закономерно при данном числе испытаний; вторая — неправильно само предположение о законе распределения вероятностей.

Чтобы определить, какая из причин вызывает указанные отличия, применяют *критерии согласия*. Для каждого критерия выбираем определенную величину *меры расхождения*, которая является мерой степени расхождения между наблюдаемым законом и известным законом распределения, применяемым гипотетически в качестве вероятного. Затем для теоретического закона распределения находим при различных числах испытаний n вероятности того, что мера расхождения равна или больше некоторого числа, и составляем таблицы вероятностей меры расхождения при данном числе испытаний n — V . Определяем меру расхождения, фактически наблюдаемую для полученного статистического материала U . Из таблицы вероятностей V [40] находим вероятность, соответствующую значению $U = V$. Если она достаточно велика, например 0,8—0,9 и более, то, очевидно, что отличие от теоретического закона получилось только за счет малого числа испытаний и,

следовательно, гипотеза о законе распределения вероятностей, принятая ранее, правдоподобна. Если же вероятность для $U = V$ мала (0,2—0,1 и менее), то это означает, что отличия от теоретического закона вызваны не ограниченным числом испытаний, а неправильным предположением, т. е. принятая гипотеза неверна.

В целях ответа на вопрос о согласованности теоретического и статистического распределения используем критерий согласия Колмогорова и критерий согласия Пирсона χ^2 (*хи квадрат*).

При проверке правдоподобия гипотез о распределении вероятностей по критерию согласия Колмогорова определяют величину D , равную максимальному значению абсолютной величины разности между статистической и теоретической функциями распределения:

$$D = |F^*(x) - F(x)|_{\max}. \quad (9.125)$$

Затем находят меру расхождения $\lambda = D\sqrt{n}$, где n — число испытаний, и обращаются к таблицам вероятностей того, что для теоретической функции распределения при данном числе испытаний мера расхождения будет равна или больше λ . Доказано, что такая вероятность не зависит от характера теоретической кривой распределения. Поэтому для любой гипотезы можно пользоваться критерием Колмогорова на основании таблиц $P(\lambda)$ [40].

9.8.2. Основные проблемы проведения измерений

Проведение длительных статистических измерений на действующих электрических железных дорогах предъявляет к измерениям особые требования, связанные как с продолжительностью регистрации, так и с выбором методики обработки и анализа.

С целью экспериментального исследования электромагнитного влияния сети тягового электроснабжения на существующие линии связи и устройства железнодорожной автоматики, а также в определении степени такого воздействия были разработаны специальные методики измерений, которые распространялись на системы тяги постоянного и переменного тока, рельсовые цепи, устройства СЦБ и линии связи. Для определения максимальных значений высших гармонических в кривых тока и напряжения влияющих линий (сетях тягового

электроснабжения, высоковольтных линиях электропередачи, электроподвижном составе), при которых еще обеспечивается надежная работа смежных линий (рельсовых цепей, устройств железнодорожной автоматики и связи), обычно проводятся как раздельные, так и совместные измерения.

Основным вопросом, определяющим методику экспериментальных исследований на электрических железных дорогах постоянного тока, в цепях выпрямленного напряжения, в том числе и в тяговой сети, является вопрос разделения переменных и постоянных тягового тока и напряжения. Сложность здесь состоит в том, что постоянная составляющая выпрямленного тока достигает значений тысяч, а порой и десятков тысяч ампер, в то же время величина гармонических составляющих не превышает единиц или десятков ампер.

Простейший способ измерения и записи кривых токов и напряжений в тяговой сети постоянного тока, входного тока тягового электроподвижного состава или тока его преобразователя основывается на включении в высоковольтную цепь тягового тока (условно — прямого) или в цепь обратного тока безындуктивного шунта. Обычно на линиях постоянного тока с напряжением 3 кВ используют шунты на 60—150 мВ, с помощью которых измеряют токи от десятков до нескольких тысяч ампер. Гармоника тока с уровнем напряжения, снимаемого с безындуктивного шунта, например в 10 мВ, содержащаяся в исследуемой кривой тягового тока или в кривой входного тока электровоза, будет определяться в измерительной цепи шунта в виде сигнала с уровнем от 0,3 до 3 мкВ. Такой сигнал должен быть усилен, чтобы его можно было подать на вход стандартного записывающего устройства с магнитной лентой. Поскольку эти сигналы передаются по кабелям, проходящим вблизи тяговых преобразователей и других высоковольтных цепей, то здесь очень велика опасность искажения исследуемого сигнала, что является значительным недостатком данного метода. В связи с этим изолирующий усилитель должен располагаться как можно ближе к шунту, а измерительное устройство должно располагаться как можно дальше от высоковольтных цепей. Для передачи сигнала от шунта необходимо использовать коаксиальный кабель, при этом, если кабель имеет волновое сопротивление 50 или 75 Ом и длину 2 м и более, то он должен замыкаться на сопротивление соответственно 50 или 75 Ом.

Следует также учитывать, что на некоторых участках линий, например в тяговой сети при определенных схемах питания, могут возникать резонансы тока или напряжения, которые способны сильно исказить результаты измерения высших гармонических, поэтому возможность их возникновения необходимо определять перед началом эксперимента.

В некоторых случаях не менее важным требованием к методике экспериментальных исследований является необходимость измерения спектрального состава гармонических составляющих тягового тока в контактной сети и рельсах в любой точке пути следования электроподвижного состава, а также измерения помех непосредственно на входе системы автоматической локомотивной сигнализации и автоматического регулирования скорости.

В результате анализа различных способов измерения разработана и апробирована методика измерения, удовлетворяющая вышеизложенным требованиям и, кроме того, позволяющая с достаточной степенью точности исследовать гармоники тягового тока, не учитывая постоянную составляющую. Эта методика базируется на электромагнитных бесконтактных записях кривых токов и напряжений, т. е. основана на однозначной связи тока и создаваемого им в окружающем пространстве магнитного поля, с последующим гармоническим анализом записанных процессов с помощью высокоточной современной измерительной техники. В результате можно не только определить уровни и длительности отдельных гармоник, но и обосновать степень влияния сильноточных цепей на смежные устройства, а также разделить степени влияния между отдельными источниками.

9.8.3. Средства измерения и анализ результатов исследования

Наиболее распространенный набор оборудования, используемого для измерения высших гармонических и изучения частотных спектров, которые генерируются силовой электроникой тяговых цепей, показан на рис. 9.40.

Синхронизирующий сигнал требуется не всегда, тем не менее его использование рекомендуется по двум причинам: одновременно вос-

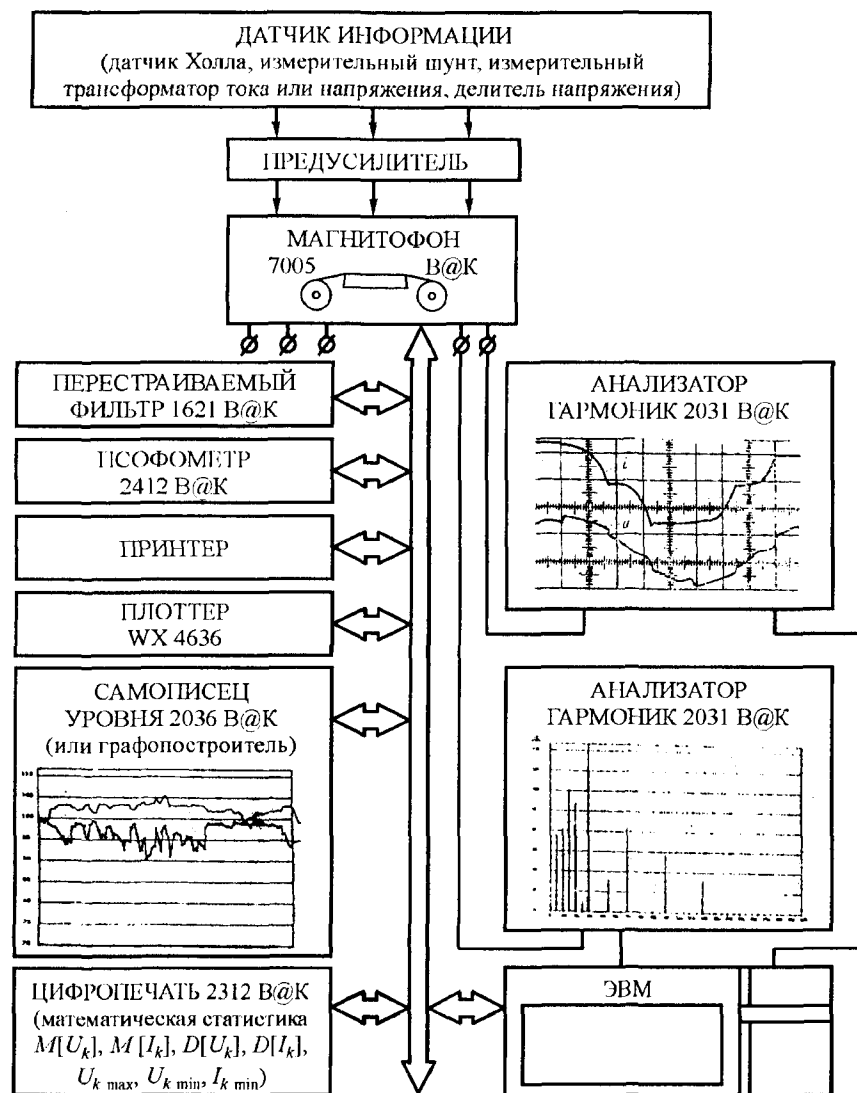


Рис. 9.40. Схема записи и гармонического анализа кривых тока и напряжения с помощью автоматизированного комплекса спектрального анализа (АКСА)

производимые кривые токов и напряжений тягового электроснабжения, тягового электроподвижного состава и тяговой подстанции подвергаются не только амплитудно-частотному, но и фазово-частотному анализу; при оценке таких токов и напряжений необходимо исследовать их через равные промежутки времени, что важно для построения кривых зависимости амплитуд гармоник от времени.

Исследование гармоник тока и напряжения осуществляется, как правило, в следующей последовательности: в условиях эксплуатации реально действующей электроустановки или во время измерительной поездки на электроподвижном составе исследуемые сигналы тока, напряжения, а также синхронизирующие сигналы записываются на магнитную ленту; из всех записей выбирают наиболее характерные участки для анализа; доминирующие гармоники на основе анализа идентифицируют и обычно представляют в виде реальных или усредненных амплитудных значений в рассматриваемых спектрах; величины основных гармоник тока и напряжения, а также их длительности представляют в виде кривых изменения амплитуд во времени.

Аналоговые гармонические анализаторы с фильтрами переменной или дискретной частоты в течение нескольких минут через определенные фиксированные интервалы времени выдают группы данных о гармониках. Эти данные могут быть представлены в виде табличных значений амплитуд гармоник, их числовых характеристик или в графической форме. В этих случаях отсутствует временная связь между отдельными гармоническими составляющими. Другими словами, теряются данные о форме кривой. Тот факт, что данные группируются в редких точках, может привести к трудностям при анализе. Очевидно, что если гармоника записывалась каждые 30 минут, то большое количество информации осталось не зарегистрировано, и подобные результаты могут легко ввести в заблуждение. Приведенный пример служит для иллюстрации основных трудностей, возникающих при определении гармоник в сетях, где их уровни сильно варьируются.

При использовании цифровых измерительных систем проблема разброса данных уступает место проблеме выделения из объема данных лишь тех, которые необходимы. Такие приборы выдают на экран одновременно несколько значений. С помощью графопостроителя, принтера или компьютерного регистрирующего устройства удастся сделать эти выходные значения удобными пользователю.

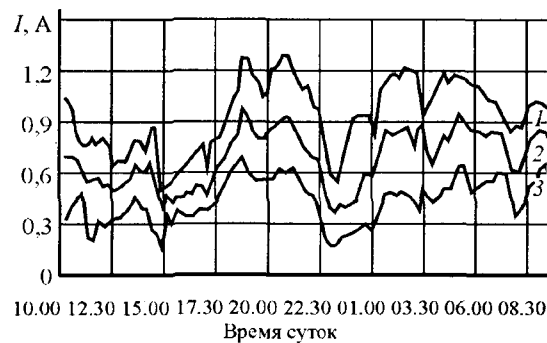


Рис. 9.41. Представление гармоник в виде трендовых составляющих

Амплитуда гармоник может быть выражена в абсолютных единицах или отнесена к некоторому значению. В некоторых случаях не требуется детально представлять гармоники в виде огибающей временных, например минутных, значений, однако необходима информация об общем характере изменений гармонической амплитуды за установленный период. Для этой цели используют представление с помощью трендов (рис. 9.41).

Трендовые составляющие образуются из сглаживания данных и выделения групп значений, превышающих среднее или граничное нормативное.

В случае, когда не требуется информация о времени, может использоваться функция кумулятивной (интегральной) вероятности (рис. 9.42, а),

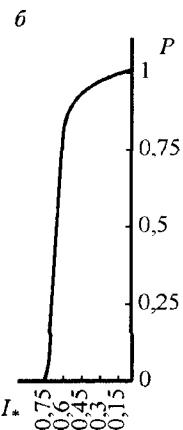
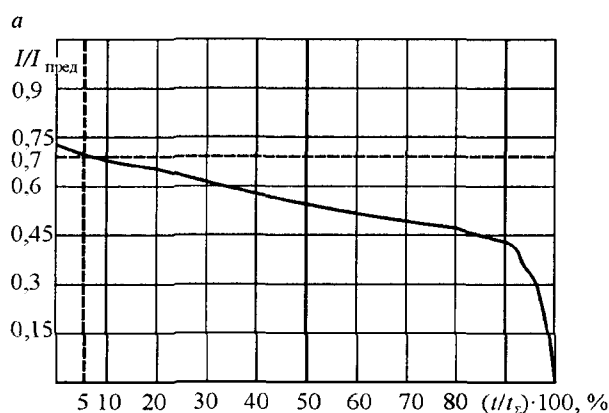


Рис. 9.42. Кумулятивная вероятностная функция (а) и вероятностная кривая (б)

которая показывает, какое время (в процентах от общего) амплитуда гармоник превышала определенный уровень.

Изменив направление осей, как это сделано на рис. 9.42, б, можно ответить на вопрос, превысит ли амплитуда гармоник определенное значение.

В отличие от функции кумулятивной вероятности гистограммы (рис. 9.43) могут служить для получения необходимых данных об изменении гармонических амплитуд.

Характерной чертой любой системы отображения данных является способность представлять соответствующую информацию о соотношении различных гармоник в группе. Для этой цели используются различные графические формы, в том числе трехмерные кривые и уровневые графики.

Представление отдельных гармоник в системе трех координат с шагом в единицу времени (доля секунды, секунда или минута) по оси времени было признано неосуществимым из-за большого числа используемых данных и из-за того, что общий рисунок перекрывал существенную часть кривых. Если вместо определенных гармоник использовать их трендовые составляющие, то, несмотря на сохраняющееся перекрытие рисунков, на схеме хорошо различимы общие изменения и соотношения между гармониками. Выделение интересных гармоник более жирными линиями еще больше уменьшает эффект перекрытия рисунков.

В отличие от трехмерных кривых для случая, когда требуется информация об амплитудах гармоник и их соотношениях, может использоваться форма представления информации, изображенная в виде уровневых графиков. В результате такого представления сохраняется

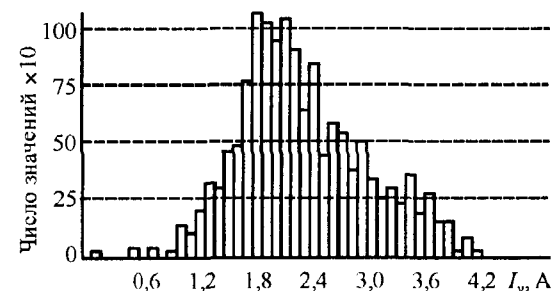


Рис. 9.43. Гистограмма амплитуд гармоник

информация о времени, и оно может быть использовано для определения уровня гармонических составляющих во всем их диапазоне.

Наибольшее число анализаторов гармоник выдают выходную информацию в виде определенного спектра. Подобное представление может быть легко реализовано на дисплее и отображено принтером или графопостроителем.

Рассмотрим алгоритм записи и действия отдельных приборов при обработке и гармоническом анализе в измерительном комплексе АКСА (автоматизированный комплекс спектрального анализа, более подробно см. [11]), структурная схема которого приведена на рис. 9.40.

К датчикам информации (измерительные шунты, датчики Холла, делители напряжения или измерительные шунты, подключенные к вторичным обмоткам трансформаторов тока и напряжения и др.) подключается измерительный магнитограф, например типа 7005 фирмы *Bruel & Kjaer* или фирмы *Sony*, который записывает кривые тока и напряжения в разных режимах эксплуатации исследуемых устройств и дает возможность неоднократного воспроизведения записи кривых в лабораторных условиях с целью их подробного гармонического анализа.

С выхода измерительного магнитографа воспроизведенная кривая (или две кривые при параллельной обработке) подается на частотный анализатор гармоник типа 2031 фирмы *Bruel & Kjaer* (или на два параллельно включенных анализатора, см. рис. 9.40). На экране анализатора можно наблюдать и запоминать либо мгновенную временную диаграмму исследуемого процесса (пример на рис. 9.44, *а*), либо спектр гармонических составляющих исследуемой кривой в виде 400 вертикальных полос (рис. 9.44, *б*). Этот узкополосный частотный анализатор предназначен для быстрого частотного анализа стационарных, нестационарных и кратковременных процессов. Работа анализатора 2031 основана на быстром преобразовании Фурье. Время, затрачиваемое на определение 400 спектральных составляющих, — 200 мс, т.е. прибор работает в реальном масштабе времени на частотах до 2 кГц. Рабочий частотный диапазон анализатора устанавливается либо от 0 до 10 Гц, либо от 0 до 2000 Гц.

Входные параметры анализатора 2031: максимальное входное напряжение 42 В; входное сопротивление 1 МОм/100 пФ; 11 диапазонов измерений с дискретной настройкой и шагом 10 дБ в пределах 66—166 дБ относительно 1 мкВ; аналого-цифровое преобразование (12 двоичных

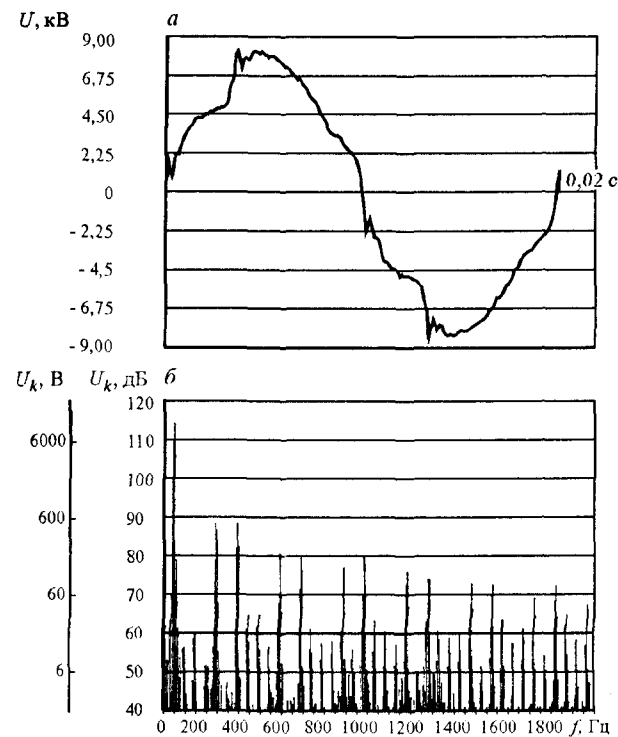


Рис. 9.44. Осциллограмма напряжения фазы (*а*) на шинах 10 кВ тяговой подстанции и ее спектральный состав (*б*)

разрядов, дополнительный двоичный код, максимальная ошибка $\pm 0,5$ младшего разряда). Частота выборки должна быть не менее, чем частота верхнего предела рабочего частотного диапазона, умноженного на 2,56. Режим запуска: однофазный запуск от внешнего и внутреннего источника, автоматический периодический запуск. Усреднения по линейному и экспоненциальному законам. Аналитический диапазон измерений по выбору оператора 20, 40 или 60 дБ.

В целях исследования уровня отдельных гармоник в реальном масштабе времени или статистического анализа, а также вывода осциллограмм и спектров, зафиксированных на экране анализатора, все данные с анализатора подаются на ЭВМ и обрабатываются по специально разработанным для этой цели программам.

Программа «ТИ», предназначенная для анализа временных зависимостей изменения гармонических составляющих, позволяет наряду

с графическими представлениями получать и статистические характеристики для каждой анализируемой спектральной составляющей. Программа реализует следующие функции: накопление необходимого объема спектров заданных спектральных составляющих с заданным интервалом считывания; графическое изображение временного изменения каждой спектральной составляющей на плоттере или графопостроителе; вычисление математического ожидания, среднеквадратического отклонения, 3-го, 4-го центральных моментов и закона распределения; нахождение максимального и минимального значений каждой спектральной составляющей с представлением результатов в виде таблиц и графиков. При необходимости рассчитываются коэффициенты искажения кривой тока, несинусоидальности кривой переменного напряжения и полной волнистости кривой выпрямленного напряжения.

Программа «SP» предназначена для обработки спектров и их графического представления. Программа считывает 400 спектральных линий с экрана анализатора 2031 и передает информацию на цифровое печатающее устройство или на плоттер, который строит спектр, зафиксированный на экране анализатора.

Программа «TF» предназначена для графического представления временных функций (осциллограмм). Программа считывает из памяти анализатора 1024 значения временной функции и передает информацию на плоттер, который представляет графически временную функцию.

ЭВМ выполняет в автоматизированном комплексе функции управляющего устройства (контроллера) магистралей МЭК 625-1. К этой магистрали присоединены необходимые приборы фирмы Bruel & Kjaer. Управление работой графопостроителя осуществляется с помощью параллельного интерфейса пользователя.

Сравнение полученных результатов часто обнаруживает значительные расхождения, так как разные изготовители оборудования и разные специалисты применяют разное аппаратное и программное обеспечение для анализа спектров. Например, анализатор типа 2034 фирмы Bruel & Kjaer, имеющий порядок 11, обеспечивает разрешение в 2048 точек FFT Фурье. Расхождения могут иметь место даже при анализе одного и того же пакета данных. Проблема влияния типа окон на результаты анализа по методу пороговой или ускоренной трансформации (FFT) общеизвестна. Из практики известно, что чаще всего применяют окно Хеннинга.

Современные анализаторы спектров используют различные способы расчета спектров и разные методы обработки результатов. В основном исследуются спектры мгновенных значений, средних величин, а также значений, приведенных к максимальному из всех зафиксированных. В последнем случае максимальная из всех гармоник представляется в виде огибающей кривой на протяжении временного периода анализа.

Для расчета усредненных спектров должны быть известны следующие величины: длина шага при использовании окон в анализе; число усреднений; вид усреднений — линейные или экспоненциальные.

9.8.4. Графоаналитический метод гармонического анализа несинусоидальных токов и напряжений

Графоаналитический метод гармонического анализа несинусоидального тока или напряжения заключается в том, что по заснятой осциллограмме определяют состав и порядок гармонических составляющих, их амплитуду и начальную фазу по отношению к исследуемой кривой или к основной гармонике. Могут быть также определены амплитудное и действующее значения несинусоидальной величины, а также коэффициенты искажений, несинусоидальности и другие несинусоидальные функции.

Графический метод определения гармоник ряда Фурье основан на замене определенного интеграла суммой конечного числа слагаемых. С этой целью период функции $f(x)$, равный 2π , разбивают на n равных частей Δx :

$$\Delta x = \frac{2\pi}{n},$$

и интегралы заменяют суммами.

По определению, постоянная составляющая

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(x) dx \approx \frac{1}{2\pi} \sum_{p=1}^n f_p(x) \Delta x = \frac{1}{2\pi} \sum_{p=1}^n f_p(x) \frac{2\pi}{n},$$

$$\text{или} \quad A_0 = \frac{1}{n} \sum_{p=1}^n f_p(x), \quad (9.126)$$

где p — текущий индекс; он пробегает значения от 1 до n ; $f_p(x)$ — значение функции $f(x)$ при $x = (p-0.5)\Delta x$, т. е. в середине p -го интервала.

Амплитуда синусной составляющей k -й гармоники ряда

$$A'_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(x) \sin kx \, dx \approx 2 \cdot \frac{1}{2\pi} \sum_{p=1}^n f_p(x) \frac{2\pi}{n} \sin_p kx,$$

или

$$A'_k = \frac{2}{n} \sum_{p=1}^n f_p(x) \sin_p kx, \quad (9.127)$$

амплитуда косинусной составляющей k -й гармоники

$$A''_k = \frac{2}{n} \sum_{p=1}^n f_p(x) \cos_p kx. \quad (9.128)$$

Здесь $\sin_p kx$ и $\cos_p kx$ — соответственно значения функций $\sin kx$ и $\cos kx$ при $x = (p - 0,5)\Delta x$, т. е. в середине p -го интервала.

При расчетах по формулам (9.126)—(9.128) обычно достаточно разделить период на $n = 24$ или 18 частей, а в некоторых случаях и на меньшее число частей.

Перед тем как производить графическое разложение в ряд, необходимо выяснить, не обладает ли раскладываемая функция симметрией относительно осей координат. Наличие того или иного вида симметрии позволяет до проведения разложения предсказать, какие гармоники следует ожидать. Так, если кривая $f(x)$ симметрична относительно оси абсцисс, то постоянная составляющая A_0 и все четные гармоники отсутствуют, а вычисляя A'_k и A''_k при нечетных k , следует учесть, что сумма $\sum f_p(x) \sin_p kx$ за первый полупериод равна сумме $\sum f_p(x) \sin_p kx$ за второй полупериод.

Знаки начальных углов ψ_k гармоник зависят от знаков A'_k и A''_k . При построении гармоник на общем графике необходимо учитывать, что масштаб по оси абсцисс для k -й гармоники должен быть взят в k раз большим, чем для первой гармоники.

Так, например, если некоторый отрезок по оси абсцисс для первой гармоники выражает собой угол $\pi/3$, то тот же отрезок для третьей гармоники выражает собой угол, в 3 раза больший, т. е.

$$3 \cdot \frac{\pi}{3} = \pi.$$

Пример. Найти первую и третью гармоники функции $f(x)$, изображенной на рис. 9.45, а.

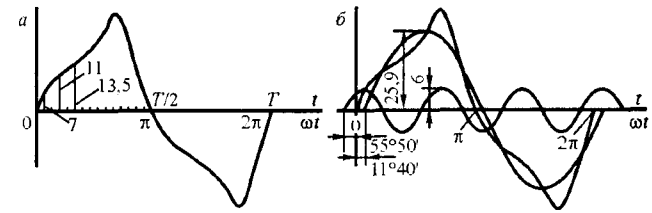


Рис. 9.45. Графическое разложение кривой в ряд Фурье

Значения ординат функции $f_p(x)$ за первый полупериод при разбивке периода на $n = 24$ части следующие:

$p =$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$f_p(x) =$	7	11	13,5	15,4	17,4	20,5	25,4	32,5	27,7	19,2	10	5

Решение. Так как кривая симметрична относительно оси абсцисс, то $A_0 = 0$ и ряд будет состоять только из нечетных гармоник.

Амплитуда синусной составляющей гармоники

$$A'_k = \frac{2}{n} \sum_{p=1}^n f_p(x) \sin_p kx = \frac{4}{n} \sum_{p=1}^{n/2} f_p(x) \sin_p kx;$$

для первой гармоники

$$\begin{aligned} A'_1 &= \frac{4}{24} (7 \sin 7^\circ 30' + 11 \sin 22^\circ 30' + 13,5 \sin 37^\circ 30' + \\ &+ 15,4 \sin 52^\circ 30' + 17,4 \sin 67^\circ 30' + 20,5 \sin 82^\circ 30' + \\ &+ 25,4 \sin 97^\circ 30' + 32,5 \sin 112^\circ 30' + 27,7 \sin 127^\circ 30' + \\ &+ 19,2 \sin 142^\circ 30' + 10 \sin 157^\circ 30' + 5 \sin 172^\circ 30') \approx 25,3. \end{aligned}$$

Амплитуда косинусной составляющей первой гармоники

$$A''_1 = \frac{4}{n} \sum_{p=1}^{n/2} f_p(x) \cos_p x \approx -5,23.$$

Амплитуда синусной составляющей третьей гармоники

$$A'_3 = \frac{4}{24} \sum_{p=1}^{12} f_p(x) \sin_p 3x \approx 3,47.$$

Амплитуда косинусной составляющей третьей гармоники

$$A_3'' = \frac{1}{6} \sum_{p=1}^{12} f_p(x) \cos_p 3x \approx 5,1.$$

Амплитуда первой гармоники

$$A_1 = \sqrt{(A_1')^2 + (A_1'')^2} = 25,9.$$

Тангенс угла, на который начало первой гармоники смещено по отношению к началу кривой $f(x)$,

$$\operatorname{tg} \psi_1 = \frac{A_1''}{A_1'} = \frac{-5,23}{25,3} = -0,206; \quad \psi_1 = -11^\circ 40'.$$

Амплитуда и начальный угол третьей гармоники

$$A_3 = \sqrt{(A_3')^2 + (A_3'')^2} = 6; \quad \operatorname{tg} \psi_3 = \frac{A_3''}{A_3'} = 1,47; \quad \psi_3 = 55^\circ 50'.$$

Следовательно, если ограничиться третьей гармоникой, то

$$f(\omega t) = 25,9 \sin(\omega t - 11^\circ 40') + 6 \sin(3\omega t + 55^\circ 50').$$

На рис. 9.45, б изображены первая и третья гармоники полученного ряда, а также результирующая (суммарная) кривая. Ее можно сопоставить с кривой рис. 9.45, а.

9.9. Гармонические составляющие импульсных преобразователей постоянного тока

9.9.1. Принцип импульсного регулирования напряжения постоянного тока

На электроподвижном составе постоянного тока в период пуска в цепь тяговых двигателей вводятся пусковые резисторы, в которых теряется часть прикладываемого напряжения, для ограничения пускового тока из-за недостаточной эдс двигателей в этот период. Такой способ регулирования напряжения постоянного тока явно неэкономичен, он значительно снижает КПД электрической тяги из-за потери электрической энергии в резисторах.

Применение тиристоров позволило осуществить регулирование среднего значения напряжения постоянного тока в период пуска дви-

гателей безреостатным способом. Тиристорно-импульсная система регулирования напряжения постоянного тока позволяет также питать двигатели ЭПС при напряжении в контактной сети, значительно превышающем 3,3 кВ.

Ниже рассмотрена эта система применительно к ЭПС постоянного тока магистральных и пригородных линий, а также метрополитенов. Основными элементами этой системы являются тиристоры, которые выполняют роль прерывателей постоянного тока с той или иной частотой при постоянных или регулируемых паузах.

Системы регулирования среднего значения напряжения постоянного тока с использованием тиристоров получили название *импульсных*, так как выходное напряжение преобразователей имеет импульсный характер.

Возможны различные варианты схем тиристорно-импульсных преобразователей, отличающихся способами искусственного запираания тиристоров, см. [6].

Принцип работы тиристорно-импульсного преобразователя, обеспечивающего регулирование среднего значения напряжения постоянного тока, нетрудно уяснить, принимая тиристор-прерыватель полностью управляемым, т. е. возможно не только отпирать, но и запирающий его при помощи системы управления. На рис. 9.46, а приведена упрощенная схема такого преобразователя.

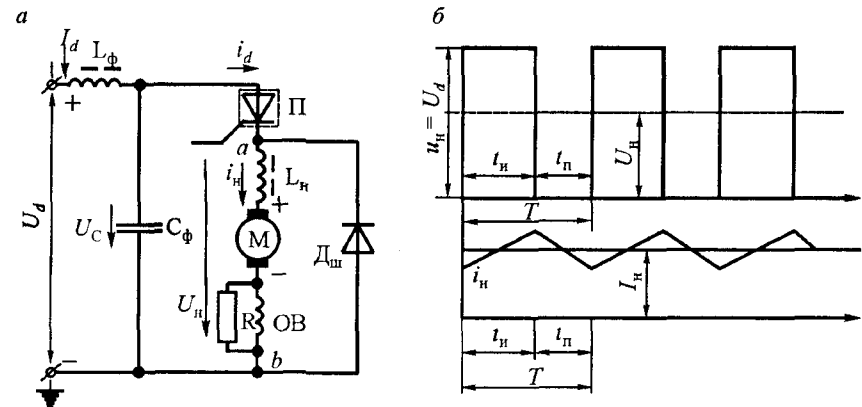


Рис. 9.46. Упрощенная схема тиристорно-импульсного преобразователя

В цепь тиристора-прерывателя П входит коллекторный двигатель М последовательного возбуждения с обмоткой возбуждения ОВ и реактор с большой индуктивностью L_H . Двигатель с реактором L_H шунтируется обратным диодом $D_{ш}$. В схему также входит Г-образный фильтр (реактор L_Φ и конденсатор C_Φ). Для управления тиристором-прерывателем служит система СУ. С целью упрощения анализа электромагнитных процессов будем считать параметры L_Φ и C_Φ весьма большими.

При большой емкости конденсатора C_Φ с момента открытия тиристора-прерывателя П и до его закрытия выходное напряжение преобразователя, приходящееся на нагрузку М, т. е. между точками ab , равно напряжению источника постоянного тока $u_H = U_d$ (рис. 9.46, б).

После закрытия этого тиристора, во время паузы, напряжение снижается до нуля: $u_H = 0$, а ток в цепи двигателя, создаваемый эдс самоиндукции реактора L_H (см. рис. 9.46, а), замыкается через шунтирующий диод $D_{ш}$. Следовательно, реактор L_H служит для накопления энергии во время импульса с целью поддержания тока в двигателе в прежнем направлении во время паузы.

Ток в цепи двигателя во время импульса и во время паузы можно считать идеально сглаженным лишь при бесконечно больших индуктивностях реакторов L_H и L_Φ . Фактически ток при импульсе возрастает, а при паузе снижается, как показано на рис. 9.46, в.

Период повторяемости импульсов состоит из продолжительности импульса t_H и паузы t_P : $T = t_H + t_P$.

При одном и том же напряжении на входе преобразователя U_d в зависимости от продолжительности импульсов t_H , называемой их шириной, и частоты переключения f_H , обратной периоду повторяемости импульсов $T = 1/f_H$, находится среднее значение напряжения на нагрузке U_H .

Соотношение $t_H / T = t_H f_H = \lambda$ называют *коэффициентом заполнения*. Тогда $U_H = U_d \lambda$.

Регулирование U_H в указанных пределах с ограничениями, отмечаемыми ниже, обеспечивается путем изменения коэффициента заполнения λ .

При малом коэффициенте заполнения λ и недостаточной индуктивности L_H ток в цепи двигателя в период паузы f_P может падать до нуля и может быть даже прерывистым. Поэтому индуктивность L_H выбирают

обычно из условия обеспечения непрерывного тока в двигателе при принятом коэффициенте заполнения.

Такой способ изменения среднего значения напряжения постоянно-го тока называется *модуляцией*, и ее основным показателем является коэффициент заполнения λ .

9.9.2. Системы модуляции и управления прерывателем

Так как коэффициент заполнения $\lambda = t_H f_H$, то его можно изменять путем регулирования либо частоты импульсов f_H , либо их ширины t_H при $U_d = \text{const}$. Поэтому различают *частотную* и *широтную* модуляции. Возможно использование этих двух видов модуляции одновременно. Применяется также изменение амплитуды и одновременно ширины импульсов. Такая модуляция называется *амплитудно-широтной*. Могут быть применены все три вида модуляции одновременно. Выбор вида модуляции зависит от назначения преобразователей и требуемого коэффициента заполнения λ .

При рассмотрении принципа работы тиристорно-импульсных преобразователей было принято допущение, что тиристор-прерыватель мгновенно в регулируемые моменты времени открывается и запирается. Это допущение справедливо лишь в отношении открытия тиристора импульсом тока управления, если не учитывать время включения $t_{вкл}$ из-за незначительного его значения (до 20 мкс). Что же касается запираания тиристора, входящего в состав прерывателя, то уменьшение в нем тока до нуля, а затем восстановление запирающих свойств обеспечивается включением в схему коммутирующих устройств в виде колебательного контура $C_K L_K$, а также дополнительных вентилях в зависимости от системы модуляции и принятого при ней варианта выполнения прерывателя. Основной тиристор прерывателя ниже на схемах имеет обозначение T_O . Колебательный процесс в контуре $C_K L_K$ в зависимости от схемы прерывателя может возникать или мгновенно после включения тиристора T_O , или через некоторое время лишь после включения вспомогательного тиристора T_K , называемого коммутирующим.

В первом случае управление прерывателем является однооперационным, и оно находит применение при частотной модуляции. Во вто-

ром случае, имеющем место при широтной модуляции, начало коммутации тока в тиристоре-прерывателе T_O обеспечивается путем подачи на него от C_K обратного напряжения в зависимости от регулируемого момента открытия вспомогательного (коммутирующего) тиристора T_K . В этом случае применяется двухоперационное управление — вначале открытие T_O и через регулируемый интервал — открытие T_K .

Импульс напряжения на нагрузке u_H не прекращается мгновенно после запираания T_O , а продолжается еще некоторое время t_K в зависимости от продолжительности процесса коммутации при той или иной модуляции.

При определении коэффициента заполнения λ следует учитывать полное время импульса напряжения на нагрузке, включая время коммутации t_K .

9.9.3. Тиристорно-импульсные преобразователи с частотной модуляцией

Наиболее простые схемы имеют однооперационные прерыватели, не требующие дополнительных вспомогательных вентилялей. Рассмотрим два варианта схем таких прерывателей: с включением контура $C_K L_K$ параллельно основному тиристору T_O (рис. 9.47, а) и с включением параллельно лишь конденсатора C_K и последовательно с T_O реактора L_K (рис. 9.47, б).

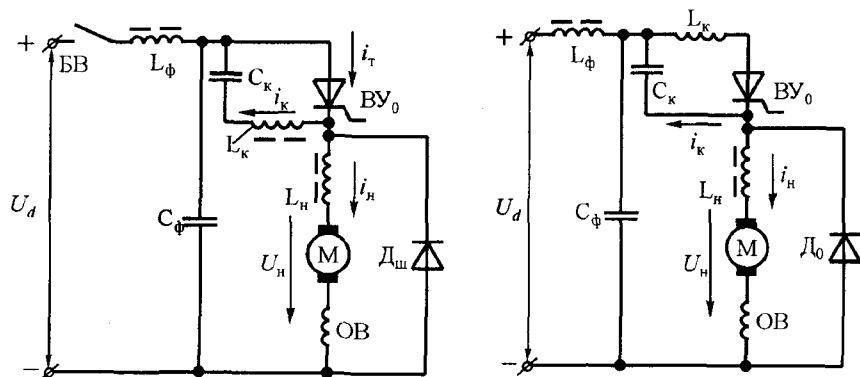


Рис. 9.47. Тиристорно-импульсные преобразователи с частотной модуляцией

При первом варианте, принимая подводимое к преобразователю напряжение постоянного тока U_d неизменным во время импульса и паузы, в каждый период регулируемой частоты импульс напряжения на нагрузке возникает в момент t_0 подачи от системы управления импульса тока управления i_y на открытие тиристора T_O (рис. 9.48).

После его открытия возникают токи параллельно в двух контурах: колебательном i_K и в цепи нагрузки i_H . До этого момента конденсатор C_K после включения главного выключателя (ГВ), присоединяющего прерыватель к источнику напряжения, находится в заряженном состоянии с положительной полярностью относительно анода тиристора T_O . Суммарный ток $i_T = i_K + i_H$ проводит данный тиристор от момента

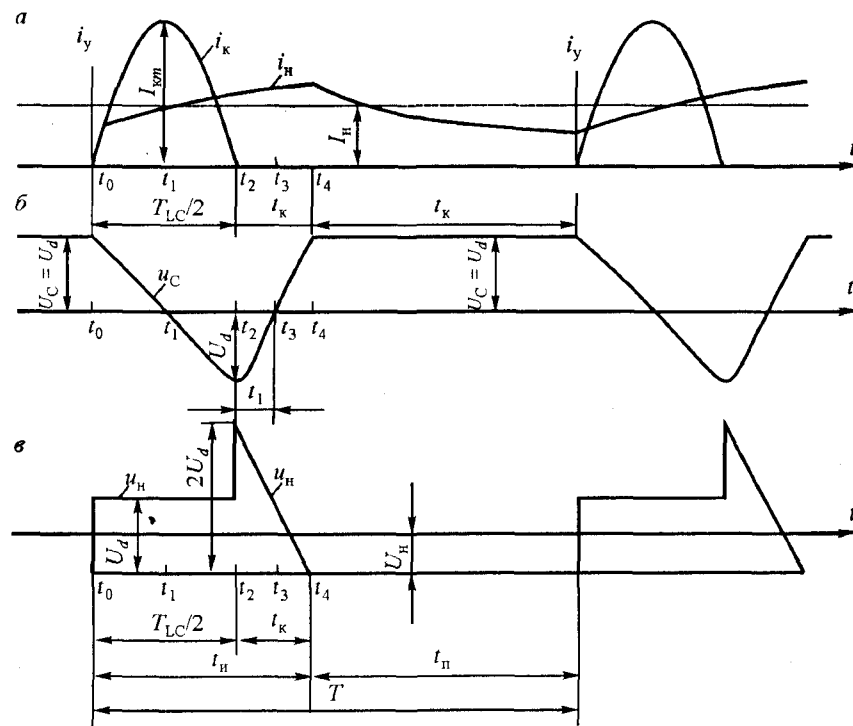


Рис. 9.48. Временные диаграммы токов и напряжений тиристорно-импульсного преобразователя с частотной модуляцией

t_0 до t_2 (рис 9.48, б). В эту часть периода импульс напряжения на нагрузке $u_H = U_d$ (рис. 9.48, в).

Если пренебречь потерями в колебательном контуре, то ток в нем изменяется за полупериод его собственной частоты ω_0 по синусоиде:

$$i_k = I_{km} \sin \omega_0 t = U_d \sqrt{C_k / L_k} \sin \omega_0 t, \quad \text{где} \quad \omega_0 = 1 / \sqrt{C_k L_k}.$$

До момента t_1 ток i_k возрастает до амплитудного значения, а затем уменьшается и в момент t_2 становится равным нулю. Вследствие разряда конденсатора C_k током i_k напряжение на нем снижается (рис. 9.48, б). Разряд заканчивается в момент t_1 , соответствующий $T_{LC}/4$. Во время разряда конденсатора C_k накапливается магнитная энергия в реакторе L_k и, благодаря этой энергии, поддерживается ток i_k в контуре от момента t_1 до t_2 . В эту часть периода конденсатор C_k заряжается током i_k , но с противоположной полярностью относительно начальной, т. е. положительной со стороны катода тиристора T_o .

В момент t_2 напряжение на конденсаторе C_k достигает максимума $U_{Cm} = -U_d$. Под действием этого обратного напряжения в момент прекращения тока i_k тиристор T_o мгновенно запирается. С момента t_2 до t_4 происходит обратный перезаряд конденсатора C_k током i_H , протекающим через обмотку якоря двигателя. Поэтому время коммутации t_k определяется временем обратного перезаряда конденсатора C_k :

$$t_k = 2U_d C_k / I_H.$$

В начальный момент перезаряда напряжение $u_H = 2U_d$ равно сумме напряжений источника U_d и перезаряжаемого конденсатора u_C .

Так как время коммутации незначительно, можно считать разрядный ток в цепи нагрузки в это время постоянным и поэтому снижение напряжения u_H от $2U_d$ до нуля — прямолинейным.

В течение времени коммутации t_k на тиристор T_o действует обратное напряжение, способствующее восстановлению у него запирающих свойств. Это происходит в течение времени от момента t_2 до t_3 (рис. 9.48, б). При прямолинейном изменении напряжения u_H в течение t_k время восстановления запирающих свойств у тиристора T_o $t_{в} = U_d C_k / I_H$.

Среднее значение импульса напряжения на нагрузке с учетом коммутации равно U_H , а его продолжительность составляет

$$t_H = \frac{T_{LC}}{2} + t_k = \pi \sqrt{C_k L_k} + 2U_d C_k / I_H.$$

Следующий импульс напряжения u_H подается на нагрузку после паузы $t_{п}$, которая может регулироваться СУ в широких пределах.

При втором варианте схемы импульсного преобразователя с частотной модуляцией (рис. 9.47, б) электромагнитные процессы в колебательном контуре $C_k L_k$ протекают, как и при первом варианте (рис. 9.47, а). Поэтому диаграммы токов i_k и i_H и напряжения на конденсаторе u_C при обоих вариантах аналогичны. Отличаются лишь диаграммы напряжения на нагрузке в интервале времени от t_0 до t_2 вследствие последовательного включения реактора L_k с тиристором T_o .

Второй вариант схемы частотно-импульсного преобразователя имеет то преимущество перед первым, что реактор L_k ограничивает скорость нарастания тока di_H / dt в тиристоре T_o , но площадь сечения витков данной катушки должна соответствовать току этого тиристора. Поэтому при больших токах I_H второй вариант уступает первому в отношении конструктивного выполнения реактора L_k .

9.9.4. Тиристорно-импульсные преобразователи с широтной модуляцией

При широтной модуляции возможны варианты схемы преобразователей, различающихся по числу операций управления: двухоперационные, трехоперационные и более и по включению коммутирующего конденсатора C_k либо параллельно основным тиристорам T_o , либо параллельно двигателю М. На рис. 9.49, а представлен вариант схемы преобразователя с двухоперационным управлением при включении конденсатора C_k параллельно тиристорам T_o .

Открытие тиристора T_o в момент t_0 приводит к возникновению токов в двух контурах, как и при частотной модуляции, в цепи двигателя i_H и колебательном контуре i_k . Предварительно до включения основного тиристора конденсатор C_k заряжается через тиристор T_k .

После перезаряда конденсатора C_k током i_k , продолжающегося в течение времени от t_0 до t_1 , равного полупериоду $T_{LC}/2$, тиристор T_o сразу не запирается, как при частотно-импульсной модуляции. Обратная полярность напряжения на конденсаторе C_k (плюс со стороны катода T_o) поддерживается до регулируемого момента t_2 , так как при запертом тиристоре T_k разряд конденсатора C_k через диод D_k в период от t_1 до t_2 произойти не может.

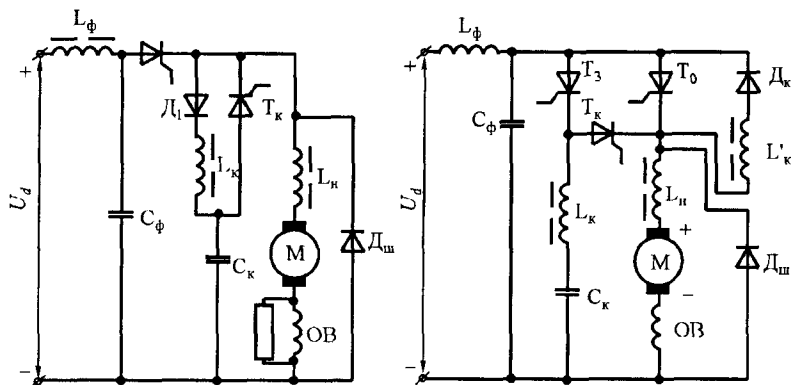


Рис. 9.49. Тиристорно-импульсные преобразователи с широтной модуляцией

Лишь после открытия T_k в момент t_2 , который может изменяться в широких пределах в зависимости от настройки СУ, обратное напряжение подводится к основному тиристор T_0 , и он мгновенно запирается. Это обратное напряжение поддерживается до момента t_3 , соответствующего времени разряда конденсатора C_k током i_n до нуля. В течение интервала времени от t_2 до t_3 у тиристора T_0 , должно произойти восстановление запирающих свойств. Перезаряд конденсатора C_k током i_k через тиристор T_k после запираания T_0 продолжается в течение времени $t_k = t_4 - t_2$.

Продолжительность импульса напряжения на нагрузке

$$t_n = \frac{T_{LC}}{2} + t_{cy} + t_k = \pi\sqrt{C_k L_k} + t_{cy} + \frac{2U_d C_k}{I_n},$$

где t_{cy} — регулируемое системой управления время импульса в зависимости от его ширины.

Сопоставляя значения t_n при рассматриваемой широтной модуляции и частотной, видим, что разница в ширине импульсов зависит от регулируемого СУ интервала времени t_{cy} . После паузы t_n процесс модуляции повторяется. Продолжительность паузы при $f_n = \text{const}$, естественно, зависит от регулируемой ширины импульсов ($t_n = T - t_n$).

Нижний предел регулирования выходного напряжения при широтной модуляции и $f_n = \text{const}$ ограничен минимальной шириной импульсов

$$t_{n \min} = T_{LC}/2 + t_k. \quad (9.129)$$

Верхний предел выходного напряжения ограничен временем восстановления у тиристора T_0 запирающих свойств

$$t_{n \max} = T - t_B = 1/f_n - t_B. \quad (9.130)$$

Среднее напряжение на нагрузке с учетом формы импульса напряжения

$$U_n = \frac{U_d}{T} (\pi\sqrt{C_k L_k} + t_{cy} + 2U_d C_k / I_n). \quad (9.131)$$

Минимальный коэффициент заполнения

$$\lambda_{\min} = t_{n \min} / T. \quad (9.132)$$

Максимальный коэффициент заполнения

$$\lambda_{\max} = t_{n \max} / T. \quad (9.133)$$

Для уменьшения t_k включают, как и при частотной модуляции, параллельно основному тиристор обратный диод D'_k и реактор L'_k .

Ограничение коэффициента заполнения λ снизу не позволяет достичь среднего значения выходного напряжения преобразователя, близкого к нулю, при максимальной постоянной частоте переключений f_n , допускаемой тиристорами. Понижение же частоты и тем самым увеличение периода связано и при широтной и при частотной модуляции с необходимостью увеличения параметров входного фильтра $C_\phi L_\phi$, его массы и объема.

Вариант схемы прерывателя с двухоперационным управлением и включением коммутирующего конденсатора C_k параллельно двигателю М приведен на рис. 9.49, а. Этот конденсатор заряжается после отпирания основного тиристора T_0 . Данный недостаток устраняется при применении трехоперационного прерывателя (рис. 9.49, б) с дополнительным третьим тиристором T_3 , обеспечивающим предварительный заряд конденсатора C_k , включенного параллельно двигателю М.

Возможны и другие варианты схем прерывателей с двухоперационным и трехоперационным управлением. Их сопоставляют с учетом возможной скорости возрастания тока в основных тиристорах, скачкообразного повышения напряжения до двукратного значения U_d во время коммутации и других показателей.

При схеме рис. 9.49, б обеспечивается как предварительный заряд конденсатора C_k , так и последующий его перезаряд без участия основного тиристора, что позволяет уменьшить минимальную ширину импульса $t_{\text{н min}}$.

9.9.5. Приближенный гармонический анализ тягового тока тиристорно-импульсного преобразователя

Кривая тока, потребляемого из тяговой сети одной фазой импульсного тиристорного преобразователя (рис. 9.50), имеет сложную форму и аналитически описывается совокупностью уравнений по отдельным интервалам периода [6, 49].

Разложение такой кривой в ряд Фурье представляет сложную задачу. Для оценочных (приближенных) расчетов кривую тока, потребляемого фазой импульсного преобразователя из тяговой сети, можно представить в виде равнобедренного треугольного импульса [2] со следующими параметрами:

$$I_{\text{max}} = 2I_{\text{д}} \quad (9.134)$$

Здесь I_{max} — максимальное значение тока фазы преобразователя в замещающем действительную кривую треугольнике, А; $I_{\text{д}}$ — средний ток двигателей, протекающий по одной фазе преобразователя, А.

Коэффициент заполнения графика

$$k_1 = t_{\text{и}} \div T = U_{\text{д}} \div U_{\text{д}}, \quad (9.135)$$

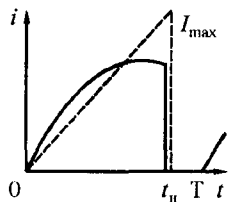


Рис. 9.50. К расчету гармонических составляющих тока импульсного преобразователя

где $t_{\text{и}}$ — ширина импульса тока, с; T — период повторяемости, с; $U_{\text{д}}$ — среднее напряжение на двигателях, В; $U_{\text{д}}$ — выпрямленное напряжение в тяговой сети, В.

Кривая тока будет описываться выражениями:

$$i(t) = \begin{cases} \frac{I_{\text{max}}}{t_{\text{и}}} t & \text{при } 0 < t \leq t_{\text{и}} \\ 0 & \text{при } t_{\text{и}} < t \leq T \end{cases} \quad (9.136)$$

Коэффициенты ряда Фурье для такой кривой:

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{4I_{\text{н}}}{2\pi k_1 k} \left[\frac{\cos(2\pi k_1 k) - 1}{2\pi k} + k_1 \sin(2\pi k_1 k) \right]; \\ b_k &= \frac{4I_{\text{н}}}{2\pi k_1 k} \left[\frac{\sin(2\pi k_1 k) - 1}{2\pi k} - k_1 \sin(2\pi k_1 k) \right]. \end{aligned} \quad (9.137)$$

Модуль тока гармоник в фазе преобразователя

$$I_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \quad (9.138)$$

а фазовый угол

$$\varphi_k = \arctg \left(\frac{a_k}{b_k} \right). \quad (9.139)$$

ЧАСТЬ IV

ГЛАВА 10. ЗАЩИТЫ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНУЮ СОВМЕСТИМОСТЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ И СМЕЖНЫХ ЛИНИЙ

Общие сведения

Полностью устранить электромагнитные влияния электрических железных дорог на смежные линии практически нельзя. Существует ряд способов снижения влияний, применение которых требует определенных материальных и денежных затрат. Стремление уменьшить индуктированные напряжения до нуля привело бы к непомерному росту затрат на устройства защиты от влияний. Но в этом нет необходимости. В пределах установленных норм можно допускать влияния, которые не нарушают существенно нормальную работу смежной линии и не являются опасными для людей, обслуживающих включенные в линию устройства, а также для аппаратуры. При этом надо стремиться к тому, чтобы снижение влияний до допустимых величин различными защитными мероприятиями достигалось с наименьшими затратами денежных средств и материалов.

Защитные меры могут применяться как в источнике влияний — электрической железной дороге, так и в подверженных влиянию смежных линиях. Защитные меры, применяемые в источнике влияний, называют активными, поскольку они уменьшают влияние на все смежные линии. Защитные меры, применяемые в смежной линии, могут защищать только данную линию, и поэтому их следует отнести к числу пассивных.

Активными защитными мерами являются: применение на дорогах переменного тока отсасывающих трансформаторов и демпфирующих устройств для гашения резонансных колебаний, а на электрических железных дорогах постоянного тока — многопульсовых преобразователей с достаточно высоким качеством выпрямленного напряжения; установка сглаживающих фильтров (СФ) на тяговых подстанциях для сглаживания пульсации выпрямленного напряжения. Кроме того, магнитные влияния частично снижаются при двухстороннем питании тя-

говой сети, и по этой причине оно более целесообразно, чем одностороннее. Поскольку величина допустимого по условиям безопасности наведенного напряжения в линии связи может быть увеличена при сокращении времени его воздействия, необходимо повышать быстроедействие релейной защиты, отключающей тяговую сеть при коротких замыканиях.

К пассивным защитным мерам относятся основные — отход смежной линии от влияющей и каблирование смежной линии. Кроме того, применяется ряд дополнительных специальных защитных мероприятий: в линиях связи — скрещивание проводов, симметрирование кабелей, повышение уровня передачи, компенсирующие устройства, запырающие и дренажные катушки, разделительные трансформаторы, разрядники [1—4]; в рельсовых цепях автоблокировки — резонансные контуры и фильтры [37]; в низковольтных электрических сетях — заземление нейтрали питающего трансформатора, заземляющие активные или емкостные сопротивления, разделение линии на более короткие участки с увеличением числа пунктов питания и присоединением их в середине длины сближения [1—4].

Следует отметить, что основные пассивные защитные меры (отход смежной линии от влияющей и каблирование смежной линии) требуют больших капитальных затрат. Так, каблирование линий связи значительно дороже сглаживающих фильтров и применяется в основном при системе переменного тока в тяговой сети, поскольку последний вызывает не только мешающие, но и опасные влияния на линии связи. Более целесообразно применение на тяговых подстанциях преобразователей с высоким качеством выпрямленного напряжения и сглаживающих фильтров.

Рассмотрим сначала возможность применения основных активных мер защиты в устройствах электрической железной дороги постоянного тока, обеспечивающих их электромагнитную совместимость со смежными линиями.

10.1. Многопульсовые выпрямители

Количество электрической энергии, которая генерируется на переменном токе промышленной частоты, но потребляется на постоянном токе, непрерывно возрастает, превышая в настоящее время третью

часть выработанной. Преобразование же одного рода тока в другой связано с искажением формы кривых токов и напряжений, потреблением реактивной энергии, существенными потерями электрической энергии и другими факторами, затрудняющими электромагнитную совместимость преобразователей с другими устройствами электрической системы.

Рост числа и единичных мощностей полупроводниковых показателей в различных отраслях народного хозяйства, в том числе и на железнодорожном, городском электрическом транспорте и метрополитенах, обуславливает особую актуальность решения вопросов оптимизации схем и параметров преобразователей. Применение преобразователей с числом пульсаций m больше шести продиктовано необходимостью повышения качества выпрямленного напряжения, снижения потребления реактивной энергии (увеличения коэффициента мощности), улучшения внешней характеристики, уменьшения высших гармонических токов и напряжений в питающей сети.

Как следует из предыдущей главы, качество выпрямленного напряжения характеризуется коэффициентом полной волнистости его кривой. Там же показано

при $m = 6$	$\kappa_B = 4,2 \%$;	при $m = 12$	$\kappa_B = 1,0 \%$;
при $m = 24$	$\kappa_B = 0,3 \%$;	при $m = 48$	$\kappa_B = 0,13 \%$.

Из приведенных численных значений κ_B следует, что у 12-пульсового выпрямителя переменная составляющая выпрямленного напряжения в 4 раза меньше, чем у 6-пульсового, а у 24-пульсового выпрямителя — в 3 раза меньше, чем у 12-пульсового и в 12 раз меньше, чем у 6-пульсового. Поэтому при создании 24-пульсового выпрямителя при полной симметрии напряжений секций обеспечивается высокое качество выпрямленного напряжения, переменная составляющая его равна 0,3 % от U_{d0} , а при 48-пульсовом выпрямителе качество выпрямленного напряжения еще больше возрастает, $\kappa_B = 0,13 \%$.

Современный уровень электротехнического производства позволяет реализовать любую схему многопульсового преобразователя, но выбор оптимальной следует вести на основе простых и сложных трехфазных мостовых схем, так как нулевые явно не конкурентноспособны из-за большого расхода дефицитных материалов и значительных потерь электроэнергии [34].

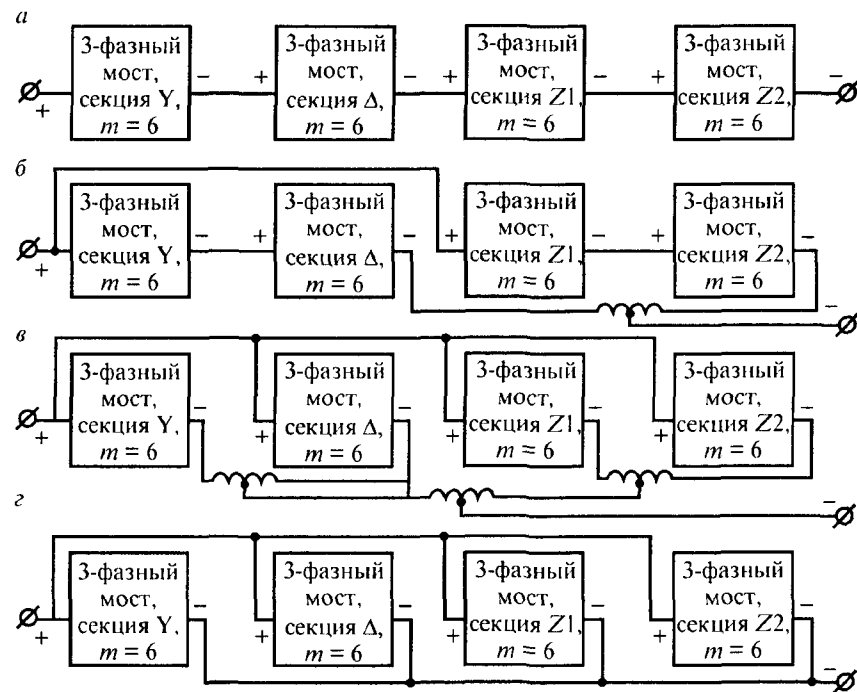


Рис. 10.1. Схемы соединения трехфазных мостов в 24-пульсовых выпрямителях

В последние годы на тяговых подстанциях устанавливаются 12-пульсовые преобразовательные агрегаты с последовательным или параллельным соединением двух трехфазных мостов. На ряде тяговых подстанций внедряют 24-пульсовые выпрямители, которые собирают на основе последовательного (рис. 10.1, а), смешанного (последовательно-параллельного, рис. 10.1, б) или параллельного (рис. 10.1, в, г) соединений четырех трехфазных мостов. В этой схеме для получения сдвига по фазе векторов вторичных линейных напряжений на угол $\pi/12$ соединяют вторичные обмотки трансформатора в звезду, треугольник, прямой и обратный зигзаги (рис. 10.2). Вместо зигзагов можно использовать соединение обмоток в так называемый скользящий треугольник (рис. 10.3) или многоугольник (рис. 10.4).

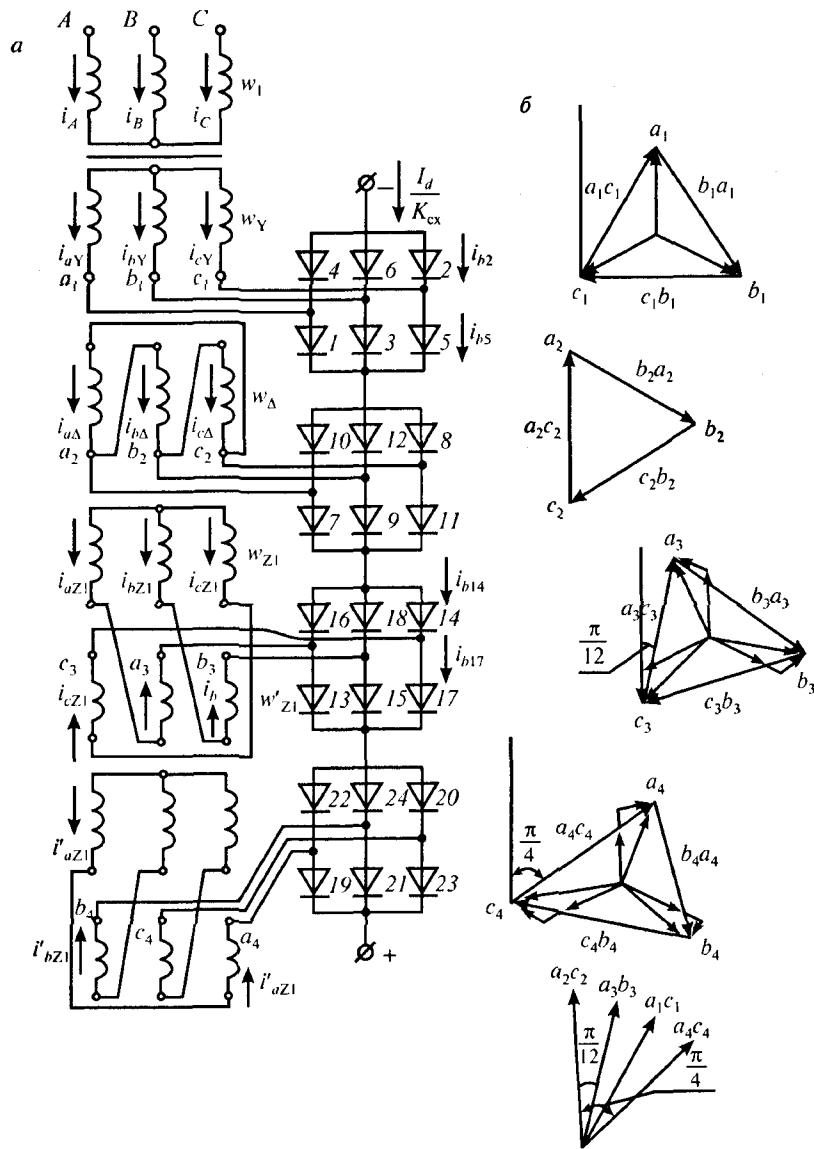


Рис. 10.2. Последовательная схема 24-пульсового выпрямителя с соединением вентильных обмоток в звезду, треугольник и зигзаги: а — схемы обмоток; б — векторные диаграммы

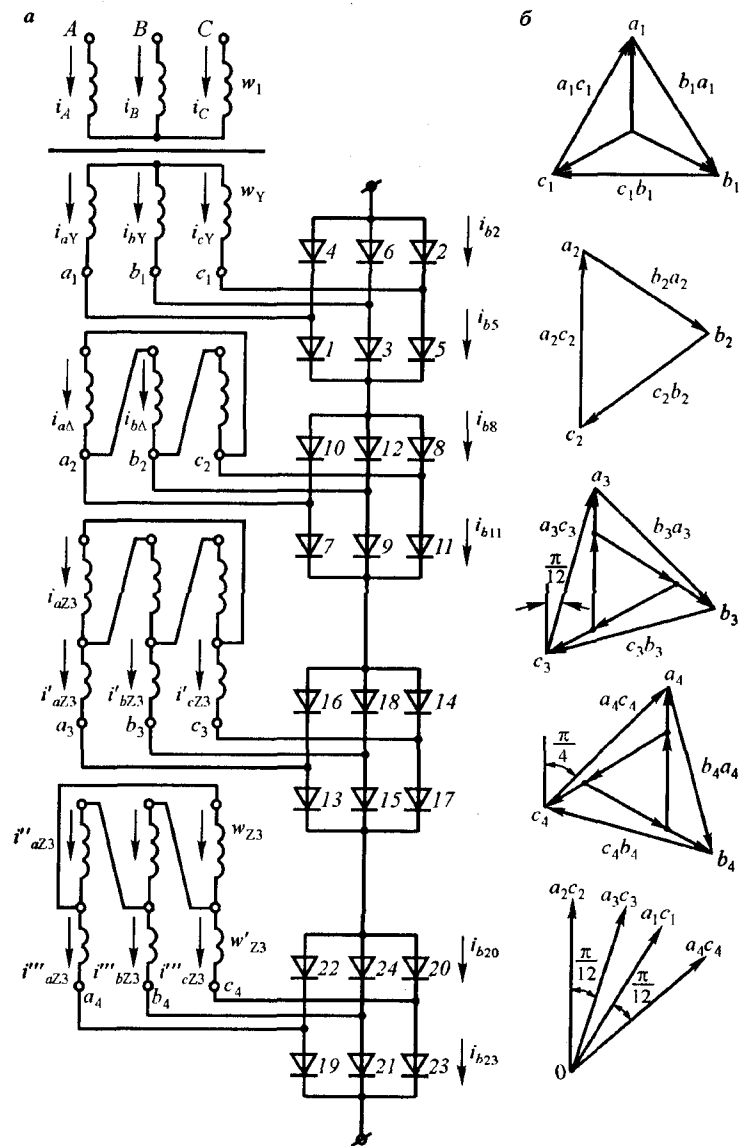


Рис. 10.3. Последовательная схема 24-пульсового выпрямителя с соединением вентильных обмоток в звезду, треугольник и скользящие треугольники: а — схемы обмоток; б — векторные диаграммы

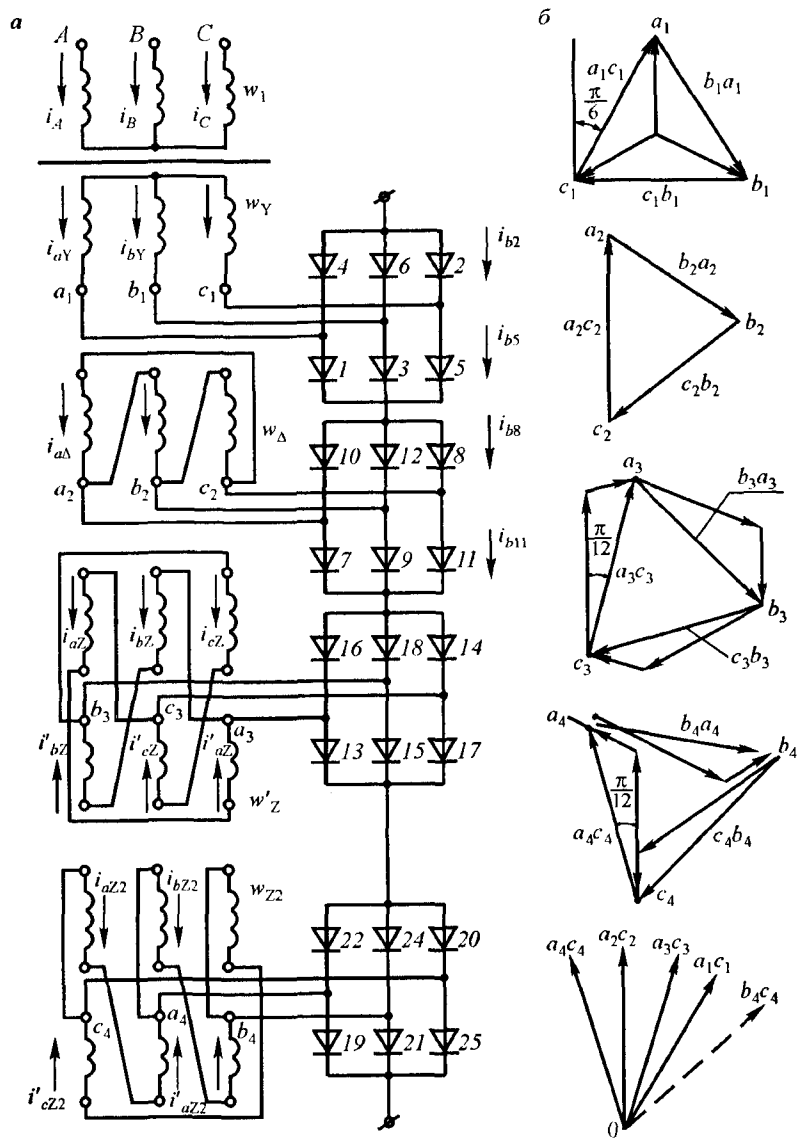


Рис. 10.4. Последовательная схема 24-пульсового выпрямителя с соединением вентильных обмоток в звезду, треугольник и многоугольники: а — схемы обмоток; б — векторные диаграммы

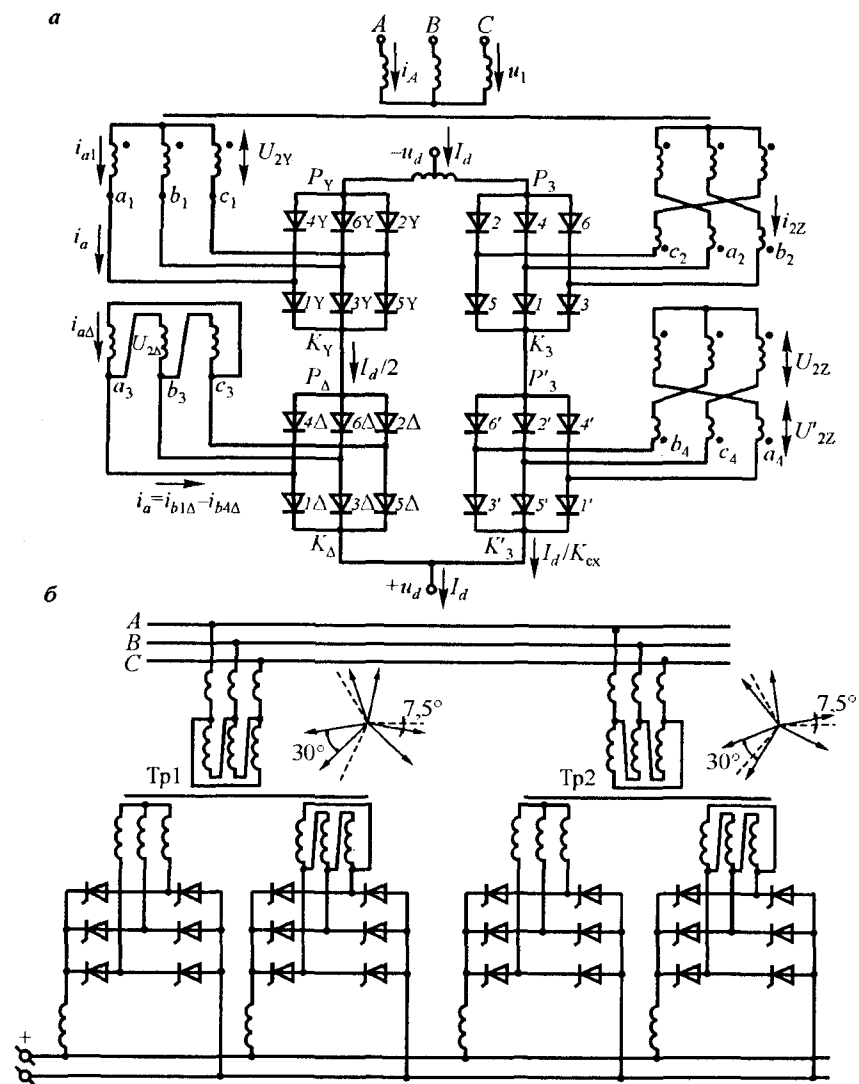


Рис. 10.5. Принципиальная схема 24-пульсового выпрямителя со смешанным (а) и параллельным соединением (б) трехфазных мостов

На рис. 10.5 представлены принципиальные схемы 24-пульсовых выпрямителей со смешанным и параллельным соединением трехфазных мостов.

Для получения преобразователя с числом пульсаций 30, 36, 42, 48 и более необходимо увеличивать число пар зигзагообразных обмоток [10, 12, 34], при этом модули линейных напряжений вентильных обмоток должны быть одинаковыми, что обеспечивает симметрию кривой выпрямленного напряжения и равномерное распределение нагрузки между секциями схемы. Для поворота вектора линейного напряжения на угол $2\pi/m$ следует на этот же угол повернуть векторы фазных напряжений, соединив обмотки зигзагом.

Выбор схемы выпрямителя должен быть произведен, исходя из минимальной мощности обмоток и возможности реализации их целыми числами витков. Соотношения между числами витков на обмотках определим относительно числа витков на фазе обмотки w_Y , соединенной по схеме звезды.

Используя теорему синусов и обеспечивая равенство модулей линейных напряжений и 120-градусный сдвиг между векторами одной секции, можно получить обобщенные выражения для расчета напряжений на вентильных обмотках трансформатора.

При схеме трансформатора по варианту с использованием зигзагов (см. рис. 10.2, а) для поворота векторов линейных напряжений на угол $2\pi/m$ следует повернуть на такой же угол векторы фазных напряжений. Для осуществления этого согласно векторной диаграмме рис. 10.2, б количество витков на большей части зигзага w'_{Z1} и на меньшей его части w'_{Z2} определяются по теореме синусов:

$$\frac{w_Y}{\sin \frac{2\pi}{3}} = \frac{w_{Z1}}{\sin \frac{\pi}{4}} = \frac{w'_{Z1}}{\sin \frac{\pi}{12}}.$$

Тогда

$$w_{Z1} = w_Y \frac{\sin \frac{\pi}{4}}{\sin \frac{2\pi}{3}} = 0,81651 w_Y; \quad w'_{Z1} = w_Y \frac{\sin \frac{\pi}{12}}{\sin \frac{2\pi}{3}} = 0,2999 w_Y.$$

При схеме обмоток трансформатора по варианту с использованием многоугольников (рис. 10.4, а) части зигзага, впоследствии соединен-

ные треугольником, согласно диаграмме (рис. 10.4, б), имеют следующее количество витков:

$$w_{Z2} = w_Y \frac{\sin \frac{\pi}{4}}{\sin \frac{2\pi}{3}} = 1,4142 w_Y; \quad w'_{Z2} = w_Y \frac{\sin \frac{\pi}{12}}{\sin \frac{2\pi}{3}} = 0,5194 w_Y.$$

При схеме соединения обмоток согласно варианту скользящих треугольников (рис. 10.3, а) и в соответствии с диаграммой (рис. 10.3, б) число витков на фазе, соединенной по схеме треугольника (w_{Z3}), и на дополнение к ней (w'_{Z3}) определяются из соотношений

$$\frac{\sqrt{3} w_Y}{\sin \frac{2\pi}{3}} = \frac{w_{Z3} + w'_{Z3}}{\sin \frac{\pi}{4}} = \frac{w'_{Z3}}{\sin \frac{\pi}{12}}.$$

Тогда

$$w_{Z3} = \frac{0,7071}{0,8660} \sqrt{3} w_Y - 0,5194 w_Y = 0,8947 w_Y;$$

$$w'_{Z3} = \frac{0,2588}{0,8660} \cdot 1,732 w_Y = 0,5194 w_Y.$$

Следует отметить, что применение многопульсовых выпрямителей позволяет не только повысить качество выпрямленного напряжения и облегчить электромагнитную совместимость электрических железных дорог постоянного тока с устройствами связи, железнодорожной автоматики и питающими сетями (последнее смотри в следующей главе), но и улучшить основные характеристики преобразователей, в том числе и внешнюю характеристику $U_d = f(I_d / I_{dH})$.

Как известно, внешняя характеристика выпрямителя представляет собой зависимость среднего значения напряжения на его выходе U_d от среднего значения тока I_d . Уравнение внешней характеристики m -пульсового выпрямителя может быть представлено в виде

$$U_{dm} = U_{d0} - \Delta U_{d\pi\pi} - \Delta U_{d\pi} - \Delta U_{dH} - \Delta U_{dв},$$

где U_{d0} — среднее значение выпрямленного напряжения при холостом ходе; $\Delta U_{d\pi\pi}$, $\Delta U_{d\pi}$, ΔU_{dH} , $\Delta U_{dв}$ — потери напряжения соот-

ответственно в понижающем трансформаторе, преобразовательном трансформаторе, питающих линиях электропередачи и в вентиле выпрямителя.

Если пренебречь потерями напряжения в активных сопротивлениях трансформаторов, питающих линиях электропередачи, а также потерями напряжения в диодах, то уравнение внешней характеристики можно записать в следующем виде:

$$U_{dm} = U_{d0} - \Delta U_{dym},$$

где ΔU_{dym} — среднее значение потери напряжения в индуктивном сопротивлении питающих линий электропередачи, понижающем и преобразовательном трансформаторах, обусловленное процессами коммутации вентильных токов. Для упрощения вычислений потери напряжения указанные индуктивные сопротивления приводятся к напряжению вентильных обмоток и количественно оцениваются $u_k\%$.

Учитывая зависимость угла коммутации γ от нагрузки m -пульсового преобразователя $\gamma = f(I_d/I_{dH})$ [12]:

[12]:

$$\gamma = \arccos \left(1 - \frac{I_d \cdot X_a}{\sqrt{2} U_{2Y} \cdot \sin \frac{\pi}{3}} \right) \text{ или}$$

$$\gamma = \arccos \left(1 - 2u_k \% \sin \frac{\pi}{m} \cdot \frac{I_d}{I_{dH}} \right),$$

в сложной схеме выпрямления результирующая потеря напряжения, вызванная коммутацией вентильных токов, равна

$$U_{dym} = U_{d0} \left(u_k \% \sin \frac{\pi}{m} \cdot \frac{I_d}{I_{dH}} \right),$$

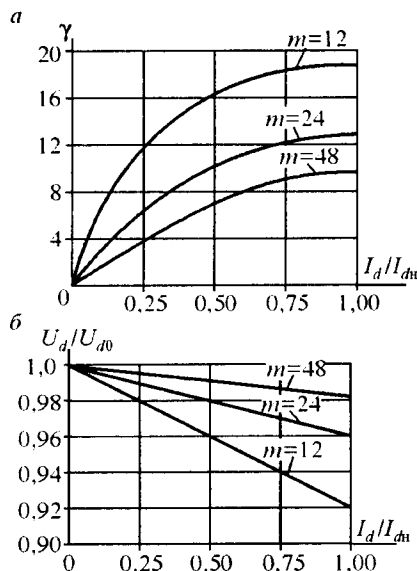


Рис. 10.6. Зависимость углов коммутации от нагрузки (а) и внешние характеристики 12-, 24- и 48-пульсового выпрямителей (б)

а уравнение внешней характеристики m -пульсового мостового выпрямителя может быть представлено в виде [12]

$$U_{dm} = U_{d0} \left(1 - u_k \% \sin \frac{\pi}{m} \cdot \frac{I_d}{I_{dH}} \right).$$

По результатам расчетов на рис. 10.6, б построены внешние характеристики 12-, 24- и 48-пульсового выпрямителей, из которых следует, что коэффициент наклона внешней характеристики уменьшается с увеличением числа пульсаций выпрямленного напряжения.

Более стабильное выпрямленное напряжение позволяет реализовать одну и ту же мощность на тягу поездов при меньшем токе и, следовательно, при меньших потерях во всех элементах системы электропитания.

10.2. Сглаживающие фильтры тяговых подстанций

Основным преимуществом применения многопульсовых преобразователей является повышение качества выпрямленного напряжения. Однако при любой схеме выпрямления в реальных условиях, особенно при наличии несимметричных режимов их работы, требуется дальнейшее снижение пульсации выпрямленного напряжения, что достигается установкой на тяговых подстанциях сглаживающих фильтров. На большинстве тяговых подстанций постоянного тока с 6-пульсовыми преобразователями (практически на всех монтажах до 1960 г.) установлены однозвенные сглаживающие фильтры (рис. 10.7, а).

При проектировании и электрификации новых участков железной дороги нормативными документами [19] требуется установка мощных двухзвенных СФ, предложенных Западно-Сибирской железной дорогой (рис. 10.7, б) и ВНИИЖТом (рис. 10.7, в). При установке на тяговых подстанциях 12- или 24-пульсовых преобразовательных агрегатов рекомендуется использовать более простые однозвенные апериодические СФ (рис. 10.7, г) или в некоторых случаях обойтись совсем без СФ. На рис. 10.8 представлена схема замещения однозвенного сглаживающего фильтра.

Сглаживающий фильтр состоит из одного (однозвенный) или двух (двухзвенный) реакторов, включенных в рассечку в минусовую шину,

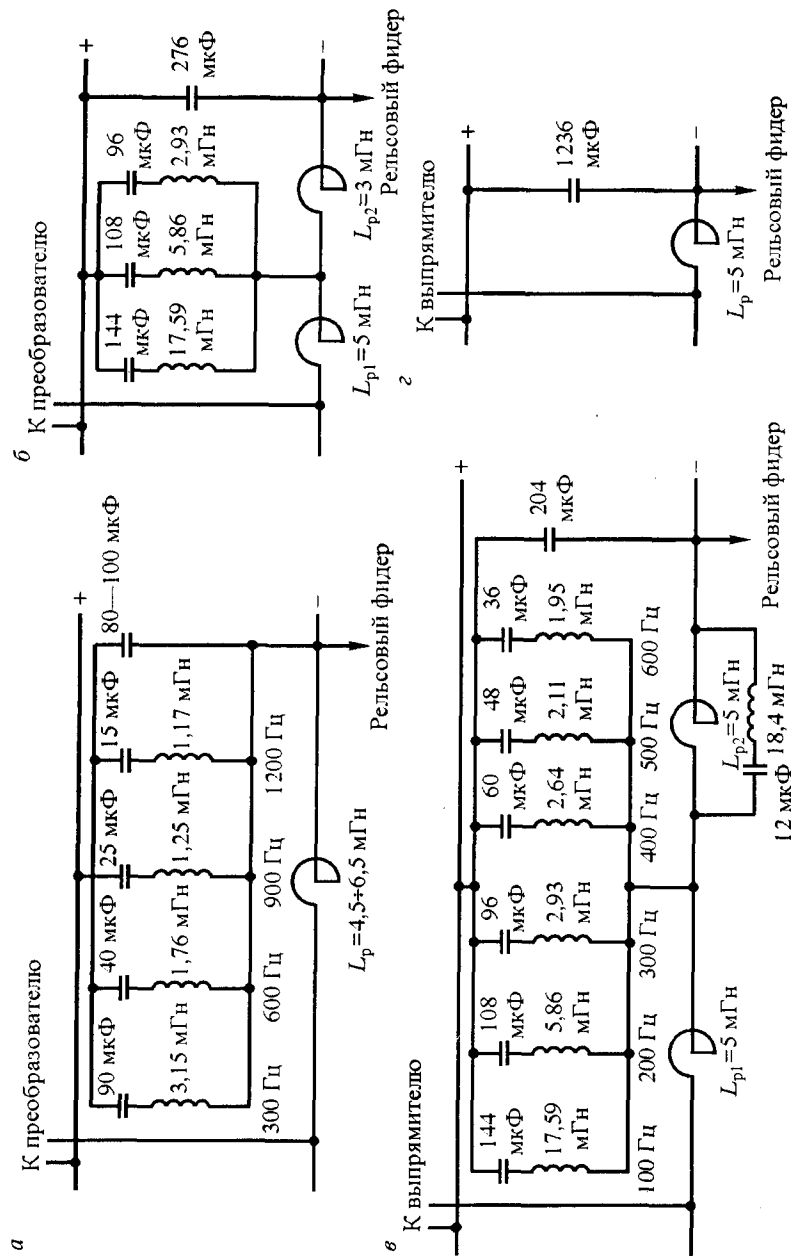


Рис. 10.7. Принципиальные схемы СФ тяговых подстанций

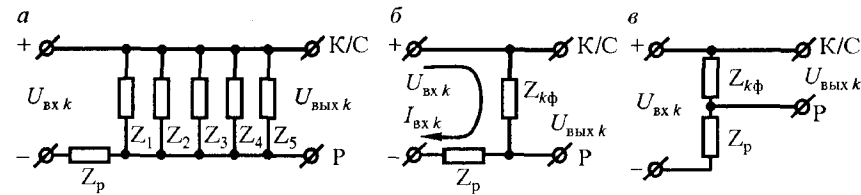


Рис. 10.8. Схемы замещения однофазного сглаживающего фильтра

резонансных и апериодического (емкостного) контуров. Реакторы выполняют на номинальное напряжение 3,3 кВ, номинальный ток 6500 и 3250 А из блоков заводского изготовления типа РБФА-У-6500/3250.

Блок состоит из четырех секций, в секции 14 рядов, а в каждом ряду 8 витков, выполненных проводом А-240. Блок имеет 8 выводов (по 2 вывода от каждой секции), что позволяет осуществить параллельно-последовательное (смешанное) или параллельное соединение секций между собой. Число блоков в СФ определяется требуемой индуктивностью реакторов L_p , необходимой для достижения соответствующего значения коэффициента сглаживания.

Индуктивность реакторов не должна зависеть от величины тока нагрузки тяговой подстанции, протекающего через реактор, поэтому он не имеет стального сердечника. Реакторы на номинальный ток 3250 А комплектуют из одного, двух, трех и четырех блоков с последовательно-параллельным соединением секций с индуктивностями $L_p = 4,5; 11,0; 20,0$ и $25,0$ мГн, а реакторы на номинальный ток 6500 А — с параллельным соединением секций соответственно с индуктивностями $L_p = 1,1; 3,0; 5,0$ и $7,0$ мГн. Активное сопротивление одного блока РБФА-У-6500 составляет $R_p = 0,002$ Ом, а одного блока РБФА-У-3250 — $R_p = 0,008$ Ом.

Для резонансных и апериодических контуров применяют бумажно-масляные конденсаторы ФМТ4-12 с номинальной емкостью по $12 \text{ мкФ} \pm 20\%$, рассчитанные на номинальное напряжение 4 кВ. Индуктивности резонансных контуров L_k выполняются из двух катушек (основной и регулировочной), включенных последовательно-встречно или последовательно-согласно. Эти катушки, изготовленные из медного провода ПР-500 различного сечения и различного количества витков для разных контуров, крепятся на деревянных брусках из сухой выдержанной древесины твердых пород и взаимно перемещаются одна

относительно другой. Изменяя расстояние между катушками, плавно меняем их взаимоиндуктивность M , чем и достигается требуемое значение индуктивности $L_k = L_{k1} \pm L_{k2} \pm M_k$ для настройки контура в резонанс напряжений на частоте гармоника (при этом знак «+» применяется при последовательном согласном, а знак «-» — при встречном включении катушек).

Резонансные катушки и конденсаторы устанавливают в отдельных помещениях закрытой части тяговой подстанции или в металлических шкафах (в случае применения комплектных РУ-3,3 кВ наружной установки). Реакторы, имеющие большие габаритные размеры и массу, устанавливают либо в пристройке к зданию тяговой подстанции, либо в камерах с металлическими ограждениями, выполненных из асбестоцементных плит.

Конденсаторы типа ФМТ 4×12 предназначены для работы в резонансных и апериодических контурах — СФ тяговых подстанций постоянного тока. Изготовитель — Серпуховской конденсаторный завод.

Для измерения мешающего напряжения и определения коэффициента сглаживания предназначен прибор-измеритель мешающего напряжения типа ИМН-3 (рис. 10.9). Он состоит из двух комплектов, включаемых до и после СФ обычно в ячейке запасного быстродействующего выключателя. В каждый комплект входят два блока: измерительный и защитный.

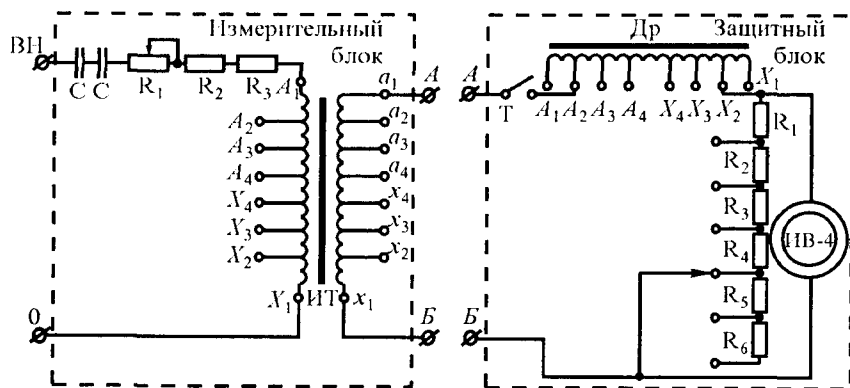


Рис. 10.9. Принципиальная схема одного комплекта измерителя мешающего напряжения типа ИМН-3

Технические данные одного блока реакторов РБФА-У-6500/3250 сглаживающих устройств

Номинальное напряжение	3,3 кВ
Номинальный ток	6000 (3000) А
Индуктивность	1,1 (4,5) мГн
Диаметр внешний по бетону	2540 мм
Диаметр внешний по проводу	2438 мм
Диаметр внутренний по бетону	1590 мм
Диаметр внутренний по проводу	1500 мм
Диаметр по осям изоляторов	2000 мм
Высота с изоляторами	1215 мм
Тип изоляторов	ОД-10
Число изоляторов	16
Тип провода	А-240
Длина провода	2800 м
Число ветвей	4
Число проводов в пазу	4
Число витков в ряду	8
Число горизонтальных рядов	14
Масса реактора	3280 кг
Масса провода	1840 кг

Примечания.

1. Изоляторы и соединительные шины в комплект поставки не входят.
 2. В скобках даны значения тока и индуктивности для смешанного соединения секций обмоток блока.
 3. Реакторы изготавливает Люберецкий электромеханический завод.
- Технические данные сглаживающих фильтров приведены в табл. 10.1—10.3.

Технические характеристики конденсаторов типа ФМТ 4×12

Номинальная емкость	12 мкФ ± 20%
Напряжение постоянного тока	4000 В
Частота переменных составляющих выпрямленного напряжения	100—1440 Гц
Тангенс угла диэлектрических потерь при частоте 50 Гц и температуре 25 °С	0,0045
Масса	25 кг

Таблица 10.1

Значения гармонических составляющих выпрямленного напряжения

Частота, Гц	Напряжение гармоники, В, при состоянии первичного напряжения			
	симметрия, без искажений	несимметрия $\alpha_U = 2\%$	искажение $K_{nc} = 5\%$	несимметрия $\alpha_U = 2\%$ искажение $K_{nc} = 5\%$
100		74 (76)		74 (76)
200		35 (45)		35 (45)
300	135 (200)	130 (195)	216 (285)	216 (285)
400		12 (23)		12 (23)
500		11 (18)		11 (18)
600	35 (60)	30 (60)	66 (92)	66 (92)
700		10 (23)		10 (23)
800		6 (20)		6 (20)
900	15 (55)	16 (50)	25 (66)	25 (66)
1200	8 (37)	6 (26)	13 (42)	13 (42)

Примечание. Значения гармонических составляющих выпрямленного напряжения даны при работе 6-пульсовых выпрямителей в режиме холостого хода, в скобках — при номинальной нагрузке.

Таблица 10.2

Варианты соединений блоков реактора РБФА-У-6500/3250

Количество блоков	Соединение секций обмоток блоков	Индуктивность, мГн	Ток, А	Потери мощности, кВт	Сопротивление постоянному току, Ом
1	Смешанное	4,5	3000	90	0,008
1	Параллельное	1,1	6000	85	0,002
2	Смешанное	11,0	3000	170	0,016
2	Параллельное	3,0	6000	215	0,004
3	Смешанное	20,0	3000	320	0,024
3	Параллельное	5,0	6000	260	0,006
4	Смешанное	25,0	3000	430	0,032
4	Параллельное	7,0	6000	430	0,008

Примечание. Потери мощности при номинальном токе и температуре нагрева обмоток 110 °С.

Таблица 10.3

Технические данные катушек индуктивности сглаживающих устройств

Наименование катушки	Индуктивность L , мГн	Частота f , Гц	Провод марки ПР-500		Параметры катушки		
			сечение S , мм ²	диаметр D , мм	число витков	диаметр, мм	масса, кг
Основная	18,1	100	35	11,8	17	580	145,
	6,30	200	35	11,8	13	486	76,0
	3,10	300	50	13,8	10	516	68,1
	2,12	400	25	10,6	10	392	30,9
	2,00	500	35	11,8	10	412	39,1
	1,00	600	25	10,6	9	320	18,4
Основная	20,0	300	16	8,9	16	541	68,4
Дополнительная	0,50	100—500	35	11,8	7	315	16,4
	0,50	400—600	25	10,6	7	296	12,7
	0,50	900, 1200	25	10,6	8	283	12,9
Дополнительная	3,00	300	16	8,9	10	384	23,4

В состав комплекта измерителя мешающего напряжения типа ИМН-3 (см. рис. 10.9) входят: С — конденсаторы емкостью 0,25 мкФ, 8 кВ; резисторы R_1, R_2, R_3 измерительного блока общим сопротивлением 200 Ом; ИТ — изолирующий трансформатор; Т — тумблер; Др — дроссель, $L = 1,6$ Гн; резисторы защитного блока $R_1 = 3500$ Ом, $R_2, \dots, R_6 = 500$ Ом; ИВ-4 — измеритель выходного напряжения (прибор ВЗ-10А с пределами измерения 0,03—300 В с батареей типа 336У, 0,25—300 В без батареи).

Каждый резонансный контур необходимо настраивать в резонанс напряжений на соответствующую частоту гармоники выпрямленного напряжения. Для резонанса напряжений i -го контура на частоте k -й гармоники необходимо соблюдение соотношения:

$$j\omega_k L_i = \frac{1}{j\omega_k C_i},$$

где L_i , C_i — индуктивность катушки (Гн) и емкость конденсаторов (Ф) i -го резонансного контура; $\omega_k = 2\pi f_k$ — угловая частота k -й гармоники; f_k — частота гармоники выпрямленного напряжения, Гц.

Активное сопротивление контура складывается из диэлектрических потерь в конденсаторах, определяемых по углу потерь $\text{tg}\delta$, и активного сопротивления индуктивных катушек, проводов и контактов:

$$R_{ki} = K_a \frac{\text{tg}\delta}{\omega_k C_i}, \quad (10.2)$$

где K_a — коэффициент, учитывающий активное сопротивление проводов, контактов и катушек.

Эффективность работы СФ характеризуется коэффициентом сглаживания на определенных частотах — соотношением напряжений на его входе U_{k1} и выходе U_{k2} на k -й частоте:

$$K_{\text{сгл } k} = \left| \frac{U_{k1}}{U_{k2}} \right|. \quad (10.3)$$

В соответствии со схемой замещения однозвенного СФ (рис. 10.2, а) сопротивления последовательных и параллельных ветвей равны, Ом: полное сопротивление реактора (последовательной ветви) на k -й частоте

$$Z_{pk} = R_p + j\omega_k L_p, \quad (10.4)$$

где R_p , L_p — активное сопротивление, Ом, и индуктивность, Гн, реактора;

сопротивление i -го резонансного контура (i -й параллельной ветви)

$$Z_{ki} = R_i + j\omega_k L_i + \frac{1}{j\omega_k C_i}. \quad (10.5)$$

Проводимость параллельного плеча СФ (всех резонансных контуров и апериодического звена) на частоте гармоник k определяется по формуле

$$\frac{1}{Z_{k\Phi}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{Z_{ki}}, \quad (10.6)$$

где $Z_{k\Phi}$ — сопротивление параллельного плеча СФ (всех резонансных контуров и апериодического звена на частоте гармоник k), Ом.

Так как сопротивление нагрузки СФ (тяговой сети, электроподвижного состава и соседних тяговых подстанций) на частотах высших гармонических намного больше сопротивления параллельного плеча СФ: $Z_{kH} \gg Z_{k\Phi}$, то ток на входе СФ равен

$$I_{\text{вх } k} = \frac{U_{\text{вх } k}}{Z_{kH} + Z_{k\Phi}}. \quad (10.7)$$

Напряжение на выходе СФ равно падению напряжения на сопротивлении параллельного плеча СФ:

$$U_{\text{вых } k} = I_{\text{вх } k} Z_{k\Phi} = \frac{U_{\text{вх } k}}{Z_{kH} + Z_{k\Phi}} Z_{k\Phi}. \quad (10.8)$$

Подставляя выражение (10.8) в (10.3), получим уравнение для определения коэффициента сглаживания однозвенного СФ через его параметры:

$$K_{\text{сгл } k} = \left| 1 + \frac{Z_{kp}}{Z_{k\Phi}} \right|. \quad (10.9)$$

Из выражения (10.9), а также из схемы замещения (рис. 10.8, б, в), которая представляет собой делитель напряжения, следует, что для увеличения коэффициента сглаживания необходимо увеличивать индуктивность реактора и снижать сопротивление резонансных контуров и емкостного звена, т. е. увеличивать его емкость. Идеальным сглаживающим фильтром является такой, у которого независимо от частоты все напряжение переменной составляющей теряется в реакторе L_p , а в резонансных контурах потеря напряжения равна нулю. Для приближения к этой цели необходимо: сечение проводов, присоединяющих контуры к шинам, выбирать как можно большим, а длину их сокращать до минимума; во избежание активных потерь катушки выполнять медным проводом с наименьшим активным сопротивлением, а конденсаторы — с наименьшими диэлектрическими потерями; контакты цепи контуров выполнять с наименьшим переходным сопротивлением и постоянно контролировать их состояние; индуктивное сопротивление каждого контура подбирать соответственно емкостному сопротивлению этого контура так, чтобы их общее сопротивление приближалось к нулю.

Дальнейшее увеличение сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения может быть достигнуто применением двухзвенных или многозвенных СФ. Для двухзвенного СФ

$$K_{сгл\ k} = K_{сгл\ k1} K_{сгл\ k2} = \left| 1 + \frac{Z_{kp1}}{Z_{kp1}} \right| \left| 1 + \frac{Z_{kp2}}{Z_{kp2}} \right|. \quad (10.10)$$

Для многозвенных СФ

$$K_{сгл\ k} = \prod_{i=1}^n K_{сгл\ ki}, \quad (10.11)$$

где i, n — соответственно номер и количество звеньев фильтра.

Если пренебречь активными сопротивлениями реакторов и резонансных контуров, то для однозвенного апериодического СФ (рис. 10.7, з), применяемого при 12- и 24-пульсовых схемах выпрямле-

ния, можно получить достаточно простое выражение по определению коэффициента сглаживания

$$K_{сгл\ k} = |1 - \omega_k^2 L_p C|. \quad (10.12)$$

Для облегчения выбора схем и параметров СФ значения коэффициентов сглаживания двухзвенных СФ, рекомендуемые нормативными документами [19] и рассчитанные по формуле (10.10), приведены в табл. 10.4.

Сглаживающие фильтры тяговых подстанций характеризуют также зависимостями коэффициента затухания $\alpha = \ln K_{сгл\ k}$ от частоты — частотные характеристики затухания в неперлах (рис. 10.10) или в децибелах $\alpha = 20 \lg K_{сгл\ k}$.

При оценочных расчетах мешающих влияний тягового электро-снабжения на линии связи эффективность работы СФ характеризуется результирующим коэффициентом сглаживания — соотношением психометрических напряжений на его входе $U_{1пс}$ и выходе $U_{2пс}$, который может быть измерен прибором-измерителем мешающего напряжения типа ИМН-3 (см. рис. 10.9) или определен по формуле

$$K_{сгл} = \frac{U_{1пс}}{U_{2пс}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (U_{1k} p_k)^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (U_{2k} p_k)^2}}, \quad (10.13)$$

где p_k — коэффициент акустического воздействия гармоники k ; U_{1k} и U_{2k} — напряжения гармоник k -го порядка соответственно на входе и выходе СФ.

Значения коэффициентов сглаживания, рассчитанные по формуле (10.13), и значения эквивалентного мешающего напряжения $U_{эм}$ на выходе СФ сведены в табл. 10.5.

При выборе СФ следует учитывать, что в реальных условиях имеет место изменение частоты питающей сети, которое приводит к отклонению частот гармоник. На частотах, отличных от резонансных, увеличиваются реактивные сопротивления резонансных контуров и снижается коэффициент сглаживания, поэтому при расчетах параметров СФ обычно задаются допустимой величиной расстройки СФ (15%), приходящейся на каждый процент изменения частоты, и принимают поправочный коэффициент $K_{п} = 1,15$.

Таблица 10.4

Коэффициенты сглаживания фильтров $K_{сгл\ k}$

Частота f , Гц	Фильтр №1 при индуктивностях реакторов, мГн			Фильтр № 2 при индуктивностях реакторов, мГн			
	$L_{p1}=4,5$ $L_{p2}=4,5$	$L_{p1}=5,0$ $L_{p2}=3,0$	$L_{p1}=11,0$ $L_{p2}=3,0$	$L_{p1}=4,5$ $L_{p2}=4,5$	$L_{p1}=5,0$ $L_{p2}=5,0$	$L_{p1}=7,0$ $L_{p2}=5,0$	$L_{p1}=11,0$ $L_{p2}=5,0$
100	3,3	3,54	7,85	3,1	3,2	4,5	7,1
200	4,2	4,65	10,0	4,9	7,5	10,5	16,5
300	46,0	50,2	109,0	498,0	640,0	900,0	1400,0
400	31,0	35,4	73,0	144,0	180,0	253,0	397,0
500	42,0	49,0	99,0	289,0	362,0	514,0	795,0
600	58,0	68,5	138,0	540,0	670,0	940,0	1470,0
700	78,0	91,5	183,0	286,0	396,0	545,0	845,0
800	100,0	117,0	235,0	332,0	402,0	555,0	856,0
900	125,0	149,5	286,0	374,0	455,0	643,0	976,0
1000	154,0	184,0	356,0	435,0	530,0	730,0	1120,0
1100	186,0	221,0	438,0	502,0	615,0	855,0	1295,0
1200	220,0	262,0	515,0	684,0	705,0	980,0	1500,0

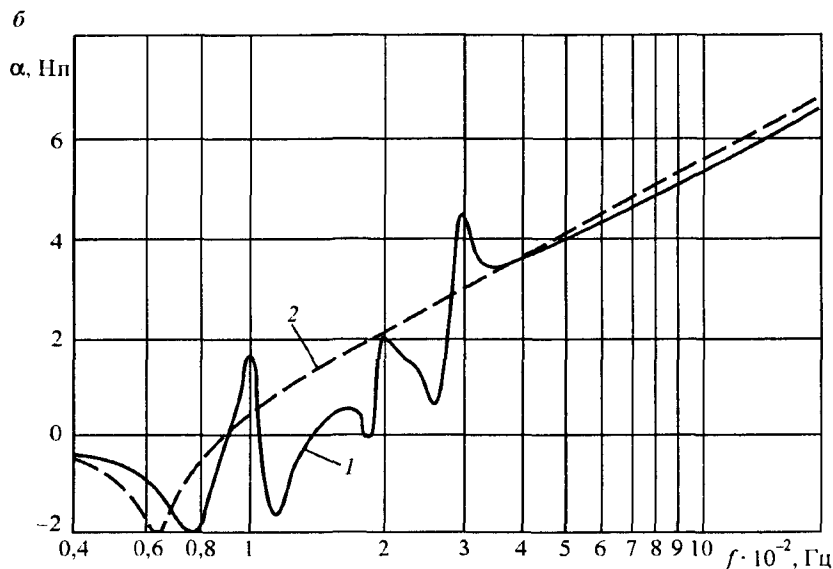
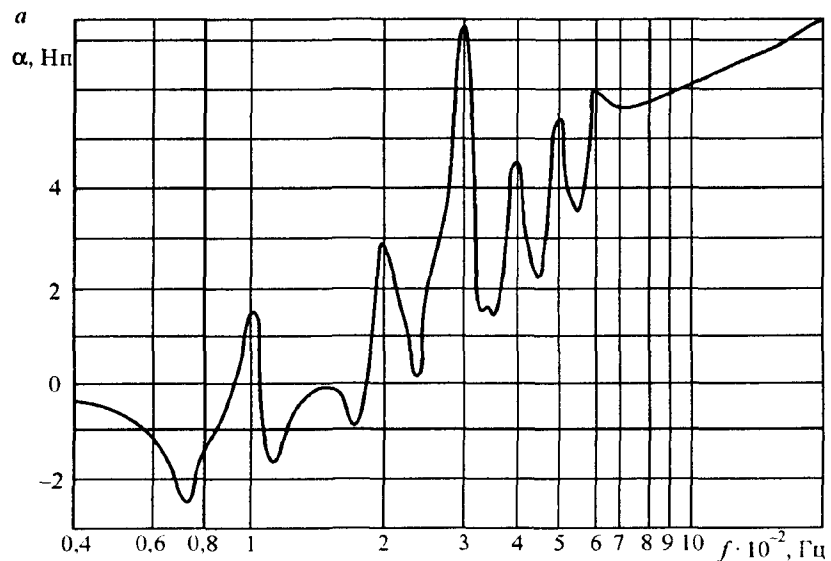


Рис. 10.10. Частотные характеристики затухания сглаживающих устройств ВНИИЖТа (а), Западно-Сибирской дороги (б, кривая 1) и однозвенного апериодического (б, кривая 2)

Таблица 10.5
Коэффициенты сглаживания и мешающие напряжения на выходе двухзвенных резонансно-апериодических СФ при различных значениях индуктивности реакторов

Схема СФ	L_{p1} , мГн	L_{p2} , мГн	$K_{сгл}$	$U_{эм} (U_{2ис})$
По предложению	4,5	4,5	55	2,8
Западно-Сибирской железной дороги	5,0	3,0	64	2,4
	11,0	3,0	150	1,2
По предложению	4,5	4,5	180	0,7
ВНИИЖа	5,0	5,0	250	0,5
	7,0	5,0	340	0,4

Таким образом, при выборе СФ определяется его структурная схема, параметры элементов и коэффициент сглаживания фильтра. Целесообразность применения той или иной схемы сглаживающих фильтров определяется расчетами мешающих напряжений в цепях связи и уровня помех на входе устройств железнодорожной автоматики, сравнением их с допустимыми значениями и технико-экономическими соображениями.

10.2.1. Сглаживающие фильтры тяговых подстанций с 12-пульсовыми выпрямителями

Важным преимуществом внедрения на тяговых подстанциях 12-пульсовых выпрямителей является возможность применения более простых и экономичных сглаживающих фильтров.

Вместо двухзвенных фильтров, применяемых на тяговых подстанциях с 6-пульсовыми выпрямителями, при 12-пульсовых могут быть применены однозвенные апериодические (рис. 10.11) и резонансно-апериодические (рис. 10.12) сглаживающие фильтры.

Коэффициент сглаживания однозвенного апериодического СФ

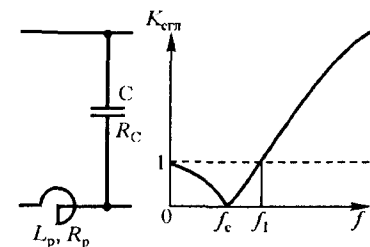


Рис. 10.11. Схема и характеристика коэффициента сглаживания однозвенного апериодического сглаживающего фильтра

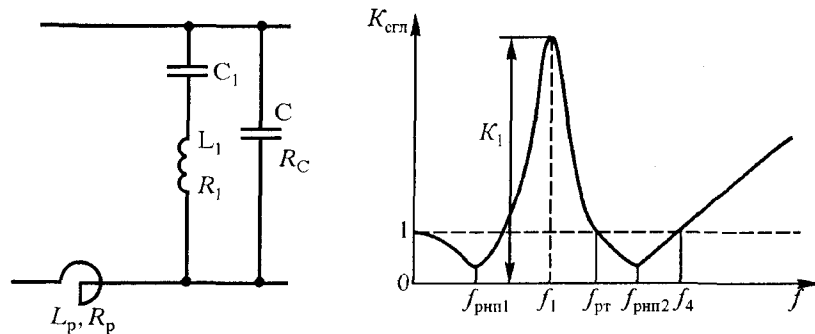


Рис. 10.12. Схема и характеристика коэффициента сглаживания однозвенного резонансно-апериодического сглаживающего фильтра

для любой частоты согласно формуле (10.10) можно определить следующим образом:

$$K_{\text{сгл}} = \sqrt{\frac{(1 - \omega^2 L_p C)^2 + [\omega C (R_p + R_C)]^2}{1 + (\omega C R_C)^2}}, \quad (10.14)$$

где L_p , R_p — соответственно индуктивность и активное сопротивление реактора; C , R_C — соответственно емкость и активное сопротивление параллельной части фильтра.

Для частного случая, когда $R_p = R_C = 0$, из выражения (10.14) получим

$$K_{\text{сгл}} = |1 - \omega^2 L_p C| = |1 - (f/f_c)^2|, \quad (10.15)$$

где $f_c = 1/(2\pi\sqrt{L_p C})$ — частота резонанса напряжения, или частота среза фильтра в последовательной цепи фильтра между индуктивностью реактора L_p и емкостью батарей-конденсаторов C .

На тяговых подстанциях с двумя 12-пульсовыми выпрямительными агрегатами устанавливают один реактор индуктивностью 5 мГн из трех блоков РБФАУ-6500. Активное сопротивление такого реактора для диапазона частот от 100 до 1800 Гц

$$R_p = 0,23 + 0,73f \cdot 10^{-3}. \quad (10.16)$$

Активное сопротивление R_C параллельной части в основном определяется сопротивлением соединительных проводов и переходным сопротивлением контактов. Для апериодических СФ его можно принимать не зависящим от частоты и равным 0,1—0,2 Ом.

Частотная характеристика однозвенного апериодического СФ (см. рис. 10.11) показывает, что в диапазоне частот от нуля до $f_1 \approx \sqrt{2}f_c$ коэффициент сглаживания меньше единицы (коэффициент затухания $\alpha < 0$) и, следовательно, напряжения U_{2k} всех гармоник, попадающих в этот диапазон, не уменьшаются, а усиливаются. Наименьший коэффициент сглаживания (максимальное усиление) наблюдается при частоте среза f_c .

На реальных тяговых подстанциях коэффициент сглаживания при частоте f_c обычно находится в пределах 0,1—0,2, т. е. на этой частоте происходит усиление в 5—10 раз. Поэтому при выборе параметров однозвенного апериодического СФ нежелательно допускать, чтобы частота f_c совпадала или была близка к частоте одной из гармоник выпрямленного напряжения.

Экспериментальные исследования [11], выполненные на Московской, Кемеровской и Западно-Сибирской дорогах, показали, что при наличии на участке транспонированной линии продольного электропитания ЛПЭ-10 кВ, проложенной по опорам контактной сети, напряжение шума в цепях воздушной линии связи существенно не изменяется при увеличении псофометрических напряжений на выходе тяговых подстанций до 5—6 В. Снижение этих величин с 3—4 до 0,5—1 В практически не приводит к уменьшению помех в линии связи, т. е. является бесполезным [44—46].

Опыт эксплуатации и исследования, проведенные на тяговых подстанциях стыковых участков, где коэффициент несимметрии питающих напряжений α_U достигает 2% и более, показали, что при увеличении напряжения гармоники 100 Гц на выходе СФ выше значения $U_{2(2)} = 100$ В при некоторых дополнительных условиях (например, значительной несимметрии рельсовых цепей СЦБ) возможна ложная работа устройств железнодорожной сигнализации. Кроме того, вследствие больших токов в конденсаторах не обеспечивается надежная работа самих фильтров.

Учитывая изложенное, к СФ тяговых подстанций следует предъявить два основных требования:

1) по условию защиты воздушных линий связи от мешающих влияний среднее значение псофометрического напряжения на выходе сглаживающих фильтров тяговых подстанций не должно превышать 4 В, т.е. $U_{2\text{пс}} \leq 4$ В, а при интегральной вероятности $U_{2\text{пс}} \leq 0,95 \dots 5$ В;

2) напряжение любой гармоники на выходе СФ при длительности воздействия $t_{\text{в}} > 1$ с не должно превышать 100 В, т.е. $U_{2k} \leq 100$ В.

Второе ограничение относится прежде всего к гармонике с частотой 100 Гц, так как в случае увеличения на выходе фильтра напряжения любой другой гармоники до 100 В будет нарушено первое условие.

Значения $U_{2\text{пс}}$ и $U_{2(2)}$ (рис. 10.13) рассчитаны для однозвенного апериодического СФ при $L_{\text{р}} = 5$ мГн, $R_{\text{с}} = 0,1$ Ом и $\alpha_U = 2\%$ (кривые 1—3).

Кривая 1 соответствует случаю, когда 12-пульсовые выпрямители установлены на одной подстанции электрифицированного участка (на

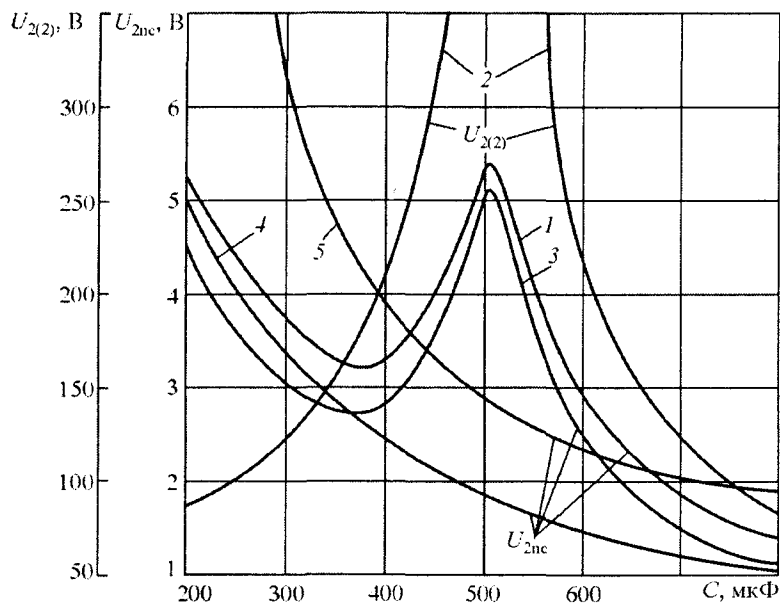


Рис. 10.13. Характеристика апериодического (кривые 1—3) и резонансно-апериодического (4, 5) однозвенных сглаживающих фильтров

остальных подстанциях — 6-пульсовые), а кривая 3 — когда 12-пульсовые выпрямители установлены на всех подстанциях участка (см. табл. 9.5). Максимумы $U_{2\text{пс}}$ и $U_{2(2)}$ наблюдаются при $C = 506,6$ мкФ ($f_c = 100$ Гц) из-за усиления гармоники 100 Гц.

Из рис. 10.13 следует, что при установке 12-пульсовых выпрямителей на одной подстанции участка для выполнения условия $U_{2\text{пс}} \leq 4$ В необходимо иметь емкость $C > 560$ мкФ либо от 270 мкФ до 450 мкФ. Для выполнения условия $U_{2k} \leq 100$ В необходимо иметь $C < 250$ мкФ или $C > 760$ мкФ. Таким образом, выполнение всех требований возможно только при $C \geq 760$ мкФ. После установки 12-пульсовых выпрямителей на всех подстанциях участка появляется возможность снизить емкость до 220—250 мкФ (кривые 2, 3).

На электрифицированных участках, где питающие напряжения являются практически симметричными и несинусоидальными, при $L_{\text{р}} = 5$ мГн емкость параллельной части однозвенного апериодического СФ может быть принята в пределах 200—250 мкФ.

В случае применения на тяговых подстанциях однозвенных апериодических СФ в тяговой сети и в цепи СФ при определенных условиях могут наблюдаться резонансные явления на низких частотах 50—150 Гц, при которых возрастают токи гармоник по СФ и в рельсовых цепях СЦБ.

В схеме замещения сети постоянного тока между подстанциями А и Б при наличии одного электровоза (рис. 10.14, а) индуктивности реакторов и внутренние индуктивности выпрямительных агрегатов представлены их суммами $L_{\text{А}}$ и $L_{\text{Б}}$, а емкости тяговой сети и электровоза не учитываются вследствие их малых значений по сравнению с емкостями СФ $C_{\text{А}}$ и $C_{\text{Б}}$.

На рис. 10.14 показан вариант питания от выпрямителя подстанции А, представленного генератором эдс гармоник $E_{\text{п}}$. Предполагается, что на подстанции Б среднее значение тока нагрузки выпрями-

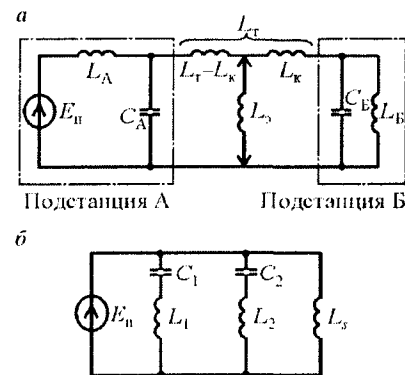


Рис. 10.14. Схема замещения сети постоянного тока при однозвенных апериодических сглаживающих фильтрах (а) и преобразованная эквивалентная схема (б)

теля по крайней мере в 2 раза превышает амплитуду возможного тока любой гармоники в его цепи от генератора E_n . Цепь выпрямителя подстанции Б в этом случае показана замкнутой накоротко.

Генератор эдс гармоник подстанции А оказывается нагруженным на эквивалентный двухполюсник (рис. 10.14, б), частотная характеристика которого показана на рис. 10.15, а.

Таким образом, в рассматриваемой сети наблюдаются по два резонанса токов и напряжений. Для примера на рис. 10.16, б представлены области изменения частот резонанса токов при $C_A = C_B = 400$ мкФ, $L_A = L_B = 5$ мГн и значениях L_3 для электровоза ВЛ10 от 41,6 мГн (нижняя граница областей) до 0,9 мГн (верхняя граница) в зависимости от удаления l_3 электровоза от подстанции А. При этих условиях в тяговой сети возникает резонанс токов ($f_{рт1}$) на частоте 100 Гц при нахождении электровоза на расстоянии более 18 км от подстанции А.

Совпадение частоты резонанса с частотой гармоники 100 Гц приводит к возрастанию тока этой гармоники в цепи СФ и тяговой сети. Резонанс на частоте 200 Гц ($f_{рт2}$) является менее опасным, так как напряжение этой гармоники в несколько раз меньше, чем 100 Гц, а активные сопротивления всех элементов больше. Следует отметить, что опасные токи гармоники 200 Гц на реальных участках не наблюдались.

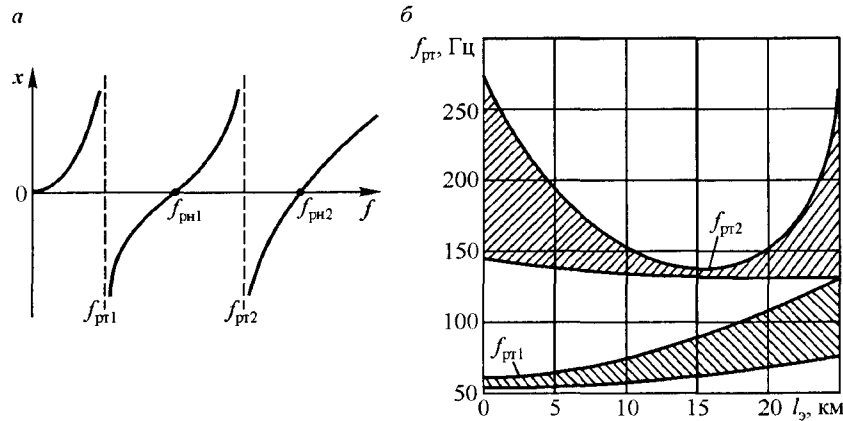


Рис. 10.15. Частотная характеристика схемы замещения (а) и области изменения частот резонанса токов (б)

Для демпфирования резонансных явлений рекомендуется [12] в параллельную часть СФ включать резонансный контур 100 Гц. Наличие такого контура позволяет не только исключить резонансные явления на этой частоте, но и повысить коэффициент сглаживания фильтра, что особенно важно при $\alpha_U > 1\%$ и $C < 760$ мкФ.

Коэффициент сглаживания однозвенного резонансно-апериодического СФ на частоте ω

$$K_{сгл} = \left\{ \left[1 + \frac{\omega^2 C^2 R_C R_p - \omega^2 C L_p}{1 + (\omega C R_C)^2} + \frac{\omega^2 C_1^2 R_C R_p + \omega^2 L_p C_1 [(f/f_1)^2 - 1]}{(\omega C_1 R_1)^2 + [(f/f_1)^2 - 1]^2} \right]^2 + \left[\frac{\omega^3 L_p C_2 R_C + \omega C R_p}{1 + (\omega C R_C)^2} + \frac{\omega^3 L_p C_1^2 R_1 - \omega C_1 R_p [(f/f_1)^2 - 1]}{(\omega C_1 R_1)^2 + [(f/f_1)^2 - 1]^2} \right]^2 \right\}^{1/2}, \quad (10.17)$$

где C_1, R_1, f_1 — соответственно емкость, активное сопротивление и частота настройки резонансного контура 100 Гц.

При этом частота настройки

$$f_1 = 1 / (2\pi \sqrt{L_1 C_1}) \quad (10.18)$$

Из выражения (10.17) следует, что коэффициент сглаживания на частоте f_1

$$K_1 \approx 2\pi f_1 L_p / R_1. \quad (10.19)$$

Для выполнения условия $U_{2k} \leq 100$ В не требуется высокий коэффициент сглаживания K_1 даже для стыковых подстанций. Это позволяет на нестыковых подстанциях применять для резонансного контура 100 Гц катушки индуктивности из алюминиевых проводов, а активное сопротивление контура иметь 1 Ом и более.

В графике зависимости коэффициента сглаживания от частоты (см. рис. 10.11) можно отметить несколько характерных частот:

$f_{рп1}, f_{рп2}$ — частоты резонансов напряжений в последовательной цепи фильтра между индуктивностью реактора и эквивалентной емкостью параллельной части фильтра. Коэффициент сглаживания на этих частотах минимален, усиление максимальное;

$f_{рт}$ — частота резонанса токов в параллельной части СФ между индуктивностью контура 100 Гц и емкостью параллельной части С.

При этой частоте коэффициент сглаживания равен единице (коэффициент затухания равен нулю);

f_4 — частота, начиная с которой значение коэффициента сглаживания становится больше единицы.

При $R_p = 0$, $R_l = 0$, $R_C = 0$ частоты:

$$f_{pr} = f_1 \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_2}}; \quad (10.20)$$

$$f_{rnp1,2} = \sqrt{0,5 \left\{ f_{pr}^2 \pm f_2^2 \pm [(f_{pr}^2 + f_2^2)^2 - 4 f_1^2 f_2^2]^{1/2} \right\}}. \quad (10.21)$$

Условная частота среза фильтра

$$f_2 = 1/(2\pi\sqrt{L_p C}). \quad (10.22)$$

При $L_p = 5$ мГн, $C_1 = 72$ мкФ и $C = 150$ мкФ (рис. 10.16, а) частота $f_{rnp2} = 200$ Гц и усиление этой гармоники оказывается максимальным.

Поэтому при несимметричных питающих напряжениях и $L_p = 5$ мГн установка в СФ емкости C менее 250 мкФ нежелательна из-за приближения частоты f_{rnp2} к 200 Гц. По этой же причине при $L_p = 3$ мГн не рекомендуется $C < 350$ мкФ (рис. 10.16, б).

Зависимости псофометрического напряжения на выходе однозвенного резонансно-апериодического СФ при $C_1 = 72 \dots 80$ мкФ, $R_l = 1$ Ом,

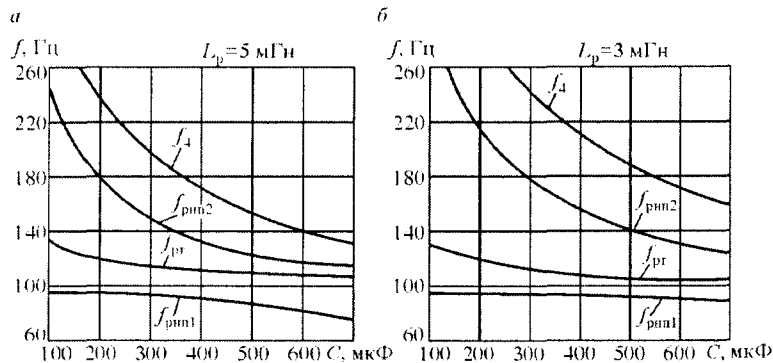


Рис. 10.16. Графики резонансных частот в цепи однозвенного резонансно-апериодического сглаживающего фильтра

$R_C = 0,1$ Ом и индуктивностях реактора $L_p = 5$ мГн (кривая 4) и $L_p = 3$ мГн (кривая 5) для случая установки 12-пульсовых выпрямителей на всех тяговых подстанциях электрифицированного участка приведены на рис. 10.13. Установка резонансного контура 100 Гц ведет к тому, что требование $U_{2k} \leq 100$ В выполняется всегда. Для выполнения условия $U_{2nc} \leq 4$ В при $L_p = 5$ мГн достаточно иметь $C > 250$ мкФ, а при $L_p = 3$ мГн $C > 400$ мкФ.

При 12-пульсовых выпрямителях с точки зрения защиты устройств связи и СЦБ от мешающих и опасных влияний гармоник тяговых токов можно снизить индуктивность реакторов на тяговых подстанциях до 3 мГн и при этом дополнительно уменьшить потери электрической энергии в реакторах.

Таким образом, на вновь строящихся нестыковых тяговых подстанциях с 12-пульсовыми выпрямителями рекомендуется применять однозвенные резонансно-апериодические СФ с $L_p = 5$ мГн, $C = 400$ мкФ и резонансным контуром 100 Гц. В условиях эксплуатации допускается снижение емкости C до 250 мкФ. При уменьшении индуктивности реакторов на нестыковых подстанциях до 3 мГн емкость C должна быть не менее 400 мкФ. На стыковых подстанциях принимают $L_p = 5$ мГн и $C = 600 \dots 800$ мкФ.

Рекомендуются следующие параметры резонансного контура:

а) при коэффициенте несимметрии питающих напряжений $\alpha_U < 2\%$ (нестыковые подстанции) $C_1 = 72 \dots 80$ мкФ (шесть конденсаторов типа ФМТ4-12 или пять конденсаторов типа ФСТ4-16), $L_1 = 35,2 \dots 31,7$ мГн. Катушки индуктивности (основная 33 мГн и регулировочная 1—2 мГн) выполняются из алюминиевого провода сечением 25 мм². Выводы провода катушек должны быть приварены к переходным пластинам (медь — алюминий, медная поверхность облужена), жестко укреплены на текстолитовых (гетинаксовых и т. п.) боковинах. Соединение катушек индуктивности между собой, с конденсаторами и шинами фильтра выполняются медным гибким проводом сечением 25 мм² с наконечниками, облуженными в местах соединений. При этом для расчетов активное сопротивление резонансного контура R_l на частоте 100 Гц может быть принято равным 1 Ом;

б) на стыковых подстанциях СФ должны быть рассчитаны на длительную работу при $\alpha_U = 10\%$. Поэтому на таких подстанциях $C_1 = 144$ мкФ, $L_1 = 17,6$ мГн. Катушки индуктивности (основная 18 мГн и

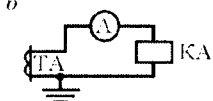
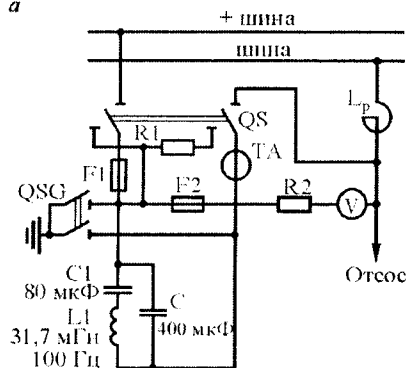


Рис. 10.17. Схемы соединений однозвенного резонансно-апериодического сглаживающего фильтра (а) и цепей контроля тока по фильтру (б)

в увеличении тока в СФ с выдержкой времени 1—2 с (например, при значительной несимметрии или несинусоидальности питающих напряжений, обрыве цепи одной фазы обмотки трансформатора и т. п.). На нестыковой подстанции первичный ток срабатывания этой сигнализации равен 60 А, на стыковой — 80 А.

10.2.2. Экспериментальные исследования эффективности сглаживающих фильтров

Эффективность однозвенных апериодических и резонансно-апериодических СФ исследована [11, 12, 45] на многих тяговых подстанциях с 12-пульсовыми выпрямителями. Рассмотрим здесь результаты только одного эксперимента, выполненного на одном из участков Западно-Сибирской дороги. На семи подстанциях этого участка чередовались однозвенные апериодические и резонансно-апериодические СФ. Индуктивность реакторов находилась в пределах от 4,6 до 5 мГн и

регулирующая 0,5 мГн) выполнены из медного провода. При этом $R_1 = 0,4 \text{ Ом}$.

Ошибку конденсаторов выполняют медными предварительно отожженными и облуженными в местах соединений шинами. При этом активное сопротивление R_C может быть принято равным 0,1—0,2 Ом и не зависящим от частоты в диапазоне 100—1800 Гц.

Для контроля работы СФ (рис. 10.17, а) устанавливается трансформатор тока ТА (ТЧС-2-75/5 или 100/5).

В цепь вторичной обмотки этого трансформатора тока включают амперметр и токовое реле КА типа РТ-40/10 (рис. 10.17, б). Последнее необходимо для подачи сигнала обслуживающему персоналу об уве-

Таблица 10.6
Параметры апериодических сглаживающих фильтров

Подстанция	C_1 , мкФ	L_1 , мГн	Емкость C , мкФ, для варианта		
			1	2	3
А	—	—	672	390	240
Б	74	34,3	769	436	201
В	139	18,2	704	404	220
Г	—	—	721	350	204
Д	150	16,9	597	460	200
Е	—	—	878	392	188
Ж	138	18,6	692	400	200

в ходе экспериментов не изменялась. Параметры резонансных контуров 100 Гц и емкостей параллельной части приведены в табл. 10.6. Были испытаны три варианта параметров, отличающиеся значением C .

В ходе экспериментов для каждого из вариантов на всех тяговых подстанциях в течение 3—5 часов через 1 минуту измеряли псофометрические напряжения на выходе СФ $U_{2\text{пс}}$ и токи нагрузки выпрямителей. Синхронно псофометрами УНП-60 измеряли также напряжения шума в однопроводном $U_{\text{ш1}}$ и двухпроводном $U_{\text{ш2}}$ трактах специально выделенной для измерений цепи воздушной линии связи. Длина электрифицированного участка 148 км. Цепь воздушной линии связи в пределах двух усилительных участков (96 и 52 км) выполнена сталеалюминиевыми проводами с пролетным скрещиванием. На время измерений на промежуточном усилительном пункте она была спрямлена и нагружена по концам на волновые сопротивления. Результаты измерений $U_{2\text{пс}}$, $U_{\text{ш1}}$, $U_{\text{ш2}}$ обработаны методами математической статистики. Полученные средние значения этих величин приведены на рис. 10.18 в зависимости от псофометрического напряжения $U_{2\text{пс ср}}$ среднего для всех подстанций участка.

На втором этапе экспериментов отключали параллельную часть СФ при работающем выпрямителе на одной, двух и т. д. до шести подстанций (N — число подстанций с отключенными СФ). При этом реак-

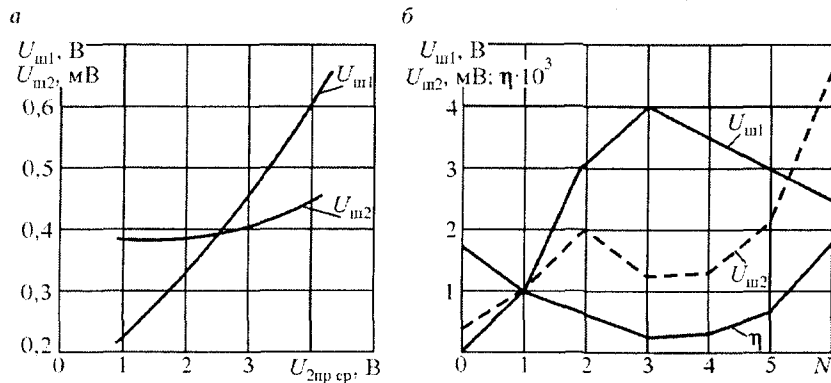


Рис. 10.18. Графики напряжений шума в цепи воздушной линии связи

торы оставались включенными в цепь нагрузки. Результаты измерений напряжений шума (см. рис. 10.18, б) показаны вместе с зависимостью коэффициента чувствительности двухпроводной цепи связи к помехам $\eta = U_{ш2} / U_{ш1}$. Значения η оказались меньше 0,005, т. е. меньше значения, определяемого действующими правилами защиты воздушных линий связи от мешающих влияний различных источников. Все измерения на подстанциях из-за средней грузонапряженности опытного участка (в основном пассажирское движение) и равнинного профиля пути проведены при средних токах нагрузки выпрямителей, не превышающих $0,5 I_{d ном}$. Поэтому значения $U_{2пс}$ на большинстве подстанций оказались ниже, чем ожидалось при номинальных токах нагрузки (см. рис. 10.13).

Приведенные результаты измерений подтверждают высокую эффективность однозвенных СФ. Емкость параллельной части фильтров на подстанциях этого участка может быть принята от 250 до 400 мкФ, что хорошо согласуется с предложенными ранее рекомендациями.

Особый интерес представляет зависимость $U_{ш2} = f(U_{2пс ср})$, из которой следует, что снижение $U_{2пс}$ с 3 до 1 В практически не приводит к сколько-нибудь пропорциональному уменьшению напряжения шума в двухпроводной цепи связи (см. рис. 10.18, а), а СФ должен отвечать требованиям, сформулированным ранее в виде условия $U_{2пс} \leq 4$ В.

Для практики важно, что при выполнении условия $U_{2пс} \leq 4$ В, установке на всех подстанциях участка 12-пульсовых выпрямителей, на-

личии на участке транспонированной линии продольного электропитания 10 кВ и воздушной линии связи можно на время ремонта, испытаний или настройки отключить при работающих выпрямителях параллельную часть СФ одной из подстанций. Не рекомендуется одновременно отключать СФ на двух и более подстанциях участка, так как напряжение шума в цепях связи будет превышать норму.

Преимуществом аperiodических СФ является то, что они не требуют периодической настройки.

Установка резонансного контура 100 Гц с катушками индуктивности из алюминиевых проводов и, следовательно, с меньшей добротностью контура ведет к снижению требований к точности его настройки. Она может проводиться один раз в 3—5 лет или при увеличении тока в СФ.

Учитывая зависимость резонансных частот (см. рис. 10.16), рекомендуется несколько снижать частоту настройки контура, а именно: при емкости 400 мкФ — 99 Гц, при 300 мкФ — 98 Гц и при 200 мкФ — 97 Гц. Такая настройка уменьшает влияние изменения частоты питающей сети на коэффициент сглаживания на частоте 100 Гц.

10.2.3. Выбор схем и параметров активно-пассивных сглаживающих фильтров тяговых подстанций

Из вышеизложенного вытекает необходимость разработки подстанционного фильтра со следующими характеристиками:

- подавление гармоник нечетного ряда (в первую очередь 50 Гц);
- возможно меньшее увеличение массогабаритных размеров;
- сохранение (или улучшение) положительных характеристик существующих фильтров;
- улучшение энергетических характеристик фильтра.

Способов решения этой задачи по крайней мере два. Один состоит в добавлении в существующий фильтр тяговой подстанции еще одного резонансного контура, настроенного на частоту 50 Гц, однако этот вариант обладает существенными недостатками. К основным из них можно отнести существенное увеличение массогабаритных размеров сглаживающего устройства за счет резонансной цепочки на низкой частоте (50 Гц) и низкую добротность дополнительного контура, а следовательно, низкую его эффективность. Кроме того, из-за колебания частоты в энергосистеме в течение суток в зависимости от нагрузки

резко падает эффективность всех резонансных фильтров за счет смещения их полюсов.

Другой путь состоит в разработке нового решения подавления гармоник на принципиально иной основе: это применение так называемого активного, или компенсационного фильтра.

На рисунках 10.19 — 10.22 представлены некоторые из большого количества известных в мировой практике схем. Все схемные решения активных фильтров можно разделить на 5 основных групп: параллельно-параллельного типа (сигнал снимается с параллельной реакторной ветви и подается также на параллельную, но в противофазе); параллельно-последовательного типа; последовательно-последовательного типа; последовательно-параллельного и смешанного типа.

Из сравнения схем активных сглаживающих фильтров оказалось, что активно-пассивный фильтр, представленный на рис. 10.23 (авторское свидетельство № 1387135 [56]), обладает по сравнению с перечисленными следующими достоинствами:

1. Включение выхода усилителя непосредственно на зажимы реактора позволяет снизить фазовые искажения, которые обязательно будут присутствовать в схеме на рис. 10.20.

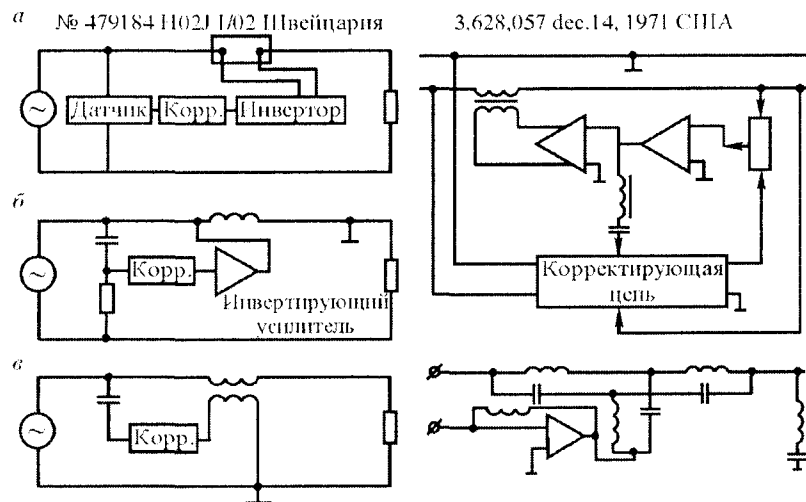


Рис. 10.19. Принципиальные схемы активных фильтров

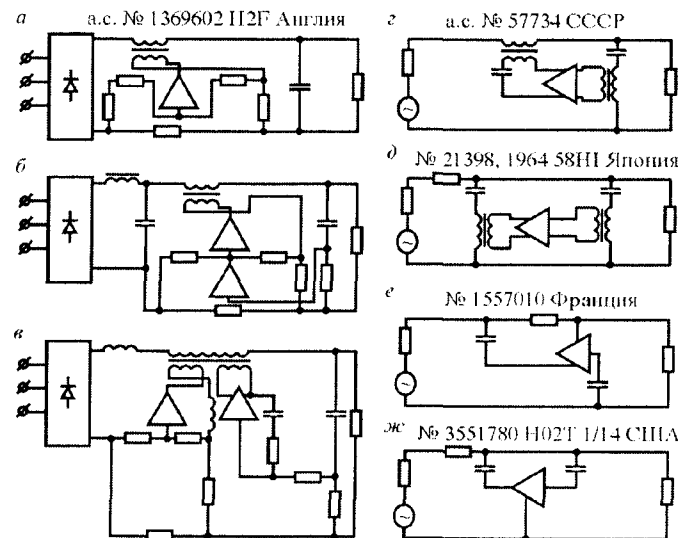


Рис. 10.20. Принципиальные схемы активных фильтров

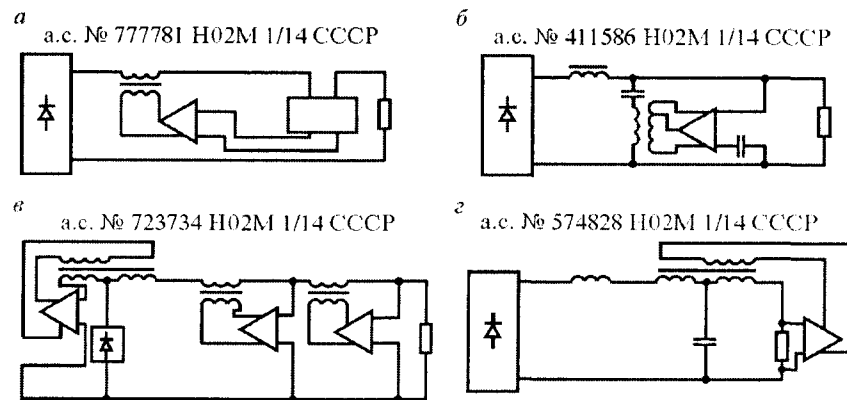


Рис. 10.21. Принципиальные схемы активных фильтров

2. Сигнал, подаваемый на усилитель, снимается с датчика, расположенного до реактора со стороны преобразователя, а не наоборот. Это объясняется тем, что из-за ограниченной чувствительности усилителя не может быть достигнута полная компенсация переменной составля-

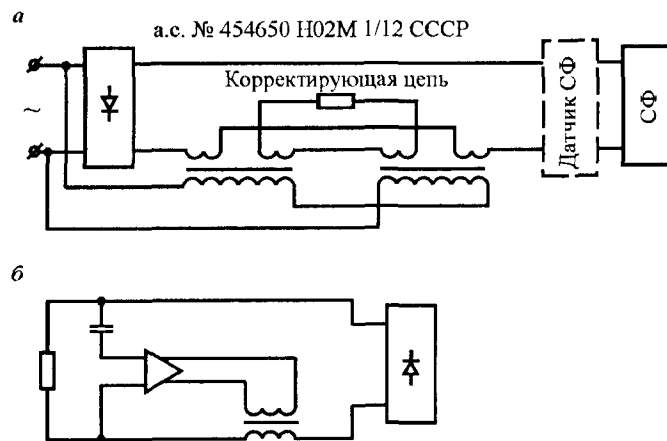


Рис. 10.22. Принципиальные схемы активных фильтров

ющей выпрямленного напряжения в последовательном элементе. Кроме того, в такой схеме включения датчика наблюдаются качания напряжения низкой частоты с большой амплитудой.

3. Сигнал, поступающий на вход усилителя, снимается со вторичной обмотки изолирующего трансформатора ИТ (см. рис. 10.23), который обеспечивает безопасную работу оператора с усилителем.

4. Значительно упрощается схема фильтра, так как вместо двух блоков применяется один инвертирующий усилитель. К тому же появля-

ется возможность сократить число блоков реактора, так как $K_{сгл}$ активного фильтра не зависит от величины индуктивности реактора. Это в свою очередь позволяет добиться экономии электроэнергии за счет уменьшения активного сопротивления реактора, т. е. снижения потерь энергии в нем [21].

Аналитические и экспериментальные исследования [11, 12, 45], выполненные ранее на тяговых подстанциях Московской железной дороги, показывают, что на выходе

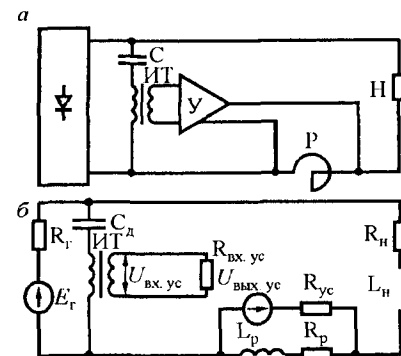


Рис. 10.23. Принципиальные схемы активных фильтров

преобразовательных агрегатов переменная составляющая выпрямленного напряжения может достигать 300 В. Чтобы компенсировать переменную составляющую такой величины, потребуется усилитель мощности в несколько киловатт.

В настоящее время промышленность выпускает транзисторы, на которых можно создать усилитель мощности в несколько сотен ватт, и при этом напряжение на его выходе может быть не более 100 В (оно определяется допустимым для существующих транзисторов напряжением питания усилителя). Поэтому на данном этапе развития полупроводниковой техники по технико-экономическим соображениям предпочтительнее выполнить составной фильтр, включающий в себя два звена: в первом использовать часть существующего резонансного фильтра тяговой подстанции; во втором — активный фильтр. Такой двухзвенный фильтр получил название активно-пассивного фильтра. Принципиальная схема активно-пассивного фильтра для тяговой подстанции показана на рис. 10.24.

Пассивное звено в зависимости от качества первичного напряжения и режима работы тяговой подстанции может выбираться с различным количеством параллельных цепочек. Первое звено необходимо для предварительного снижения уровня переменной составляющей выпрямленного напряжения до величины, допустимой по условиям работы усилителя активного звена фильтра.

Активное звено фильтра 11 (рис. 10.25) содержит входной контур и усилитель мощности, а также необходимые средства защиты как входных цепей усилителя от мощного сигнала, так и выходных цепей усилителя от мощных волн перенапряжений в системе выпрямленного напряжения 3,3 кВ.

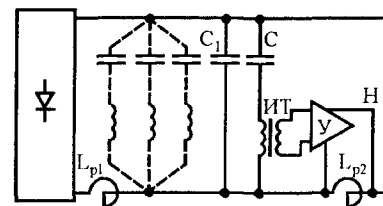


Рис. 10.24. Принципиальная схема активно-пассивного СФ

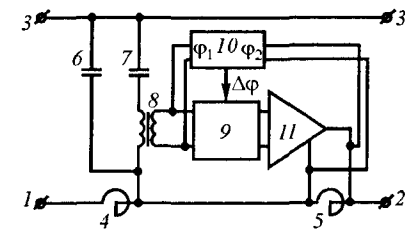


Рис. 10.25. Принципиальная схема устройства для компенсации пульсации выпрямленного напряжения

Входной контур активного звена фильтра состоит из емкости C и изолирующего трансформатора ИТ с коэффициентом трансформации, равным единице. Назначение емкости — разделить переменную и постоянную составляющие выпрямленного напряжения. Параметры емкости C и трансформатора ИТ выбираются таким образом, чтобы резонанс напряжений между конденсатором и первичной обмоткой трансформатора был на возможно более низкой частоте. В этом случае исключается влияние этой цепи на величину и фазу гармоники с частотой 50 Гц.

Устройство содержит поперечную ветвь из конденсатора 6, включенного параллельно цепи из конденсатора 7 и датчика 8, и продольную ветвь из реакторов 4 и 5. Следящее устройство включает датчик 8, фазовый корректор 9, блок 10 сравнения фаз и инвертирующий усилитель 11. Сигнал, снятый с датчика 8, усиливается и подается в противофазе к входному сигналу на реактор 5. При этом блок сравнения фаз гармонических составляющих управляет фазовым корректором для минимизации фазовых искажений в цепи «вход датчика — реактор 5». Этим достигается необходимый коэффициент сглаживания.

Устройство работает следующим образом. На входы 1 и 3 подается пульсирующее выпрямленное напряжение. Первое звено фильтра из реактора 4 и конденсатора 6 сглаживает канонические гармоники с частотами 300 Гц, 600 Гц и т. д., снижая мощность переменной составляющей, которая прикладывается ко второму активному звену фильтра. Конденсатор 7 служит для отделения переменной составляющей выпрямленного напряжения от постоянной составляющей. В следящем блоке с датчика 8 снимается сигнал и подается на вход фазового корректора 9, управляемого от блока 10 сравнения фаз, а с его выхода — на вход инвертирующего усилителя 11. Блок 10 сравнения фаз получает сигнал с входа и выхода усилителя 11, сравнивает фазы и вырабатывает сигнал, пропорциональный фазовой ошибке, который управляет фазовым корректором 9.

Сигнал, поступающий с выхода усилителя 11 на реактор 5, находится строго в противофазе с сигналом, поступающим на вход следящего устройства, и, вычитаясь из него, дает минимальные значения переменной составляющей на выходах 2 и 3, т. е. резко увеличивает его коэффициент сглаживания. Схема не критична к величине реактора 5 и позволяет свести его к одному блоку.

Таким образом, предлагаемое устройство позволяет сократить количество реакторов последовательной ветви и тем самым уменьшить потери в них, а также уменьшить или полностью ликвидировать резонансные LC-цепочки.

С целью выбора наиболее оптимальных параметров активного звена тягового фильтра были подсчитаны коэффициенты сглаживания активной приставки и мощность усилителя.

Мощность усилителя определялась как произведение тока по выходному транзисторному каскаду на напряжение на нем, или, что то же самое, на напряжение на реакторе. В результате расчетов было получено, что необходимая мощность усилителя при отсутствии пассивного фильтра должна находиться в пределах 3,5—4,5 кВ · А, что при современной элементной базе невыполнимо. Наличие пассивного звена в пассивно-активном фильтре позволяет снизить требуемую мощность активного элемента до 40 В · А.

Анализируя полученные данные коэффициентов сглаживания активной приставки, можно сделать следующие выводы: во-первых, наилучшими характеристиками обладает активная приставка с большим индуктивным сопротивлением реактора и большой емкостью датчика; во-вторых, уменьшение активного сопротивления выходного каскада усилителя, которое зависит от линейного участка вольт-амперной характеристики мощных транзисторов, приводит к снижению фазовых искажений в устройстве и, как следствие, к увеличению эффективности работы фильтра.

До последнего времени в отечественной литературе не было публикаций, посвященных разработкам реальных конструкций активных силовых фильтров и экспериментальным исследованиям их работы.

Многое зависит от рационального выбора схемы и конструкции активного фильтра, которые в настоящее время приходится находить экспериментально, подбором. Сложность аналитического исследования системы «выпрямитель тяговой подстанции — активный фильтр — тяговая сеть» заключается в том, что невозможно учесть многочисленные факторы, воздействующие на работу этой системы в реальных условиях железной дороги. Все это требует экспериментальных подтверждений.

Поэтому создание активного фильтра делает необходимым неоднократные опытные проверки как в лабораторных условиях, так и на тяговых подстанциях железных дорог.

Испытания активно-пассивного фильтра были проведены на ряде тяговых подстанций Московской железной дороги [11]. Подстанции были выбраны из соображений наличия большой составляющей 50 Гц в тяговой сети, которая неблагоприятно влияет на работу СЦБ и железнодорожной автоматики.

Методика измерений заключалась в следующем. После первого звена сглаживающего устройства тяговой подстанции включалась цепочка из конденсатора C емкостью 40 мкФ и изолирующего трансформатора ИТ с индуктивностью первичной обмотки 5,27 Гн. Выход инвертирующего усилителя мощности (УМ) подключался к одному блоку выходного реактора фильтра. Сигнал, подаваемый на вход усилителя, снимался с вторичной обмотки трансформатора ИТ. С целью защиты конечного каскада усилителя мощности от перенапряжений на реакторе L_p , возникающих в результате сброса или наброса нагрузки, коротких замыканий в тяговой сети или атмосферных перенапряжений, реактор шунтировался тиристорным разрядником, настроенным на напряжение срабатывания 60 В. Для ограничения тока в цепи тириستоров последовательно с ними включалось сопротивление $R_{\text{раз}}$, равное 0,2 Ом. Контроль за эффективностью сглаживающего действия фильтра осуществлялся с помощью осциллографа, включенного на выходе фильтра. Одновременно с этим фиксировались на магнитографе (тип 7005 Брюль и Кьер) напряжения до и после активной приставки.

Длительная запись переменной составляющей выпрямленного напряжения с последующей обработкой на аппаратурном комплексе спектрального анализа позволили проследить изменение уровня гармоник во времени.

Из анализа полученных результатов можно сделать следующие выводы: во-первых, по своим сглаживающим характеристикам активно-пассивный фильтр намного превосходит двухзвенные резонансные фильтры тяговых подстанций; во-вторых, за счет возможной ликвидации части блоков реактора повышается экономичность активно-пассивного фильтра из-за снижения потерь в активном сопротивлении реактора, кроме того, по тем же причинам уменьшаются массогабаритные параметры подстанционного фильтра; в-третьих, активное звено сглаживающего фильтра существенно (до 6 дБ) снижает гармонику 50 Гц, в то время как традиционные фильтры тяговых подстанций увеличивают ее примерно в такое же количество раз.

Особо следует отметить, что при мощных двухзвенных сглаживающих фильтрах с большими значениями индуктивностей реакторов отключение быстродействующих выключателей (БВ) при токах короткого замыкания и перегрузках на фидерах постоянного тока сопровождается подгоранием главных контактов и стенок дугогасительных камер БВ, а также срабатыванием разрядников в РУ-3,3 кВ. Такие явления происходят от перенапряжений, создаваемых электромагнитной энергией, образующейся в реакторах СФ. Величина запасенной энергии W_p зависит от индуктивности реакторов L_p и квадрата тока I_p , т. е. $W_p = L_p I_p^2 / 2$. Действие W_p проявляется в момент спада тока в реакторе, т. е. в момент гашения дуги в БВ. Для гашения этой энергии применяют устройство разрядное (УР), которое шунтирует реакторы. Применение УР при индуктивности реакторов 10 мГн и более позволяет в 2—3 раза уменьшить величину энергии, выделяемую в дугогасительных камерах БВ; продлить срок службы БВ за счет уменьшения износа контактов и стенок дугогасительных камер; сократить время отключения тока короткого замыкания выключателем, что может снизить вероятность пережогов контактной сети; уменьшить перенапряжение на шинах 3,3 кВ, что существенно облегчит работу вентильных разрядников.

10.3. Защитное (экранирующее) действие отсасывающих трансформаторов

10.3.1. Отсасывающие трансформаторы и обратный провод

Как было показано в разд. 5.10, рельсы можно рассматривать как экранирующий провод, снижающий магнитное влияние контактной сети на смежные линии при средних условиях примерно в 2 раза. Результирующее влияние на близлежащие линии остается еще весьма большим. Для снижения его надо уменьшить коэффициент экранирования рельсов s_p . Из формулы (5.132) ясно, что для уменьшения коэффициента экранирования надо либо уменьшить сопротивление рельсов z_p , что практически трудно выполнимо, либо увеличить взаимное сопротивление $z_{кр}$, а значит коэффициент взаимоиндукции $M_{кр}$ между контактной сетью и рельсами. Это приведет к увеличению тока в рель-

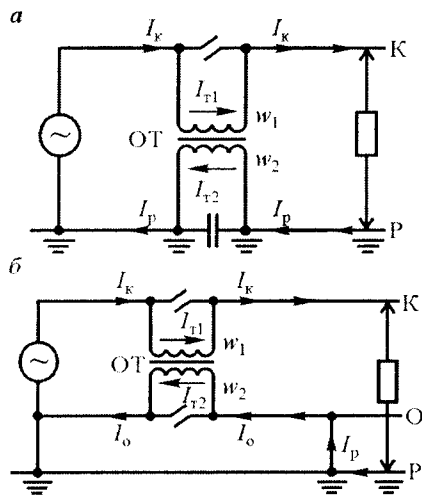


Рис. 10.26. Принципиальные схемы включения отсасывающих трансформаторов (ОТ):

а — вторичная обмотка ОТ включена в рельсы (Р); б — вторичная обмотка ОТ включена в обратный провод (О); w_1, w_2, I_{T1}, I_{T2} — число витков и токи первичной и вторичной обмоток ОТ; I_K, I_P, I_O — токи в контактной сети, рельсах и обратном проводе

сах и повышению их экранирующего действия. Такого эффекта можно добиться на дорогах переменного тока применением отсасывающих трансформаторов.

Известны [3, 14] две схемы включения отсасывающих трансформаторов (рис. 10.26).

Первичная обмотка отсасывающего трансформатора ОТ в обеих схемах включается в рассечку контактной сети К. Вторичная обмотка ОТ в первой схеме включается в рассечку рельсов Р (рис. 10.26, а). Во второй схеме вторичная обмотка ОТ включается в рассечку дополнительного, так называемого обратного провода О, который между трансформаторами и у подстанции соединяется перемычками с рельсами (рис. 10.26, б).

Нагрузочную цепь вторичной обмотки отсасывающего трансформатора в первой схеме составляют рельсы, земля и переходное сопротивление между ними, а во второй схеме также и обратный провод. Величина нагрузочного сопротивления зависит от ряда факторов: параметров системы «рельсы — земля», расстояния между отсасывающими трансформаторами, сопротивления взаимной индукции между проводами и рельсами, соотношения токов в них, а также от расположения электроваза в зоне трансформаторов. В первой схеме величина этого сопротивления может составлять доли ома, во второй — 1—3 Ом [21].

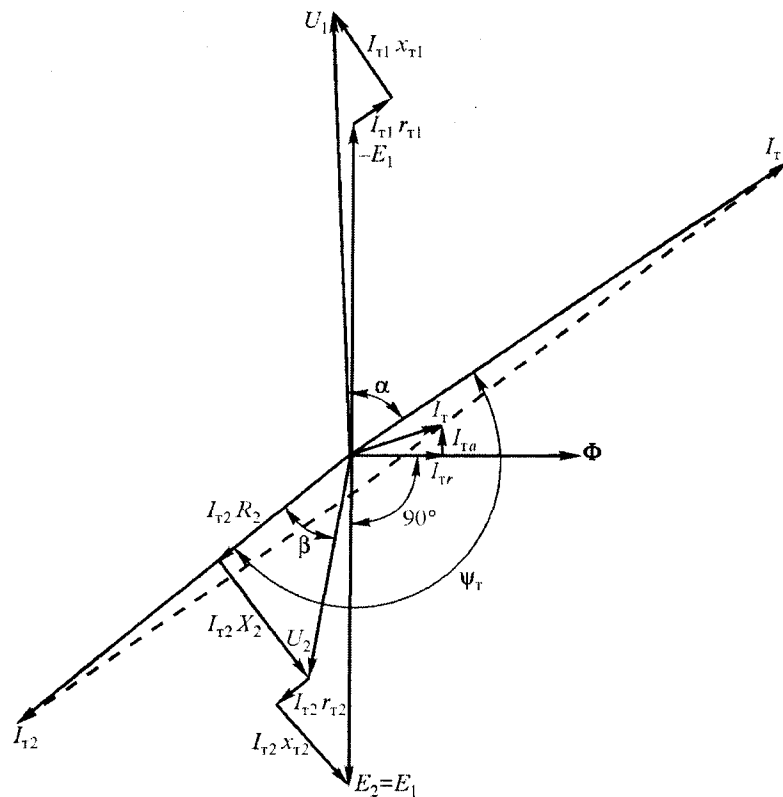


Рис. 10.27. Векторная диаграмма отсасывающего трансформатора

Таким образом, отсасывающий трансформатор представляет собой силовой трансформатор с малым нагрузочным сопротивлением, т. е. по режиму работы близок к трансформатору тока. Коэффициент трансформации его обычно равен или близок к единице.

Для выяснения принципа работы отсасывающего трансформатора рассмотрим его векторную диаграмму (рис. 10.27), приняв коэффициент трансформации равным единице. Протекающий в первичной обмотке ток I_{T1} (ток контактной сети) создает в сердечнике магнитный поток Φ . Этот поток вызывает в обеих обмотках w_1 и w_2 эдс, отстающие от него на 90° . Эдс E_1 и E_2 генерируют во вторичной цепи ток I_{T2} . Практически построение векторной диаграммы удобнее рассматри-

вать, начиная с вектора вторичного тока I_{T2} . Задавшись величиной и направлением этого вектора, отложим активное падение напряжения $I_{T2}R_2$ на нагрузочном сопротивлении вторичной цепи $Z_2 = R_2 + jX_2$, совпадающее по фазе с током, и реактивное падение напряжения $I_{T2}X_2$, опережающее ток на 90° . Векторная сумма этих падений напряжения представляет собой напряжение на зажимах вторичной обмотки трансформатора U_2 , опережающее ток I_{T2} на угол β . Прибавив к этому напряжению векторную сумму активной ($I_{T2}r_{T2}$) и реактивной ($I_{T2}x_{T2}$) составляющих падения напряжения во вторичной обмотке, имеющей сопротивление $z_{T2} = r_{T2} + jx_{T2}$, получим вектор эдс во вторичной обмотке E_2 .

Эдс E_2 индуцируется магнитным потоком Φ и отстает от него на угол 90° . Для создания потока необходим ток намагничивания I_T . Его реактивная составляющая I_{Tr} совпадает по фазе с потоком, а активная составляющая I_{Ta} , зависящая от потерь в стали, опережает поток на 90° . Если бы намагничивающий ток стремился к нулю (в идеальном трансформаторе), то векторная сумма первичного и вторичного токов также была бы равна нулю. В действительности имеет место следующее соотношение: $I_{T1} + I_{T2} = I_T$, и вектор первичного тока может быть построен, исходя из формулы $I_{T1} = -I_{T2} + I_T$. Таким образом, из-за тока намагничивания ток вторичной обмотки сдвинут по фазе от тока первичной обмотки на угол $\psi_T < 180^\circ$ и несколько меньше его по величине.

Эдс E_1 является противоэлектродвижущей силой. Отложим вектор $-E_1$ и прибавим к нему векторную сумму активной составляющей падения напряжения $I_{T1}r_{T1}$ в первичной обмотке w_1 , имеющей сопротивление $z_{T1} = r_{T1} + jx_{T1}$ (эта составляющая совпадает по фазе с током I_{T1}), и реактивной составляющей падения напряжения $I_{T1}x_{T1}$, опережающей ток I_{T1} на 90° . В результате получим вектор напряжения на зажимах первичной обмотки трансформатора U_1 , который опережает вектор первичного тока I_{T1} на угла α .

Практически на фидерной зоне в тяговую сеть включается несколько отсасывающих трансформаторов с некоторым интервалом между ними l_0 , как показано на рис. 10.28, а для первой схемы их включения.

Если на рассматриваемом участке один электровоз, то в контактной сети между подстанцией и электровозом протекает в данный момент неизменный по ее длине ток I_K (рис. 10.28, б). При отсутствии отсасывающих трансформаторов ток в рельсах распределяется в соответ-

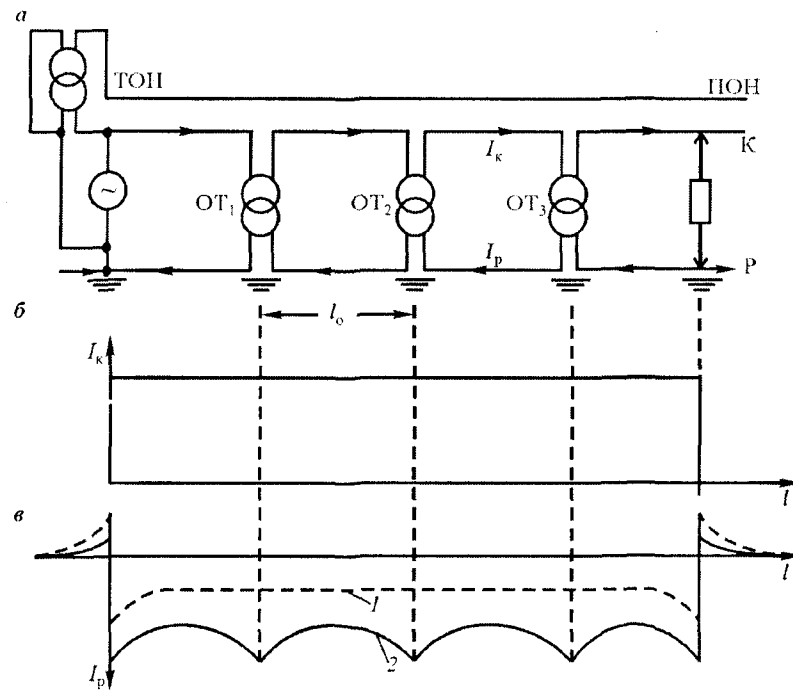


Рис. 10.28. Участок с отсасывающими трансформаторами, включенными вторичной обмоткой в рельсы, и с одним электровозом:

а — схема участка; ТОН и ПОН — трансформатор и провод обратного напряжения; б — диаграмма тока в контактной сети; в — диаграмма тока в рельсах; 1 — без отсасывающих трансформаторов; 2 — с отсасывающими трансформаторами

ствии со штриховой линией 1 на рис. 10.28, в. От электровоза ток в рельсах растекается в обе стороны, причем справа от него на некотором расстоянии полностью стекает в землю, а слева от подстанции ток притекает из земли в рельсы. Между подстанцией и электровозом только часть тока протекает в рельсах, так как рельсы зашунтированы землей. Этим и определяется сравнительно слабое экранирующее действие тока рельсов на смежные линии.

При наличии отсасывающих трансформаторов ток в рельсах в местах их включения равен току вторичной обмотки $I_p = I_{T2} \approx -I_K$, а справа от электровоза и слева от подстанции ток в рельсах уменьшается.

Распределение тока в рельсах для этого случая показано сплошной линией 2 на рис. 10.28, в. Поскольку ток в рельсах при этом больше, чем без трансформаторов, то и экранирующее действие его проявляется сильнее. Таким образом, трансформаторы как бы отсасывают ток из земли в рельсы, поэтому они и получили название *отсасывающие*.

Однако в интервалах между трансформаторами имеется утечка тока в землю, что ведет к снижению экранирующего действия. Величина тока утечки зависит от расстояния между трансформаторами l_0 и переходной проводимости «рельсы — земля». Отсасывающие трансформаторы целесообразно включать в тяговую сеть в местах сопряжения анкерных участков, где можно секционировать контактную сеть, сделав сопряжение изолирующим. Поэтому интервал l_0 может быть равным или кратным длине анкерного участка, составляющего обычно около 1,5 км. При отсасывающих трансформаторах с включенной в рельсы вторичной обмоткой и $l_0 = 1,5$ км экранирующее действие сравнительно высокое, но требуется слишком много трансформаторов, удорожающих тяговую сеть. При $l_0 = 4,5 \dots 6$ км экранирующее действие сильно ослабляется. При $l_0 = 3$ км влияние тяговой сети с трансформаторами, как показывают расчеты [21], в 2—5 раз меньше, чем от тяговой сети без трансформаторов (при различной переходной проводимости).

Значительно лучший эффект получается при второй схеме включения отсасывающих трансформаторов, когда вторичная обмотка включена в обратный провод. На рис. 10.29, а представлена такая схема с несколькими электровозами. Здесь потребляемый электровозами ток протекает по рельсам (с частичной утечкой в землю) только на коротких участках до ближайшей перемычки, через которую поступает в обратный провод. На рис. 10.29, б показаны диаграмма распределения тока в контактной сети I_K , определяемая расположением электровозов, и диаграмма тока в обратном проводе I_O , определяемая расположением перемычек. Ток I_O на участке i между двумя соседними перемычками равен току вторичной обмотки заключенного между ними трансформатора, т. е. $I_{oi} = I_{T2i}$.

Здесь же показана диаграмма тока в рельсах $I_{pкo}$, индуктированного токами контактной сети и обратного провода. Как видно из рис. 10.30, расстояния от рельсов Р до эквивалентного провода контактной сети К, расположенного между несущим тросом НТ и контактным прово-

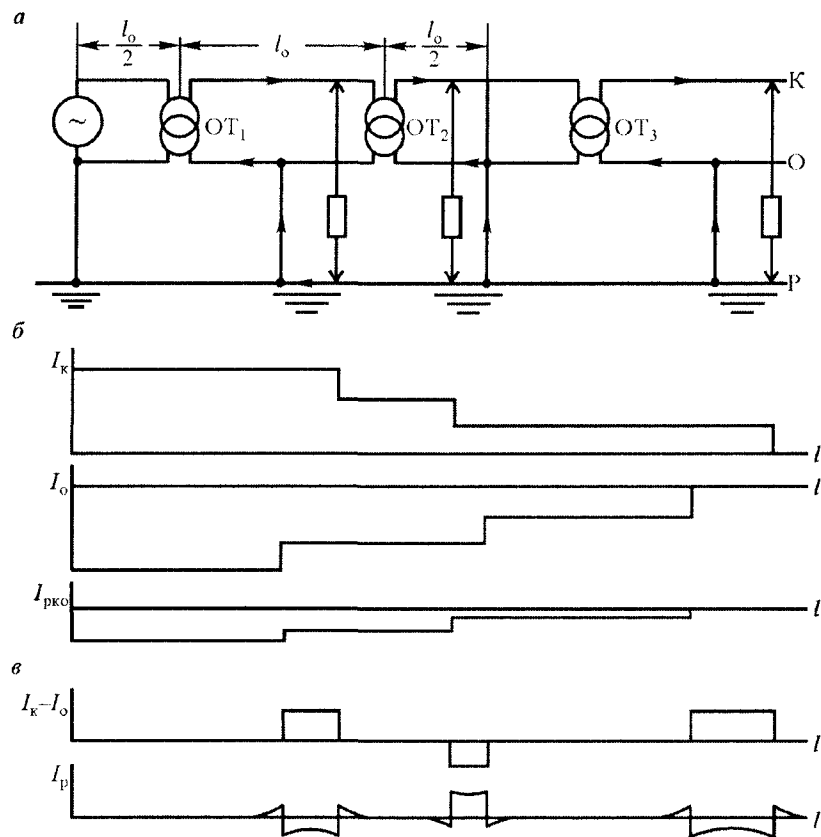


Рис. 10.29. Участок с отсасывающими трансформаторами, включенными вторичной обмоткой с обратный провод, и с несколькими электровозами: а — схема участка; б — диаграммы токов, создающих транзитную составляющую индуктированного в смежной линии напряжения; в — диаграммы токов, создающих местную составляющую

дом КП, и до обратного провода О неодинаковы; следовательно, различны и сопротивления взаимоиндукции $z_{кр}$ и $z_{ор}$. Кроме того, как было показано на рис. 10.27, между токами $I_O = I_{T2}$ и $I_K = I_{T1}$ нет полного равенства по величине и сдвиг по фазе ψ_T отличается от 180° . По этим причинам токи I_K и I_O индуктируют в рельсах неодинаковые эдс $E_{рк}$ и $E_{ро}$ (рис. 10.31, а).

ленной степени ограничить путем шунтирования первичной или вторичной обмотки трансформатора, изменения коэффициента трансформации, а также рационального расположения обратного провода.

На рис. 10.32 показано шунтирование первичной обмотки трансформатора сопротивлением $Z_{ш1}$ при вторичной обмотке, включенной в рельсы (для примера) [3].

При этом будет справедливо соотношение токов $I_k = I_{т1} + I_{ш1}$. На векторной диаграмме показаны основные величины из векторной диаграммы трансформатора (см. рис. 10.27). Если сопротивление шунта активное, то ток в нем $I_{ш1}$ будет совпадать по фазе с напряжением на зажимах первичной обмотки U_1 . Выбрав соответствующую величину сопротивления шунта, можно получить такой ток $I_{ш1}$, при котором угол ψ между токами I_k и I_p будет равным 180° . При этом влияние намагничивающего тока на фазовый сдвиг токов I_k и I_p устраняется, а возрастающую разницу в их величине можно компенсировать изменением коэффициента трансформации.

Однако шунтирование первичной обмотки требует изоляции шунта на полное напряжение тяговой сети, что связано с определенными неудобствами в эксплуатации. Поэтому целесообразнее шунтировать вторичную обмотку трансформатора [3], как показано на рис. 10.33.

Из схемы ясно, что $i_{т2} = i_o + i_{ш2}$. На векторной диаграмме показано изменение величины и направления тока i_o при различных шунтиру-

ющих сопротивлениях. Если $Z_{ш2}$ активное, то $i'_{ш2}$ совпадает по фазе с напряжением вторичной обмотки \dot{U}_2 , в результате чего в обратном проводе получается ток i'_o , сдвинутый относительно тока i'_k на угол ψ' . При $Z_{ш2}$ индуктивном $i''_{ш2}$ отстает от напряжения \dot{U}_2 на 90° и в обратном проводе — ток i''_o при величине угла ψ'' . Если же $Z_{ш2}$ емкостное, то $i'''_{ш2}$ опережает напряжение \dot{U}_2 на 90° , тогда в обратном проводе будет ток i'''_o при величине угла ψ''' . Выбирая шунтирующее сопротивление и коэффициент трансформации, можно получить нужную величину и направление тока в обратном проводе, при котором влияние на смежную линию будет наименьшим. При этом надо учитывать, что при шунтировании активным и особенно емкостным сопротивлением защитное действие от мешающих влияний ухудшается. Это объясняется тем, что токи высших гармоник будут замыкаться в основном через сравнительно малое сопротивление шунта, поскольку индуктивное сопротивление обратного провода при повышении частоты возрастает.

Исследования [14] показали, что повысить защитное действие можно также и уменьшением коэффициента трансформации ($k = w_1/w_2$) отсасывающих трансформаторов (до $k = 0,8$) без шунтирования их обмоток. Это ведет к уменьшению тока в обратном проводе и исключению или снижению «перекомпенсации», возникающей при $k = 1$, при расположении смежной линии со стороны обратного провода и сравнительно малой ширине сближения, т. е. при $z_{oc} > z_{kc}$ (см. рис. 10.30). Такая мера оказывается эффективной и для произвольного расположения смежной линии при параллельном соединении проводов контактной сети путей на двухпутном участке. Для получения аналогичного результата предложено также чередование участков тяговой сети с отсасывающими трансформаторами и без них.

Основными недостатками рассмотренного способа снижения влияний являются значительная стоимость и расход цветных металлов (так как обмотки и обратный провод должны пропускать полный тяговый ток), а также возрастание сопротивления тяговой сети, увеличение потерь напряжения и энергии. Поэтому применение отсасывающих трансформаторов целесообразно (при достаточном технико-экономическом обосновании) только в особых случаях, когда возникает необходимость и оказывается возможным сохранить существующие дорогостоящие устройства связи, находящиеся в зоне влияния электрифицируе-

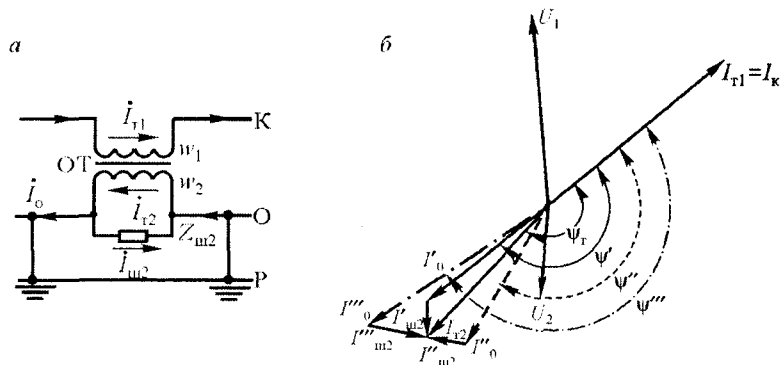


Рис. 10.33. Улучшение защитного действия отсасывающего трансформатора шунтированием его вторичной обмотки: а — схема; б — векторная диаграмма

мой железной дороги: магистральный кабель без специальной защитной оболочки, разветвленную кабельную и воздушную сети крупных узлов, а также ограничить влияния на различные сооружения: трубопроводы, контактную сеть городского транспорта, электрические сети низкого напряжения и т. п.

Отсасывающие трансформаторы применяются как за рубежом (Швеция, Англия, Япония), так и на ряде участков железных дорог России (у нас — только с обратным проводом). Имеются три типа однофазных с естественным масляным охлаждением отсасывающих трансформаторов: ОМО-320/20 с медными обмотками на номинальную мощность $S_n = 105 \text{ кВ} \cdot \text{А}$, ОМО-320/20А и ОМО-800/20А с алюминиевыми обмотками, $S_n = 75$ и $225 \text{ кВ} \cdot \text{А}$. Обратный провод — алюминиевый А-185 или А-150. Если применить вместо одного провода два АС-95 или три АС-70, то сопротивление обратного провода уменьшится вследствие эффекта расщепления фазы.

Отсасывающие трансформаторы устанавливают либо в специальных будках, либо на опорах контактной сети.

Методика определения необходимой мощности отсасывающих трансформаторов, сопротивления тяговой сети при их применении, а также способы улучшения энергетических показателей такой тяговой сети приведены в [14].

Применение значительных, более 3 км, расстояний между отсасывающими трансформаторами вследствие очень быстрого уменьшения при этом тока в рельсах, а также вследствие возникновения опасных напряжений в местах подключения вторичных обмоток отсасывающих трансформаторов, оказалось нерациональным.

На электрифицированных железных дорогах Швеции расстояния между отсасывающими трансформаторами приняты равными 1,4 и 2,8 км.

Большое компенсирующее действие отсасывающих трансформаторов при токах основной частоты позволяет считать применение их — эффективным мероприятием по борьбе с опасным электромагнитным влиянием электрических ж. д. переменного тока. Вместе с тем применение отсасывающих трансформаторов имеет ряд недостатков:

1) установка их требует большой затраты цветных металлов и денежных средств,

2) пункты включения трансформаторов являются слабыми местами контактной сети.

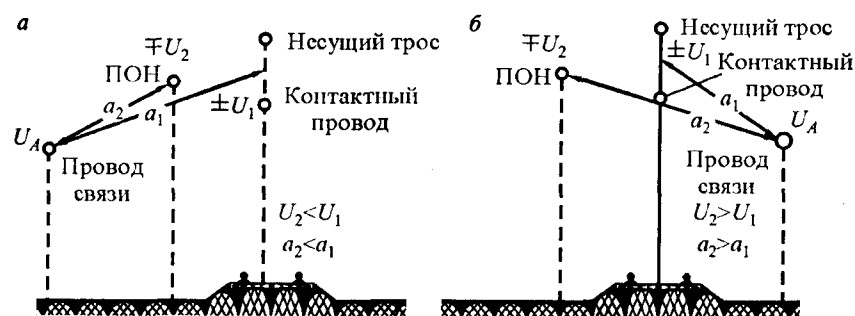


Рис. 10.34. Взаимное расположение несущего троса, контактного провода и провода обратного напряжения (ПОН)

Провод обратного напряжения (рис. 10.34) применяется на контактных сетях электрифицированных ж. д. однофазного тока с рабочим напряжением 25 кВ тогда, когда воздушная линия связи расположена от полотна электрифицированной ж. д. на расстоянии не более 50 м, так как при таком сближении на проводах связи вследствие электрического влияния возникают величины потенциалов, опасные как для обслуживающего персонала, так и для аппаратуры связи.

На рис. 10.35 приведены построенные на основании расчетов кривые изменения индуктированных в проводах связи потенциалов U_A' в зависимости от расстояния a между контактной сетью и воздушной линией связи при напряжении в контактной сети $U_1 = 25 \text{ кВ}$.

Как видно из этих кривых, потенциалы в проводах связи при расстоянии между контактной сетью и воздушной линией связи, равном приблизительно 10 м, могут достигать на однопутных участках 1800 В и на двухпутных участках 2200 В. Указанные зависимости имеют резко спадающий характер. Поэтому при расстоянии a , равном приблизительно 70—80 м, величина потенциалов в проводах воздушной линии связи становится равной допустимой (60 В), а при расстоянии a , равном примерно 140 м, не превышает 20 В.

Одна из принципиальных схем включения провода обратного напряжения (ПОН) приведена на рис. 10.28.

Практически расстояния между контактной сетью и проводом связи и между проводом связи и проводом обратного напряжения неодинаковы, и поэтому для уравнивания влияний ПОН и контактного про-

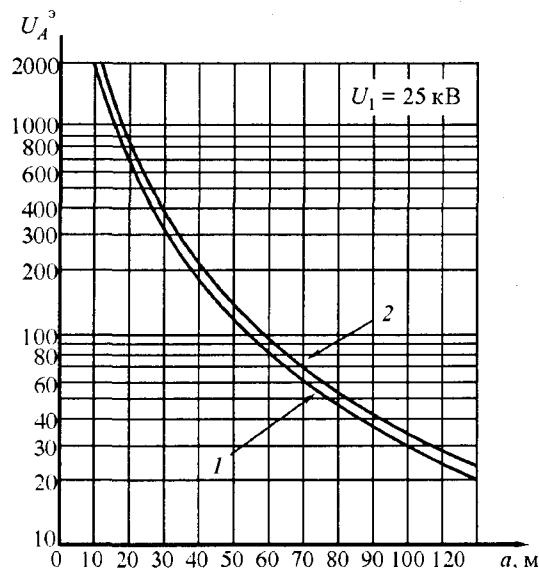


Рис. 10.35. Кривые изменения потенциалов U_A^3 в проводах связи в зависимости от расстояния a между контактной сетью и воздушной линией связи при напряжении в контактной сети $U_1 = 25$ кВ: 1 — однопутная ж.д., 2 — двухпутная ж.д.

вода необходимо, чтобы напряжения U_1 и U_2 отличались друг от друга. Это достигается регулировкой напряжения путем изменения числа витков обмоток трансформаторов.

Кроме схемы, приведенной на рис. 10.28, может быть применена более простая схема без трансформаторов ТОН. В этом случае в силовом трансформаторе Тр должна быть предусмотрена третья обмотка, рассчитанная на малую мощность, один из концов которой должен быть соединен с проводом обратного напряжения, а другой — с рельсами.

Отсасывающие трансформаторы уменьшают только магнитное влияние. Если с их помощью добиться такого снижения магнитного влияния на воздушную смежную линию, что последняя может быть расположена на расстоянии от контактной сети меньше 100 м, то возникает необходимость в защите линии связи от электрического влияния. Эта защита достигается подвешенным на опорах контактной сети проводом обратного напряжения ПОН (стальной провод диаметром порядка 5 мм), в который от специального трансформатора ТОН на подстанции подается напряжение, сдвинутое на угол, близкий к 180° , по отношению к напряжению в тяговой сети (см. рис. 10.28, а). В результате этого электрические влияния от контактной сети и провода

обратного напряжения на смежную линию в известной мере взаимно компенсируются. Однако снижение до такой степени опасных и мешающих магнитных влияний на воздушную линию отсасывающими трансформаторами затруднительно и требует слишком больших затрат (увеличения числа трансформаторов). Кабельные же линии не подвержены электрическому влиянию. Поэтому вопрос о применении провода обратного напряжения практически отпал.

10.3.2. Краткая методика расчета защитного действия отсасывающих трансформаторов

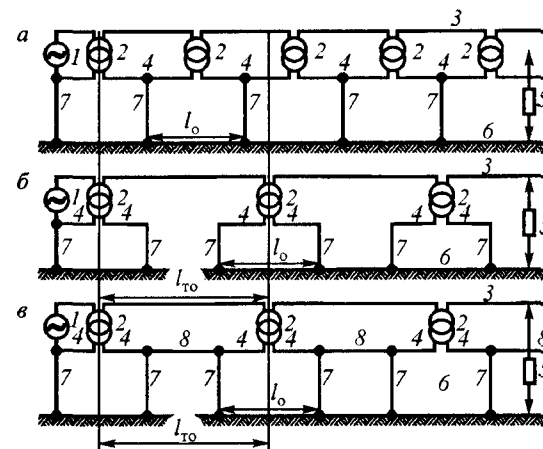
В общем случае при системе с отсасывающими трансформаторами и обратным проводом коэффициент защитного действия определяется по формуле [2]:

$$s_{\tau} = \frac{V_{об} V_z}{N} \sqrt{\left[\frac{l_0}{l_{то}} \sum_{q=1}^N A_q + \sum_{q=1}^N B_q + \left(1 - \frac{l_0}{l_{то}} \right) C_q \right]^2 + \left(\frac{l_0}{l_{то}} \sum_{q=1}^N D_q \right)^2}. \quad (10.23)$$

Эта формула справедлива для чередующейся системы отсасывающих трансформаторов (рис 10.36, б и в).

Выбор наибольшего расстояния между отсасывающими трансформаторами, при котором может быть получена требуемая степень

Рис. 10.36. Схемы тяговой сети при сплошной (а) и чередующейся (б и в) установке отсасывающих трансформаторов: 1 — тяговая подстанция; 2 — отсасывающий трансформатор; 3 — контактная сеть; 4 — обратный провод; 5 — электровоз; 6 — рельсовая сеть; 7 — перемычка; 8 — экранирующий провод



снижения индуктированного напряжения, производят путем подстановки в расчетные формулы возможных значений l_0 и $l_{\text{ТО}}$.

При сплошной установке трансформаторов (рис. 10.36, а) следует принимать $l_0 = l_{\text{ТО}}$.

В формуле (10.23): N — количество электрифицированных путей железной дороги; $v_{\text{об}}$ — коэффициент, учитывающий изменение экранирующего действия оболочки кабеля при снижении индуктированной в ней эдс отсасывающими трансформаторами:

$$v_{\text{об}} = \frac{s_{\text{обТ}}}{s_{\text{об}}}, \quad (10.24)$$

где $s_{\text{обТ}}$ — коэффициент экранирующего действия оболочки кабеля при установке отсасывающих трансформаторов; $s_{\text{об}}$ — то же без них.

Используя кривую $s_{\text{об}} = f(U_{\text{об}})$, строят зависимость $U_{\text{об}} s_{\text{об}} = f(U_{\text{об}})$ для кабеля рассматриваемого типа.

Напряжение в жиле кабеля при наличии отсасывающих трансформаторов

$$U_{\text{г}}^{\text{м}} = \frac{U_{\text{об}} s_{\text{обТ}}}{K_{\phi}}. \quad (10.25)$$

При условии $U_{\text{г}}^{\text{м}} = U_{\text{н}}$

$$U_{\text{обТ}} s_{\text{обТ}} = \frac{U_{\text{н}} K_{\phi}}{l_1}, \quad (10.26)$$

где $U_{\text{н}}$ — допустимое опасное напряжение относительно земли для провода связи, В.

По формуле (10.26) рассчитывают $U_{\text{обТ}} s_{\text{обТ}}$. Используя зависимость рис. 10.37, а по найденному значению $U_{\text{обТ}} s_{\text{обТ}}$ определяют $U_{\text{обТ}}$, а затем соответствующее ему значение $s_{\text{обТ}}$.

Для воздушной линии связи следует принимать $v_{\text{об}} = 1$.

Коэффициент v_z показывает изменение влияющего тока при установке отсасывающих трансформаторов:

$$v_z = \frac{I_{\text{ЭКВТ}}}{I_{\text{ЭКВ}}}, \quad (10.27)$$

где $I_{\text{ЭКВТ}}$ — эквивалентный влияющий ток в тяговой сети при установке отсасывающих трансформаторов, А; $I_{\text{ЭКВ}}$ — то же без них, А.

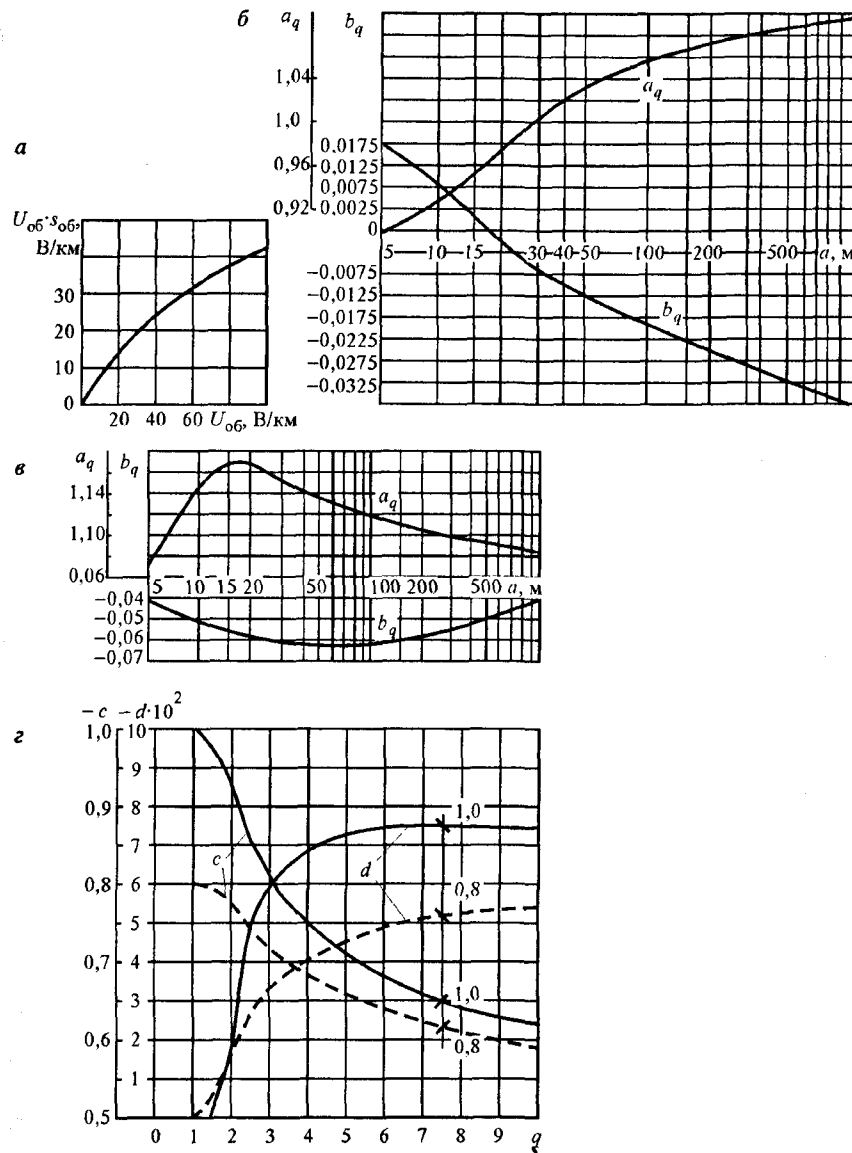


Рис. 10.37. К расчету экранирующего действия отсасывающих трансформаторов

Сопротивления тяговой сети с отсасывающими трансформаторами приведены в табл. 10.7.

В режиме короткого замыкания

$$v_z = \frac{I_{кз\tau}}{I_{кз}}, \quad (10.28)$$

где $I_{кз\tau}$ — расчетный ток короткого замыкания в тяговой сети при установке отсасывающих трансформаторов, А.

Таблица 10.7

Сопротивления тяговой сети одного пути с отсасывающими трансформаторами (ОТ) и обратным проводом (частота 50 Гц), Ом/км

Тип контактной подвески	Обратный провод	Коэффициент трансформации ОТ	$R_{от}$	$X_{от}$	$Z_{от}$	$Z'_{от}$
ПБСМ-70+МФ-100	А-185	1,0	0,35 (0,28)	0,78 (0,66)	0,86 (0,71)	0,73 (0,61)
		0,8	0,29	0,64	0,70	0,60
ПБСМ-95+МФ-100	А-185	1,0	0,34 (0,27)	0,77 (0,64)	0,85 (0,70)	0,72 (0,59)
		0,8	0,28	0,63	0,69	0,58
ПБСМ-70+МФ-100	2А-120	1,0	0,31 (0,25)	0,59 (0,49)	0,66 (0,55)	0,57 (0,47)
		0,8	0,26	0,48	0,54	0,47
ПБСМ-95+МФ-100	2А-120	1,0	0,30 (0,24)	0,58 (0,48)	0,65 (0,54)	0,56 (0,46)
		0,8	0,25	0,47	0,53	0,46

Примечание. В скобках приведены значения сопротивлений при чередующейся установке трансформаторов; значения без скобок соответствуют сплошной установке трансформаторов. При чередующейся установке зоны трансформаторов равны 60% длины участка.

Коэффициент экранирующего действия проводов s_{Π} между зонами соседних отсасывающих трансформаторов для схем на рис. 10.36, а и б, равен 1 (такие провода отсутствуют) и 0,6 для схемы рис. 10.36, в.

Для q -го пути железной дороги величины, входящие в формулу (10.23), определяются по выражениям:

$$A_q = 1 + a_q c_q - b_q d_q,$$

$$B_q = v_{тq} v_m v_p l_o / 4 l_z,$$

$$D_q = a_q d_q + b_q c_q.$$

Значения a_q и b_q определяются шириной сближения коммуникации и расположением ее относительно контактной сети и обратного провода q -го пути. Их следует определять по кривым, представленным на рис. 10.37 [5].

В режиме плавки гололеда, а также для фидерных линий $B_q = 0$. В том случае, когда обратный провод или коммуникация на длине сближения несколько раз меняет расположение, определяют эквивалентные величины:

$$A_{\Sigma q} = \frac{1}{l_z} \sum_{i=1}^n A_{iq} l_{iq}; \quad D_{\Sigma q} = \frac{1}{l_z} \sum_{i=1}^n D_{iq} l_{iq},$$

где n — общее число участков с разными положениями проводов на длине сближения l_z ; A_{iq} , D_{iq} — значения величин, соответствующие i -му положению на длине l_{iq} .

Величины c_q и d_q характеризуют изменение соотношения токов контактной сети и обратного провода в зависимости от нагрузки отсасывающих трансформаторов. При их рабочей нагрузке (нормальный и вынужденный режимы работы тяговой сети) следует принимать $c_q = -n_q$ и $d_q = 0$, где n_q — коэффициент трансформации отсасывающих трансформаторов (по току).

На рис. 10.37, а приведены зависимости $U_{об} s_{об} = f(U_{об})$ для кабеля связи со свинцовой оболочкой, бронированного двумя стальными лентами. Зависимости величин a_q и b_q для однопутного участка от ширины сближения приведены на рис. 10.37, б при расположении линии связи со стороны контактной сети и на рис. 10.37, в — при расположении линии связи со стороны обратного провода.

В режиме к. з. значения c_q и d_q выбирают по кривым рис. 10.37, z в зависимости от перегрузки a_q отсасывающих трансформаторов, причем

$$a_q = I_{\text{кзт}q} / I_{\text{рт}q},$$

где $I_{\text{кзт}q}$ — расчетный ток при к. з. для одного q -го пути, А; $I_{\text{рт}q}$ — наибольший рабочий ток отсасывающего трансформатора, А.

Коэффициент $v_{\text{т}q}$ зависит от расположения электровазов в зонах отсасывающих трансформаторов. При влиянии системы «контактная сеть — рельсы» $v_{\text{т}q} = 1$, а при влиянии системы «обратный провод — рельсы»

$$v_{\text{т}q} = 1,1c_q.$$

Коэффициент v_m характеризует зависимость коэффициента защитного действия отсасывающих трансформаторов от длины сближения коммуникации l_s , ее расположения относительно тяговой подстанции и от количества электровазов m на длине межподстанционной зоны $l_{\text{т}}$.

Для рабочего режима при $l_s \leq l_{\text{т}}/m$

$$v_m = \frac{2l_{\text{т}}}{2l_{\text{т}} + (m-1)[2(l_{\text{т}} - l_{\text{н}}) - l_s]}, \quad (10.29)$$

при $l_s \geq l_{\text{т}}/m$
$$v_m = \frac{2ml_{\text{т}}}{2l_{\text{т}} + (m-1)[2(l_{\text{т}} - l_{\text{н}}) - l_s]}. \quad (10.30)$$

В режиме к. з. следует принимать $v_m = 2$.

Коэффициент v_p характеризует зависимость экранирующего действия рельсов от числа путей; для однопутного участка он равен 1,0, для двухпутного 1,1, для многопутного 1,4 [2].

В качестве расчетного значения $s_{\text{т}}$ следует принимать оптимальное значение, полученное при условии варьирования l_o и $l_{\text{от}}$ и $v_{\text{т}q} = v_{\text{т}kq}$ или $v_{\text{т}q} = v_{\text{т}oq}$. Для определения коэффициента защитного действия отсасывающих трансформаторов при расчете мешающих влияний пользуются формулой (10.23), принимая $v_{\text{об}} = v_z = v_m = 1$ и $d_q = 0$.

10.4. Защиты от электромагнитного влияния трехфазных линий электропередач

10.4.1. Уменьшение остаточного напряжения на линиях электропередач

Для снижения мешающих напряжений и токов, возникающих в цепях связи от влияния линий высокого напряжения, необходимо уменьшать остаточное напряжение трехфазных влияющих линий электропередач (ЛЭП).

Теоретически и экспериментально доказано [4, 11, 44—46], что величина остаточного напряжения на ЛЭП трехфазной системы зависит:

- 1) от высоты подвеса проводов над землей,
- 2) от взаимного расположения проводов,
- 3) от расположения заземленных проводов (тросов),
- 4) от размеров проводов,
- 5) от состояния изоляции проводов.

Иными словами, остаточное напряжение зависит: от емкости каждого провода по отношению к земле и от емкостей каждого из проводов линии по отношению к остальным проводам.

Можно доказать, что у трехфазной ЛЭП с изолированной нейтралью величина остаточного напряжения

$$U_o = \frac{3(C_{11} - C_{22}) + j\sqrt{3}(C_{11} + C_{22} - 2C_{33})}{2(C_{11} + C_{22} + C_{33})} U_{\text{л}}, \quad (10.31)$$

где $U_{\text{л}}$ — линейное напряжение ЛЭП; C_{11} , C_{22} , C_{33} — полные емкости каждого провода ЛЭП, определяемые из уравнений:

$$C_{11} = k_{11} + k_{12} + k_{13},$$

$$C_{22} = k_{22} + k_{12} + k_{23},$$

$$C_{33} = k_{33} + k_{13} + k_{23},$$

где k_{11} , k_{12} , ..., k_{33} — частичные емкости.

Емкостные сопротивления по отношению к земле проводов нескрещенной многопроводной ЛЭП обычно не равны между собой, что является важным фактором при определении остаточного напряжения в цепи трехфазной системы с изолированной нейтралью.

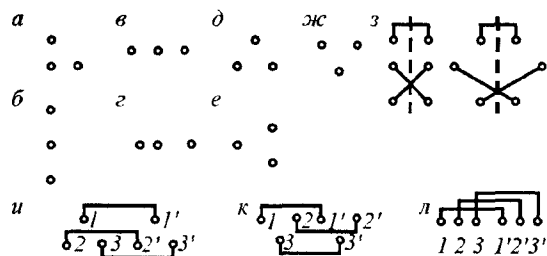


Рис. 10.38. Конфигурации расположения проводов трехфазной ЛЭП

Ниже приведены значения коэффициентов неуравновешенности $\theta = \frac{U_o}{U_n} \cdot 100\%$, характеризующих неуравновешенность трехфазной системы, а следовательно, и величину остаточного напряжения в зависимости от различных положений проводов на опорах (рис. 10.38).

На ЛЭП с одной цепью: для вертикального расположения проводов коэффициент $\theta = 6 \dots 11\%$, горизонтального симметричного — $5 \dots 9\%$, горизонтального асимметричного — $7 \dots 11\%$, для треугольной конфигурации (треугольник прямоугольный) — $0,5 \dots 4\%$, треугольной с горизонтальным основанием — $0 \dots 8\%$, треугольной с вертикальным основанием — $0,5 \dots 9\%$, треугольной с перевернутым основанием — $4 \dots 7\%$. Как видим, коэффициенты неуравновешенности симметричных горизонтальных и вертикальных конфигураций в несколько раз больше соответствующих коэффициентов неуравновешенности при треугольном расположении проводов.

На линиях с двумя цепями соединяют обе цепи друг с другом так, чтобы их неуравновешенности в результате дали бы величину меньшую, чем неуравновешенности отдельных цепей.

Известно, что максимальная неуравновешенность у двух цепей получается тогда, когда проводники, симметрично расположенные по отношению к промежуточной вертикальной плоскости, имеют общий потенциал. Следовательно, такого расположения проводов следует избегать.

Для двухцепных ЛЭП с вертикальной конфигурацией расположения проводов минимум результирующей неуравновешенности достигается в том случае, когда верхние проводники двух цепей имеют общий потенциал, а средний провод одной цепи имеет общий потенциал с нижним проводом другой цепи.

Для двухцепных ЛЭП с треугольной или горизонтальной конфигурацией проводов минимум результирующей неуравновешенности достигается тогда, когда симметричные относительно оси (опоры) проводники имеют одинаковый потенциал.

При расположении проводов двухцепных линий электропередачи с горизонтальной конфигурацией величина результирующей неуравновешенности получается примерно такая же, как и в одноцепной линии с треугольной конфигурацией расположения проводов, в то время как при расположении проводов двухцепных линий электропередачи с треугольной конфигурацией обычно получают более значительные неуравновешенности.

Подробные сведения о величинах остаточных напряжений для различных конфигураций расположения проводов на двухцепных ЛЭП имеются в литературе [4].

Когда на линиях электропередачи требуется устройство заземленных тросов, то необходимы специальные расчеты для определения наилучшего их расположения.

Электростатическая индукция линии электропередачи на провода связи будет зависеть от размещения проводов линии электропередачи и от расстояния последней от линии связи. Кроме того, для линий электропередачи одного и того же типа указанная индукция возрастает с увеличением расстояния между проводами линии электропередачи.

Для уменьшения остаточных составляющих напряжения и тока производят транспозицию проводов линии электропередачи. Остаточное напряжение ЛЭП будет равно нулю, если кажущиеся сопротивления каждого ее провода по отношению к земле и к другим проводам будут равны между собой.

Применяя транспозицию проводов линии электропередачи, можно достигнуть:

- 1) симметрии напряжений по отношению к земле в фазовых проводах линии электропередачи с изолированной нейтралью;
- 2) уравнивания кажущихся сопротивлений всех трех фазовых проводов линии электропередачи;
- 3) уравнивания электрических и магнитных полей фазовых проводов линии электропередачи.

Транспозиция должна быть выполнена так, чтобы каждый провод ЛЭП в определенной последовательности изменял свое положение на

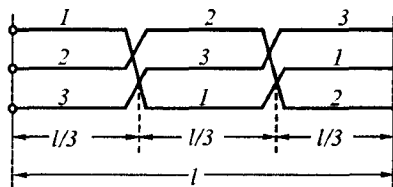


Рис. 10.39. Цикл транспозиции проводов трехфазной ЛЭП

длине/по отношению к другим проводам, как это показано на рис. 10.39.

Протяжение, на котором каждый провод дважды меняет свое место, называется длиной полного цикла транспозиции. Расстояние между двумя соседними пунктами изменения расположения проводов ЛЭП называется шагом транспозиции.

Если пренебречь затуханием электромагнитной волны и сдвигом ее фазы вдоль провода, то для получения минимального остаточного напряжения потребовалось бы осуществить на линии электропередачи только один цикл транспозиции. Однако при определении остаточного эквивалентного мешающего напряжения (с частотой 800 Гц) нельзя не учитывать, что напряжения каждого провода по отношению к земле U_1 , U_2 и U_3 будут различны по длине провода как по величине, так и по фазе.

Для данного случая формула (10.31) примет вид

$$U_{\text{ост}} = \frac{3(C_{11} - C_{22}) + j\sqrt{3}(C_{11} + C_{22} - 2C_{33})}{2(C_{11} + C_{22} + C_{33})} U_{13}, \quad (10.32)$$

Очевидно, что эта формула для подсчета остаточного эквивалентного мешающего напряжения будет действительна только для того участка линии электропередачи, на длине которого напряжения U_1 , U_2 и U_3 можно с достаточным приближением принять за постоянные величины. Длина указанного участка для эквивалентной частоты в 800 Гц согласно статистическим измерениям равна 8 км.

Имея в виду, что частая транспозиция ослабляет механическую прочность линии электропередачи и удорожает ее, рекомендуется [3, 4] производить транспозицию проводов ЛЭП через каждые 16 км (полный цикл транспозиции 48 км) и через 24 км (цикл транспозиции 72 км).

Если подсчитать кажущееся сопротивление каждой фазы линии электропередачи, например, для случая горизонтального расположения проводов при длине этой линии в 36 км и при расстоянии между проводами в 4 м, то при отсутствии транспозиции проводов ЛЭП относительная величина разности их кажущихся сопротивлений достигает 3,4 %. При транспозиции проводов ЛЭП эта величина снижается до 0,15 %.

При выводе формул для определения коэффициента снижения влияния при транспозиции линии электропередачи с уравновешенным напряжением пренебрегают [4] затуханием и углом сдвига фаз. Тогда составляющие уравновешенного напряжения выражаются уравнениями:

$$\begin{aligned} U_1 &= Ue^{j(\omega t - \varphi)}, \\ U_2 &= U_1 p, \\ U_3 &= U_1 p^2, \end{aligned} \quad (10.33)$$

$$\text{где } p = e^{j\frac{2}{3}\pi}, \quad p^2 = e^{j\frac{4}{3}\pi}, \quad p^3 = e^{j2\pi} = \cos 2\pi + j \sin 2\pi = 1.$$

Умножение U_1 на p соответствует вращению вектора напряжения на 120° , а умножение U_1 на p^2 — вращению вектора на 240° . Известно, что для трехфазной системы $p + p^2 + p^3 = p + p^2 + 1 = 0$. Тогда, если сложим уравнения (10.33), то получим $U_1 + U_2 + U_3 = U(p + p^2 + p^3) = 0$.

Рассмотрим какую-либо конфигурацию расположения проводов ЛЭП на опоре, например треугольную. Здесь можно получить шесть различных случаев расположения фазовых проводов (рис 10.40):

$$\begin{aligned} 1 &— U_1 U_2 U_3; & 2 &— U_2 U_3 U_1; & 3 &— U_3 U_1 U_2; \\ 4 &— U_1 U_3 U_2; & 5 &— U_2 U_1 U_3; & 6 &— U_3 U_2 U_1. \end{aligned}$$

Для первого случая расположения проводов ЛЭП электрическое влияние ее на цепи связи может быть выражено комплексным числом

$$A = (a_1 U_1 + a_2 U_2 + a_3 U_3) \frac{l}{3}, \quad (10.34)$$

где a_1 , a_2 , a_3 — комплексные постоянные, соответствующие расположению проводов в первом случае; $l/3$ — длина участка в этом расположении проводов.

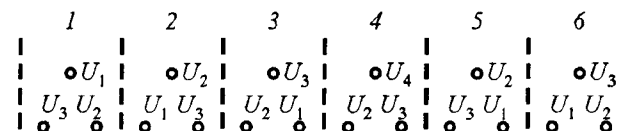


Рис. 10.40. Расположение проводов трехфазной ЛЭП на каждом шаге транспозиции

Для второго случая расположения проводов ЛЭП влияние ее на цепи связи определится по формуле

$$B = (a_1 U_2 + a_2 U_3 + a_3 U_1) \frac{l}{3}. \quad (10.35)$$

Для третьего случая расположения проводов

$$C = (a_1 U_3 + a_2 U_1 + a_3 U_2) \frac{l}{3}. \quad (10.36)$$

По таким же формулам можно вычислить электрическое влияние ЛЭП на цепи связи для остальных случаев расположения проводов — четвертого, пятого и шестого:

$$A' = (a_1 U_1 + a_2 U_3 + a_3 U_2) \frac{l}{3}, \quad (10.37)$$

$$B' = (a_1 U_2 + a_2 U_1 + a_3 U_3) \frac{l}{3}, \quad (10.38)$$

$$C' = (a_1 U_3 + a_2 U_2 + a_3 U_1) \frac{l}{3}. \quad (10.39)$$

Если $a_1 = a_2 = a_3 = a$, то величины влияния ЛЭП на первом, втором и третьем шагах полного цикла транспозиции равны между собой, но сдвинуты по отношению друг к другу на 120° . Поэтому электрическое влияние всего полного цикла транспозиции трехфазной линии равно нулю:

$$\begin{aligned} A + B + C &= a(U_1 + U_2 + U_3) \frac{l}{3} + a(U_2 + U_3 + U_1) \frac{l}{3} + \\ &+ a(U_3 + U_1 + U_2) \frac{l}{3} = A(p + p^2 + p^3) = 0. \end{aligned}$$

Для четвертого, пятого и шестого случаев расположения проводов ЛЭП (следующий цикл транспозиции) также имеем

$$A' + B' + C' = A'(p + p^2 + p^3) = 0.$$

При определении магнитного влияния уравновешенных (равных) токов в проводах ЛЭП поступают точно так же, применяя формулы,

аналогичные формулам (10.34) — (10.39), с заменой в них величин U_1, U_2, U_3 соответствующими величинами токов.

Иными словами, влияние сбалансированных напряжения и тока высоковольтной трехфазной линии на длине полного цикла транспозиции проводов при параллельном сближении не будет сказываться на проводах связи, если фазовые напряжения и токи проводов равны между собой и сдвинуты на 120° по отношению друг к другу.

Иное положение будет при затухании и сдвиге фазы напряжения или тока вдоль провода ЛЭП. Затухание электромагнитной волны по сравнению со сдвигом фаз токов и напряжений мало влияет на неуравновешенность трехфазной линии, а поэтому далее рассмотрим влияние на неуравновешенность только второго фактора (сдвига фаз).

Вектор напряжения U_1 на длине шага транспозиции $l/3$ имеет сдвиг фазы на угол φ . Этот сдвиг фазы определяется, как известно, по формуле

$$\varphi = \frac{2\pi fl}{3v},$$

так как время движения волны на длине шага транспозиции $l/3$ равно $t = l/3v$, где v — скорость распространения электромагнитной волны.

Если обозначить угол сдвига фаз на длине первого километра через $\alpha = 2\pi f/v$, то угол, приходящийся на длину шага транспозиции, будет

$$\varphi = \alpha l/3 \text{ в радианах или } \varphi = \frac{360 fl}{3v} = \frac{360 f}{2\pi f} \cdot \alpha \frac{l}{3} \text{ в градусах.}$$

Если в начале первого шага транспозиции имеем фазовые напряжения U_1, U_2, U_3 , то в начале второго шага эти напряжения окажутся сдвинутыми по фазе на угол φ и поэтому выразятся величинами $U_1 \delta, U_2 \delta, U_3 \delta$, где $\delta = e^{j\varphi}$.

В начале третьего шага транспозиции фазовые напряжения будут соответственно равны $U_1 \delta^2, U_2 \delta^2, U_3 \delta^2$.

Следовательно, если принять во внимание сдвиг фаз напряжения вдоль проводов, то электрическое влияние на цепи связи на длине трех шагов транспозиции не получится равным нулю [4]:

$$M = A(-p - p^2 + p\delta + p^2 \delta^2) = Ap(\delta - 1)(p\delta - p^2). \quad (10.40)$$

Из этой формулы видим, что влияние M пропорционально величине $\delta - 1$, которая приближается к нулю вместе с углом φ .

Если ЛЭП имеет несколько циклов транспозиции с указанным выше порядком перемещения проводов, то общее воздействие всех этих циклов транспозиции на цепи связи определится по формуле

$$M + M\delta^3 + M\delta^6 + \dots = M(1 + \delta^3 + \delta^6 + \dots). \quad (10.41).$$

Так как величина δ мало отличается от единицы, то указанное воздействие при трех полных циклах транспозиции будет приблизительно равно $3M$. Посмотрим, нельзя ли так изменить порядок размещения проводов ЛЭП, чтобы значительно уменьшить общее воздействие трех циклов транспозиции на цепи связи.

Пусть на первом цикле транспозиции проводов ЛЭП имеем следующее расположение этих проводов (в соответствии с обозначением их потенциалов на рис. 10.40: $U_1 U_2 U_3$; $U_2 U_3 U_1$; $U_3 U_1 U_2$ и пусть влияние этого цикла транспозиции на провода связи характеризуется величиной M . Для того чтобы на втором цикле транспозиции это влияние было пропорционально величине $Mp^2\delta^3$, провода ЛЭП должны быть расположены в следующем порядке: $U_3 U_1 U_2$; $U_1 U_2 U_3$; $U_2 U_3 U_1$. Далее, чтобы на третьем цикле транспозиции получить влияние, пропорциональное величине $Mp\delta^6$, провода ЛЭП должны быть расположены в следующем порядке: $U_2 U_3 U_1$; $U_3 U_1 U_2$; $U_1 U_2 U_3$. Тогда результирующее влияние на длине всех трех циклов транспозиции будет характеризоваться выражением $M(1 + p^2\delta^3 + p\delta^6)$. Так как умножение на δ^3 и δ^6 означает вращение соответствующих векторов на углы 3φ и 6φ , то величина в скобках $p^2\delta^3 + p\delta^6$ в этом выражении будет мало отличаться от нуля. Поэтому, если не сделать транспозиции проводов в пунктах встречи двух циклов (линии AA' и BB' на рис. 10.41, а), то получится наименьшее влияние. Таким образом, величина $M(p^2\delta^3 + p\delta^6)$

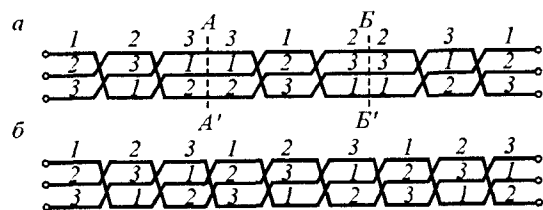


Рис. 10.41. Варианты схемы транспозиции проводов одноцепных трехфазных ЛЭП

будет близка к нулю при следующем расположении проводов: $U_1 U_2 U_3$; $U_2 U_3 U_1$; $U_3 U_1 U_2$ (рис. 10.41, б).

Например, неуравновешенность трехфазной линии длиной в 40 км при четырех циклах транспозиции, осуществленных по схеме рис. 10.41, а, уменьшается почти в 6 раз по сравнению с транспозицией, осуществленной по схеме рис. 10.41, б.

10.4.2. Сглаживающие устройства, включаемые в ЛЭП переменного тока

Одним из наиболее распространенных способов снижения мешающих электромагнитных влияний линий электропередачи на цепи линий связи является транспозиция проводов [4]. Она служит для уравнивания электрических параметров фаз воздушных линий электропередачи. Однако выполненная по правилам транспозиция не может полностью ликвидировать помехи в протяженных слаботочных устройствах от продольных линий электропередачи (особенно при наличии резонансных условий в них). Кроме того, транспозиция ни в коей мере не влияет на снижение помех от токов нулевой последовательности. Исследования [46] показали, что в линиях электропередачи с изолированной нейтралью токи нулевой последовательности протекают не только при замыкании одной из фаз на землю, но и в нормальных режимах работы. В большинстве случаев токи нулевой последовательности определяют мешающее влияние линий продольного электроснабжения на воздушные линии связи и цепи железнодорожной автоматики.

Другим не менее важным способом снижения помех в смежных линиях от электромагнитного влияния линий продольного электроснабжения и трехфазных ЛЭП, питающих электрифицированные железные дороги постоянного тока, является переход на тяговых подстанциях с 6-пульсовых на 12- и 24-пульсовые выпрямители [12, 50]. Применение многопульсовых выпрямителей снизит уровень высших гармонических, генерируемых тяговыми преобразователями в первичную сеть и, как следствие, снизит помехи в смежных устройствах от трехфазных ЛЭП. Однако многопульсовые преобразователи в ряде случаев не могут гарантировать требуемый уровень качества электроэнергии в продольных линиях электропередачи и требуемые уровни помех в линиях связи и железнодорожной автоматики. Кроме того, процесс внедрения 12- и 24-пульсовых преобразователей на железных дорогах

России находится пока еще на начальной стадии. Большая же часть подстанций оборудована 6-пульсовыми выпрямителями.

Из всего сказанного можно сделать вывод, что наряду с применением вышеперечисленных мероприятий необходима разработка и использование специальных фильтров в трехфазных линиях с целью достижения требуемого уровня электромагнитной совместимости высоковольтных продольных линий с цепями связи и железнодорожной

автоматики и повышения качества электроэнергии в линиях продольного электроснабжения.

Эти фильтрующие (сглаживающие) устройства включаются (рис. 10.42) со стороны трехфазных линий электропередачи на питаемых подстанциях (тяговых или выпрямительных для ЛЭП постоянного тока). Они представляют собой, как правило, резонансные контуры, настроенные на наиболее опасные гармоники.

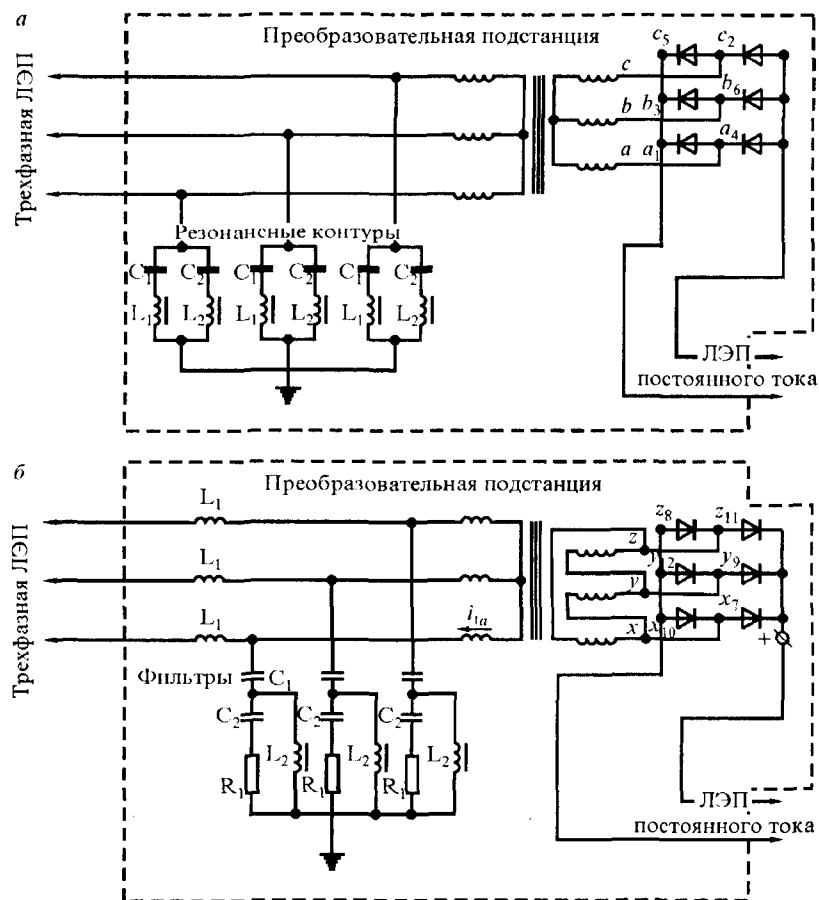


Рис. 10.42. Схема включения сглаживающих устройств в трехфазные ЛЭП

Выбор схемы фильтра, включаемого в трехфазную продольную ЛЭП. При выборе схемы фильтра, включаемого в трехфазную продольную ЛЭП, необходимо рассматривать некоторые основные требования, которым должно соответствовать устройство, обеспечивающее минимум искажений в кривой напряжения продольной линии:

во-первых, фильтр должен обладать сглаживающими характеристиками, которые обеспечивали бы нормируемые уровни высших гармонических тока и напряжения на его выходе, т. е. в трехфазной ЛЭП;

во-вторых, продольный элемент фильтра должен иметь минимальное сопротивление на частоте основной гармоники 50 Гц и в то же время обладать индуктивным характером на всех высших частотах;

в-третьих, устройство должно работать как в режиме нагрузки линии, так и в режиме холостого хода;

в-четвертых, оно не должно быть подвержено возможным резонансным явлениям с параметрами самой линии на частотах, присутствующих в спектре напряжения линии продольного электроснабжения.

Проведенный по материалам зарубежных и отечественных источников патентный поиск показал, что все фильтры состоят из поперечных и продольных реактивных элементов. Однако все они обладают теми или иными недостатками. Некоторые фильтры могут подавлять только одну гармонику, на которую настроен в резонанс LC-контур, некоторые не работоспособны в режиме холостого хода линии, т. е. при отсутствии нагрузки, а ряд фильтров работают как заградительные в определенном диапазоне частот. Есть схемы фильтров, которые направлены только на подавление высших гармонических только тока нулевой последовательности. Из перечисленных схем удовлетворяет изложенным выше требованиям схема трехфазного фильтра компенсационного типа [54].

Компенсационный фильтр предназначен для сетей высокого напряжения, питающих различные потребители, например, линий продоль-

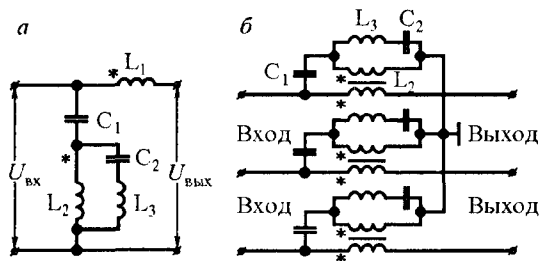


Рис. 10.43. Принципиальная схема фильтра линии продольного электроснабжения: а — однофазный; б — трехфазный вариант

ного электроснабжения железных дорог 6 и 10 кВ с нагрузкой до 100 А. Принципиальная схема фильтра представлена на рис. 10.43.

Повышение эффективности подавления гармоник достигается тем, что в компенсационный фильтр трехфазной сети переменного тока введены три последовательных LC-контура, каждый из которых включен параллельно реактору соответствующей поперечной цепи. Реакторы поперечных цепей и дополнительные реакторы выполнены в виде трехфазного двухобмоточного трансформатора с коэффициентом передачи, равным единице.

Напряжение трехфазной сети переменного тока, содержащее гармонику основной частоты и гармоники, частота которых превышает основную, поступает на три фазы компенсационного фильтра.

Последовательный LC-контур, шунтирующий одну из обмоток трехфазного двухобмоточного трансформатора в каждой фазе, настраивается в резонанс напряжений на частоте основной гармоники. На этой частоте двухобмоточный трехфазный трансформатор практически работает в режиме короткого замыкания и обладает сопротивлением, близким к нулю, так как сопротивление последовательного LC-контура определяется только его активным сопротивлением. За счет этого уменьшаются потери в дополнительных реакторах и повышается КПД компенсационного фильтра. Конденсаторы выполняют функцию ограничителей тока в последовательном LC-контуре на основной частоте и в то же время позволяют осуществлять работу компенсационного фильтра в режиме холостого хода линии.

Обмотки трехфазного двухобмоточного трансформатора в каждой фазе включены встречно, поэтому на всех высших частотах, кроме частоты основной гармоники, происходит увеличение сопротивления компенсационного фильтра за счет вычитания напряжения в трехфазном двухобмоточном трансформаторе.

Таким образом, компенсационный фильтр трехфазной ЛЭП позволяет повысить эффективность ослабления высших гармоник в сети, а конденсаторы, включенные по схеме «звезда», выполняют функцию поперечной компенсации реактивной мощности трехфазной сети. В этом проявляется его многофункциональность.

10.4.3. Расчет параметров компенсационного фильтра трехфазной ЛЭП

Параметры компенсационного фильтра выбираются таким образом, чтобы коэффициент передачи по напряжению на основной частоте трехфазной сети был близок к единице, а частота среза компенсационного фильтра должна находиться в диапазоне частот 80—120 Гц. Анализ электромагнитных процессов, протекающих в компенсационном фильтре, позволяет провести оптимизацию параметров фильтра по минимуму массогабаритных размеров и стоимостных показателей при заданном коэффициенте сглаживания.

Схема замещения фильтра в однофазном варианте представлена на рис. 10.44.

В общем виде электромагнитные процессы, протекающие в фильтре, могут быть описаны с помощью матричного уравнения

$$\|N\| \|U_n\| = 0, \quad (10.42)$$

где $\|U_n\| = (U_n)_i$; $i = 1, 2, \dots, m$ — столбец падений напряжений на ветвях схемы; $\|N\|$ — матрица соединений ветвей в независимые контуры — это прямоугольная матрица, число строк которой равно числу

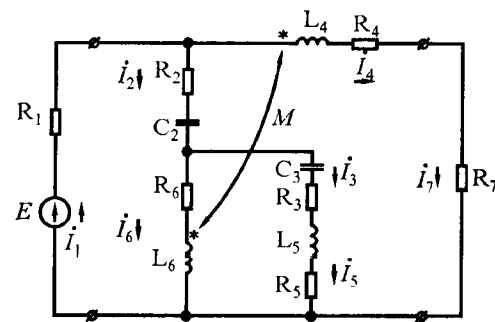


Рис. 10.44. Схема замещения фильтра линии продольного электроснабжения

но числу независимых контуров графа n , а число столбцов — числу ветвей m . Чтобы ввести в уравнения второго закона Кирхгофа токи в ветвях схемы замещения, воспользуемся законом Ома. Для сети произвольной конфигурации, содержащей m ветвей, между которыми отсутствует взаимоиндуктивная связь, этот закон выражается матричным уравнением

$$\|U_B\| = \|Z_B\| \|I\| - \|E\|, \quad (10.43)$$

где $\|Z_B\|$ — матрица сопротивлений ветвей; $\|E\|$ — столбец эдс в ветвях; $\|I\|$ — столбцы токов в ветвях.

Заметим, что взаимоиндуктивные связи могут быть учтены в уравнении (10.43) путем введения в матрицу $\|Z_B\|$ соответствующих недиагональных элементов (причем $M = \sqrt{L_1 L_2}$).

Подставляя (10.43) в (10.42), получим матричное уравнение второго закона Кирхгофа:

$$\|N\| (\|Z_B\| \|I\| - \|E\|) = 0 \quad (10.44)$$

или
$$\|N\| \|Z_B\| \|I\| = \|E_k\|, \quad (10.45)$$

где $\|E_k\| = \|N\| \|E\|$ — столбец контурных эдс, представляющих собой алгебраические суммы эдс ветвей, входящих в каждый независимый контур,

$$\|I\| = \frac{\|I_\alpha\|}{\|I_\beta\|}, \quad (10.46)$$

где $\|I_\alpha\|$, $\|I_\beta\|$ — столбцы токов в ветвях дерева и хордах соответственно.

Для системы базисных контуров токи в хордах называются контурными. Обозначив $I_k = I_\beta$, запишем окончательно матричное выражение системы контурных уравнений:

$$\|Z_k\| \|I_k\| = \|E_k\|, \quad (10.47)$$

где $\|Z_k\| = \|N\| \|Z_B\| \|N_k\|$ — квадратная неособенная матрица порядка n , называемая матрицей контурных сопротивлений.

Токи в ветвях дерева I_B определяются по выражению

$$\|I_B\| = \|N_k\| \|I_k\|. \quad (10.48)$$

По известным токам ветвей схемы определяются падения напряжения на ветвях и напряжения узлов относительно базисного.

Использование уравнений в матричной форме позволяет применить специфические матричные методы решения, которые хорошо реализуются на современных ЭВМ.

Результаты расчетов показали, что наилучший коэффициент сглаживания принадлежит фильтру с наиболее низкой частотой среза ($f_c = 68$ Гц) и с параметрами $C_2 = 15$ мкФ, $C_3 = 30$ мкФ и $L_s = 0,338$ Гн. Чем ниже частота среза, тем лучшим сглаживающим действием обладает фильтр. Эта частота должна находиться в пределах от 80 до 120 Гц, т. е. отношение C_3/C_2 не должно выходить за границы $4/1 \dots 2/1$. В то же время анализ полученных данных с целью технико-экономической оптимизации параметров фильтра позволяет сделать вывод, что наиболее благоприятной во всех отношениях является схема с параметрами $C_2 = 6$ мкФ, $C_3 = 24$ мкФ и $L_s = 422$ мГн. Для других вариантов получаются неприемлемо большие мощности либо конденсатора C_2 , либо конденсатора и дросселя резонансной цепочки, а это ведет к увеличению массогабаритных и стоимостных показателей фильтра.

10.5. Защита однопроводных цепей и подземных сооружений от влияния блуждающих токов в земле

Однопроводные цепи, являясь полностью несимметричными, подвержены как индуктивному влиянию соседних линий высокого напряжения, так и, как это следует из [1] и гл. 7, гальваническому влиянию токов, протекающих в земле.

В случае появления в однопроводных цепях посторонних токов только от гальванического влияния электрических железных дорог постоянного тока в качестве защитного мероприятия для снижения посторонних токов может быть рекомендован относ заземлений на соответствующие расстояния в перпендикулярном к полотну железной дороги направлении.

Очевидно, что относ заземлений будет различным в зависимости от состояния полотна железной дороги, от состояний стыковых соединений рельсов, от действующей мощности тяговых подстанций, величин удельного сопротивления земли и ее геологического строения. Для определения так называемых критических расстояний относ заземлений необходимо построить кривую зависимости тока помех в соответствующей однопроводной цепи от расстояния заземлений до электрических железных дорог, используя кривые $\varphi = f(x)$, приведенные на рис. 7.20—7.24.

Для защиты однопроводных цепей от гальванического влияния электрических железных дорог переменного тока проводятся такие же мероприятия в цепях связи, как и для защиты от индуктированного влияния, а также относ заземлений от полотна железной дороги на соответствующие расстояния, определяемые расчетом. Полностью же освободиться от гальванического влияния можно только путем замены однопроводных цепей двухпроводными.

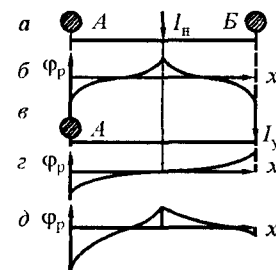
Для уменьшения вредного действия блуждающих токов на подземные сооружения разработаны различные способы защиты, направленные как на уменьшение самих блуждающих токов, так и на защиту подземных сооружений.

10.5.1. Способы уменьшения блуждающих токов

Ток утечки из рельсов в землю определяется значениями потенциала рельсов и переходного сопротивления «рельсы — земля». Исходя из этого и могут быть установлены меры для уменьшения блуждающих токов. Потенциал рельсов, как это следует из гл. 7, зависит от падения напряжения в рельсах, а падение напряжения в рельсах равно произведению тока на сопротивление, следовательно, потенциал рельсов может быть уменьшен, если будут уменьшены значения тока и сопротивления. Уменьшить ток можно, повысив напряжение в сети. Увеличить напряжение можно при его регулировании, но незначительно. Уменьшить ток в рельсах и земле можно, применив систему распределенного питания [1] или значительно сократив расстояния между подстанциями.

При разных значениях напряжений смежных подстанций нагрузки между ними перераспределяются; это перераспределение можно рассматривать как наложение уравнительного тока, вызванного разно-

Рис. 10.45. Кривые распределения потенциалов φ_r в рельсах при одной нагрузке между двумя подстанциями A и B с различными напряжениями $U_A > U_B$: a — принципиальная схема; b — кривая потенциала, вызванного нагрузкой I_H ; $в$ — схема протекания уравнительного тока: $г$ — кривая потенциала, вызванного уравнительным током I_y ; d — кривая суммарного потенциала



стью напряжений, на токи в сети при равных напряжениях. В отношении потенциалов рельсов схема с уравнительным током представляет собой случай (рис. 10.45), когда имеется как бы одна подстанция (подстанция с более высоким напряжением) и одна нагрузка (подстанция с меньшим напряжением).

Наложение диаграммы распределения потенциалов от уравнительного тока на диаграмму распределения потенциалов от всех нагрузок при равных напряжениях подстанций даст результирующую диаграмму распределения потенциалов. При этом значение отрицательного потенциала на подстанции с большим напряжением увеличится, а на подстанции с меньшим напряжением — уменьшится (рис. 10.45), а в некоторых случаях может даже изменить знак. Следовательно, выравнивание и стабилизация напряжения на шинах тяговых подстанций ведут к уменьшению потенциалов рельсов.

Уменьшить сопротивление рельсового пути можно применением рельсов большого поперечного сечения и надежных электрических соединений между стыками рельсовых звеньев, междурельсовых и междупутных. Повысить переходное сопротивление можно, если использовать шпалы, пропитанные непроводящими составами, применить щебеночный балласт и устройства дренажа для осушения полотна.

Для уменьшения падения напряжения, а следовательно, и потенциала в рельсах разработано устройство, представляющее собой регулируемый источник тока, включаемый в рассечку рельсов (рис. 10.46, а).

Это так называемый путевой источник тока (сокращенно ПИТ), который является вольтодобавочным устройством, включаемым в рельсы. Этот источник постоянного тока с автоматически регулируемым напряжением получает питание от ближайшего источника пере-

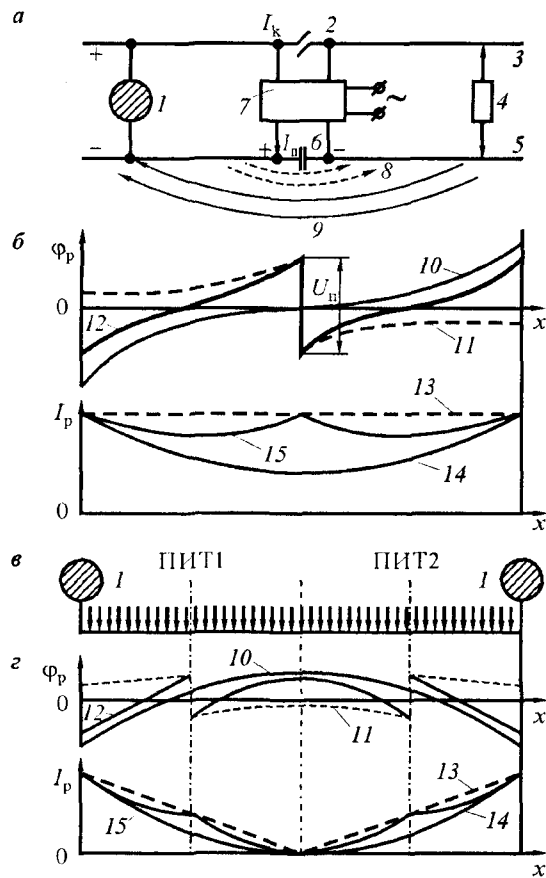


Рис. 10.46. Схемы и кривые распределения потенциалов в рельсах при одной подстанции и одной нагрузке (а и б) одним ПИТом и при равномерно распределенной нагрузке (в и г) и двумя ПИТми

менного тока и вызывает в земле токи (штриховые линии), противоположные блуждающим токам нагрузки (сплошные линии). Выходное напряжение постоянного тока, приложенное к рельсам, управляется с помощью специальной схемы или дросселей насыщения в зависимости от тока в контактном проводе. В результате можно добиться, что ток в выпрямителе $I_{\text{п}}$ получается примерно равным току в контактной сети $I_{\text{к}}$. Рассмотрим схемы и кривые распределения тока и потенциалов для двух схем: с одной нагрузкой (рис. 10.46, а и б) и с равномерно распределенной нагрузкой (рис. 10.46, в и г). На этих рисунках приняты следующие обозначения: 1 — подстанция; 2 — секционирующее

устройство контактной сети; 3 — контактная сеть; 4 — нагрузка (электровоз); 5 — рельсы; 6 — изолирующий стык; 7 — путевой источник тока (ПИТ); 8 — токи в земле от ПИТа; 9 — токи в земле от нагрузки; 10 и 14 — зависимости потенциала и тока в рельсах от нагрузки; 12 — кривые изменения потенциала от токов ПИТов; 13 — кривые токов в рельсах без утечки в землю; 11 и 15 — суммарные кривые потенциалов и токов в рельсах.

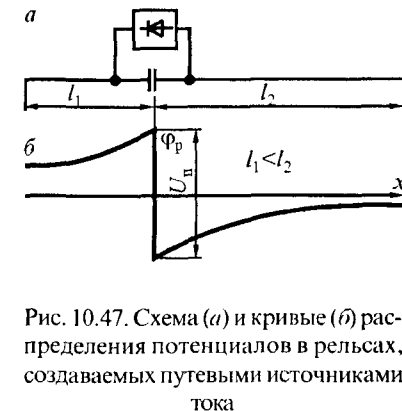


Рис. 10.47. Схема (а) и кривые (б) распределения потенциалов в рельсах, создаваемых путевыми источниками тока

Напряжение ПИТа может распределяться различным образом между левой и правой стороной. На рис. 10.46, б показано симметричное распределение напряжения $U_{\text{п}}$ и одинаковая картина затухания слева и справа — штриховые линии 11 на графике $\phi_p(x)$. При равных переходных сопротивлениях справа и слева площади, ограничиваемые этими штриховыми линиями и представляющие собой суммарный ток утечки, должны быть равны. Следовательно, если левая часть участка будет короче правой, то большая часть напряжения придется на нее (рис. 10.47).

Суммарная кривая 12 потенциалов в рельсах (см. рис. 10.46, б и г) получается в результате сложения ординат кривых 10 (без ПИТа) и 11 (от самого ПИТа). Отсюда видно, что потенциал при включении ПИТа будет тем значительно уменьшаться, чем меньше затухание кривой 11, т. е. чем выше переходное сопротивление (как раз в тех условиях, когда потенциал рельсов увеличивается). В идеальном случае потенциал для двух рассматриваемых схем уменьшится в 2 раза. Блуждающие токи, измеряемые площадью кривой потенциала, уменьшаются в несколько раз больше. На рис. 10.46, б и г ток в рельсах без ПИТа показан кривой 14, с ПИТом — кривой 15. Кривая 13 изображает ток в контактной сети. Если увеличить число ПИТов, то потенциалы и блуждающие токи уменьшатся, а суммарная мощность ПИТов увеличится незначительно. Включение ПИТов приводит к некоторому (незначительному) увеличению напряжения в сети.

10.5.2. Основные меры по защите подземных сооружений

Кроме описанных выше мероприятий по уменьшению блуждающих токов существуют также способы защиты подземных сооружений от этих токов. Здесь мы не будем рассматривать способы защиты, связанные с конструкцией подземных сооружений и выбором их трассы, а ограничимся так называемыми электрическими средствами защиты. Сначала рассмотрим полярность контактной сети и рельсов в отношении влияния блуждающих токов на подземное сооружение и выбора схемы защиты. Выше было установлено, что зона блуждающих токов, образующихся в месте приложения нагрузки, перемещается вместе с поездом, потребляющим ток. Поэтому одна из зон блуждающих токов (анодная или катодная) всегда перемещается вдоль линии. В случае, если контактная сеть имеет положительную, а рельсы отрицательную полярность, перемещаться будут катодные зоны подземных сооружений, а наиболее опасные по условиям коррозии анодные зоны будут сконцентрированы в районе присоединения отсасывающего провода. Если же сеть имеет отрицательную, а рельсы положительную полярность, будет противоположная картина: катодные зоны сосредоточатся около отсасывающих проводов, а анодные будут перемещаться вдоль линии.

Таким образом, в одном случае (при положительной полярности контактной сети) усиленной коррозии подвергаются части подземных сооружений в сравнительно узкой зоне вблизи отсасывающих кабелей, а в другом случае (при отрицательной полярности контактной сети) степень коррозии уменьшается вследствие распределения выхода токов из подземного сооружения на большей длине. При применении на участке рекуперации могут оказаться перемещающимися как анодные, так и катодные зоны при любой полярности контактной сети и рельсов.

Если применяются специальные способы защиты сооружений, то в большинстве случаев относительная стабильность анодной зоны представляет преимущества, так как большая определенность расположения опасных мест упрощает борьбу с электрокоррозией. В тех же случаях, когда специальные защитные меры не предусматриваются, при отрицательной полярности контактной сети коррозия подземных

сооружений рассредоточивается на большой длине, и опасность от нее уменьшается.

Катодная защита. Коррозия металла в электролите (или, как ее называют, анодное растворение металла) происходит только при наличии разности потенциалов между подземным сооружением и землей [51]. Поэтому подземные сооружения защищают наложением противоположной разности потенциалов от постороннего источника тока. Такой метод называется катодной защитой. Принципиально эта защита (рис. 10.48, *a*) заключается в том, что подземному сооружению сообщается от постороннего источника отрицательный потенциал. Протекающие в результате этого в сооружении токи, противоположные блуждающим токам в анодных зонах, компенсируют их.

В качестве источника энергии для катодной защиты обычно используется сеть низкого напряжения переменного тока, который выпрямляется специальными выпрямителями. Как видно из приведенной на рис. 10.48, *a* схемы, в цепи катодной защиты подземное сооружение является катодом, а анодом — специально выполненное заземление. Поэтому одновременно со снижением коррозии предохраняемого сооружения происходит интенсивное разрушение заземления катодной защиты. Для защиты подземного сооружения этим методом необходимо, чтобы это сооружение на всем протяжении представляло одно це-

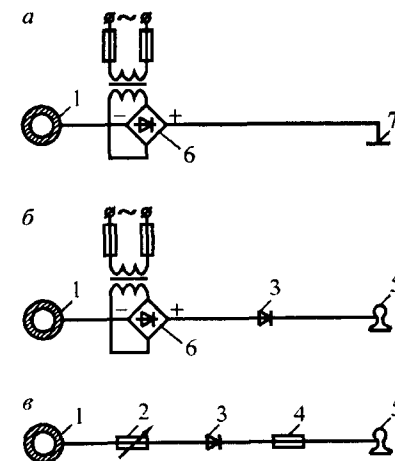


Рис. 10.48. Принципиальные схемы катодной защиты (*a*), усиленного (*б*) и поляризованного (*в*) дренажа: 1 — защищаемое сооружение; 2 — регулировочный резистор; 3 — поляризованный элемент (реле, вентиль); 4 — устройство защиты от перегрузки; 5 — тяговые рельсы (путевые дроссели); 6 — источник постоянного тока (катодная станция); 7 — анодное заземление

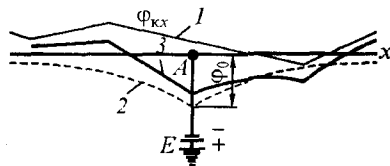


Рис. 10.49. Распределение потенциалов в подземном сооружении при катодной защите

времени на подземном сооружении диаграмма потенциалов имеет вид $\varphi_{\text{кх}}$ (рис. 10.49, тонкая линия 1). В данных условиях источник энергии катодной защиты может быть расположен в точке А.

Электродвижущая сила E этого источника энергии разделится между двумя сопротивлениями: сопротивлением заземления и сопротивлением растекания с подземного сооружения. В результате в точке А на подземное сооружение будет дан потенциал φ_0 . Этот потенциал будет затухать по мере удаления от точки А (штриховая линия 2). В результате на подземном сооружении установится новая кривая распределения потенциала (толстая линия 3), ординаты которой равны сумме ординат предыдущих кривых. Как видно, и сама анодная зона уменьшилась, и уменьшился анодный потенциал. Из рис. 10.49 видно, во-первых, что вследствие затухания потенциала катодной защиты большую роль играет расположение источника энергии и, во-вторых, при достаточно протяженном подземном сооружении для снятия анодных потенциалов приходится устанавливать ряд катодных станций с соответственно выбранным расстоянием между ними. Оказывает влияние и расположение заземления относительно подземного сооружения.

Следует напомнить, что в условиях электрифицированных железных дорог кривая распределения потенциалов на подземном сооружении непрерывно изменяется и, следовательно, при выборе параметров катодной защиты и расположения этих станций вдоль линии приходится учитывать и эту особенность.

При больших потенциалах в катодных зонах (в случае применения катодной защиты) может быть повреждена окраска подземных сооружений в связи с выделением водорода между металлом и слоем краски, которая в этом случае вздувается пузырями. Поэтому максимальный защитный потенциал при катодной защите приходится ограничивать.

лое, так как изоляция отдельных частей друг от друга ограничивает зону действия катодной защиты.

При применении катодной защиты подземных сооружений приходится учитывать затухание потенциала, создаваемого на подземном сооружении катодной защитой. Представим себе, что в некоторый момент

Как следует из описания катодной защиты и рис. 10.49, применение катодной защиты для какого-либо подземного сооружения приводит к изменению потенциалов этого сооружения и, следовательно, прилегающей массы земли (относительно бесконечно удаленной точки, т. е. «нейтральной земли»). Такое изменение потенциалов создает новые условия для соседнего подземного сооружения и вызывает в нем свои токи. В ряде случаев эти токи накладываются на предыдущие и усиливают коррозию незащищенного сооружения.

Представим себе, что имеются два параллельных подземных сооружения (рис. 10.50, а) K_1 и K_2 .

В результате появления потенциала на рельсах $\varphi_{\text{рх}}$ появились и потенциалы на подземных сооружениях φ_{K1x} и φ_{K2x} и установилась некоторая картина распределения блуждающих токов. Предположим теперь, что в точке О расположили источник тока E катодной защиты для первого сооружения и понизили его потенциал до φ'_{K1x} . Это вызовет появление новых токов из заземления катодной защиты во второе сооружение K_2 и затем (после протекания по нему) в сооружение K_1 . На рис. 10.50, б даны два перекрещивающихся подземных сооружения. В результате катодной защиты первого сооружения K_1 появляется анодная зона А у сооружения K_2 , что приводит к его разрушению. Изложенные соображения подтверждают необходимость тщательного

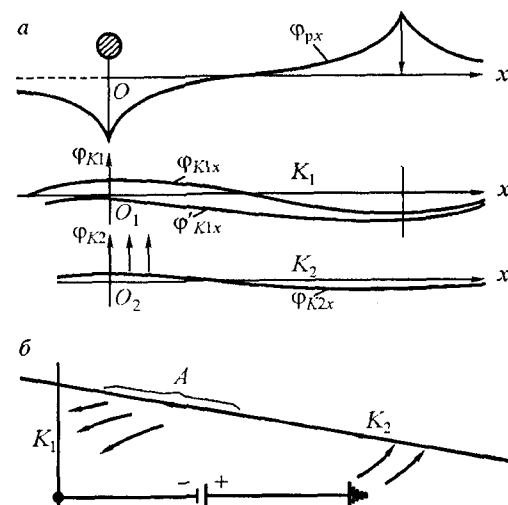


Рис. 10.50. К влиянию катодной защиты на смежные подземные сооружения, расположенные параллельно (а) и перекрещивающиеся (б): K_1 и K_2 — места расположения подземных сооружений

учета влияния катодной защиты одного сооружения на смежные с ним. В некоторых случаях при применении катодной защиты на одном сооружении возникает необходимость включать в систему защиты и другие сооружения, которые ранее не требовали такой защиты.

Протекторная защита. Так же как и катодная, протекторная защита основана на понижении потенциала подземного сооружения. В принципе этот способ защиты заключается в присоединении к подземному сооружению металла, обладающего по отношению к металлу сооружения более близким электрохимическим потенциалом. В результате этого в месте защищаемого подземного сооружения разрушению будет подвергаться присоединенный металл, а потенциал анодной зоны подземного сооружения будет понижен. Однако, так как эдс такой «пары» металлов невелика, то протекторная защита подземных сооружений с высокими потенциалами на них не может дать заметного эффекта и применяется обычно только при «почвенной» коррозии, когда наблюдаются небольшие потенциалы.

Дренажная защита. Эта защита (см. рис. 10.48, б) осуществляется с помощью соединения подземного сооружения в анодной зоне с отрицательной шиной подстанции или с рельсами (при положительной полярности контактной сети). В результате этого токи подземного сооружения выходят из него не в землю, а отводятся обратно в тяговую сеть по дренажу. Дренаж может применяться и на протяжении фидерной зоны в тех случаях, когда имеются более или менее стабильные анодные зоны значительной протяженности. Для полной защиты подземного сооружения от коррозии необходимо сообщить ему на всем протяжении отрицательный потенциал. Для возможности регулировки потенциала защищаемого сооружения в дренаж включается регулировочный резистор (см. рис. 10.48, б). Дренажную защиту применяют после соответствующих измерений и при постоянной проверке в эксплуатации. Это объясняется тем, что при сложной сети подземных сооружений создание новых путей для блуждающих токов может изменить всю картину протекания их. Дренажная защита является вариантом катодной защиты (рис. 10.51).

Действительно, подземное сооружение в анодной зоне в этом случае присоединяется к рельсам в точке, имеющей отрицательный по-

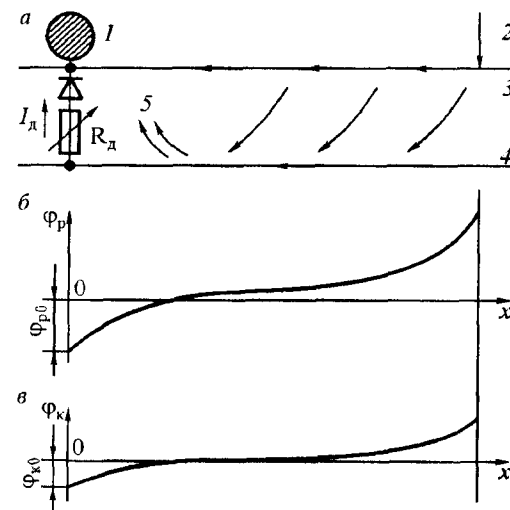


Рис. 10.51. Схема (а) и кривые распределения потенциалов рельсов (б) и кабеля (в) при наличии дренажной защиты: 1 — подстанция; 2 — нагрузка; 3 — рельсы; 4 — подземное сооружение (кабель); 5 — дренажная установка

тенциал. Рассмотрим распределение потенциалов на участке с одной подстанцией и одной нагрузкой и с дренажом (рис. 10.51). Кривая распределения потенциалов рельсов Φ_r получилась несимметричной, так как подстанция «заземлена» на подземное сооружение. В зоне около подстанции потенциал подземного сооружения Φ_k выше потенциала рельсов на величину $I_d R_d$ (здесь I_d и R_d — соответственно ток в дренаже и его сопротивление). В зоне, удаленной от подстанции, потенциал рельсов выше потенциала подземного сооружения, и поэтому токи из рельсов поступают в это подземное сооружение. Изменяя сопротивление R_d , можно регулировать ток в дренаже и одновременно менять и распределение потенциалов на рельсах и подземном сооружении. Как и при описанной выше катодной защите, здесь особое внимание надо уделять смежным подземным сооружениям.

Применение дренажной установки усиливает коррозию рельсов, так как анодные зоны рельсов расширяются и потенциалы увеличиваются. При недостаточно отрегулированной дренажной установке может иметь место настолько сильный отсос блуждающих токов, что на соседних подземных сооружениях создаются новые опасные анодные зоны. В результате этого увеличивается ток, протекающий по сооружению, что (как это уже указывалось) может также вызывать нежелательные последствия. Несмотря на указанные здесь недостатки,

электрический дренаж при тщательном его выполнении и наблюдении за его работой может служить эффективной защитой подземных сооружений от коррозии блуждающими токами.

При движении поездов по фидерной зоне катодные и анодные зоны могут перемещаться. В этом случае, когда в контактную сеть подан плюс, анодная зона на подземном сооружении имеет довольно устойчивое положение. Однако область ее может расширяться и уменьшаться с движением нагрузок. То же самое наблюдается при изменении разности напряжения на смежных подстанциях. При рекуперации зоны могут сместиться и в отдельных случаях изменить свои знаки. То же самое происходит и при временном отключении одной из подстанций. Таким образом, имеется вероятность того, что по дренажной установке когда-то ток может пойти в обратном направлении. Совершенно очевидно, что в таких условиях она окажет отрицательное действие, приведя к усиленной коррозии сооружения. Во избежание этого применяют так называемый поляризованный дренаж, когда ток пропускается только в одном направлении. Для этой цели в цепь дренаж-

ной установки включается полупроводниковый вентиль (см. рис. 10.48).

Согласно инструкции по защите железнодорожных подземных сооружений от коррозии блуждающими токами применяют только поляризованный дренаж.

Если дренажная установка не может обеспечить защищаемому подземному сооружению отрицательный потенциал по отношению к ближайшему слою земли, то прибегают к так называемому усиленному дренажу. В этом случае в дренажную установку подключается дополнительный источник постоянного тока (см. рис. 10.48, в).

Для уменьшения токов утечки с путей депо, парковых путей на станциях и путей в коротких тоннелях применяют вентильное секционирование (рис. 10.52).

При длинных тоннелях вместо элементов 2 на рис. 10.52, в более эффективно применять ПИТы. В этом случае отпадает необходимость в перемычке 4.

Защита от искрообразования сооружений с легко воспламеняющимися веществами. Вредное действие блуждающих токов на участках постоянного тока не ограничивается только коррозией металлических сооружений. В определенных условиях между соприкасающимися элементами различных сооружений блуждающие токи могут вызвать искрообразование. Такое явление в местах слива и налива легко воспламеняющихся жидкостей может привести к взрыву этих жидкостей.

На электрифицированных железных дорогах переменного тока аналогичные воздействия может оказать эдс, возникающая вследствие магнитного, электрического и гальванического влияний. Все металлические сооружения, расположенные вблизи от железной дороги однофазного тока, в том числе и подземные, подвергаются магнитному влиянию, создаваемому токами в тяговой сети.

Напряжение в тяговой сети оказывает электрическое влияние на металлические сооружения, изолированные от земли (провода на опорах, металлические перила пешеходных мостов и путепроводов, металлические ограждения и т. п.), вследствие которого наводится потенциал. Под гальваническим влиянием понимается ответвление тока, стекающего с рельсов в подземные сооружения. Этому виду влияния особенно подвержены металлические сооружения, проложенные в земле без изолирующих покрытий.

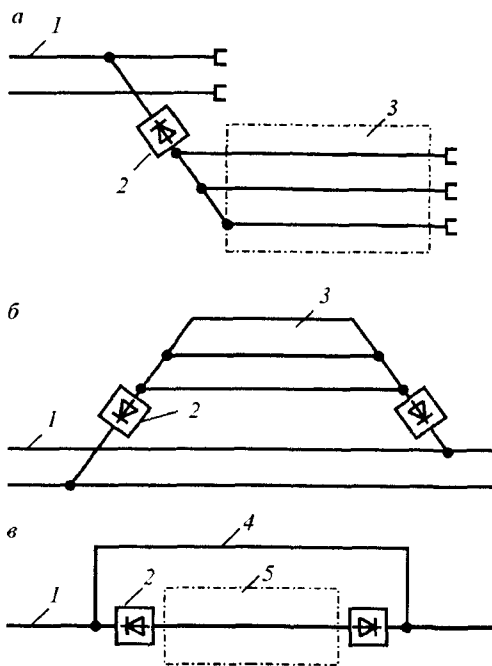


Рис. 10.52. Схемы вентильного секционирования рельсовых сетей тупикового парка или депо (а), парковых путей на станциях или депо (б); локальные участки на перегоне (в): 1 — главные пути; 2 — вентильный блок; 3 — пути станции (депо); 4 — обходная перемычка; 5 — локальный участок пути

В результате всех рассмотренных явлений (влияний) на металлических сооружениях могут появиться опасные для людей напряжения. Но и при значительно низких напряжениях (превышающих 0,1 В) создаются условия (в момент разрыва цепи тока) для образования искры. Поэтому во взрывоопасных сооружениях для устранения опасности взрыва горючих жидкостей необходимо устраивать специальную защиту от искрообразования.

Исключить появление искры можно, если место возможного разрыва цепи шунтировать проводом с малым сопротивлением. Для этой цели сливно-наливные эстакады, на которых осуществляется слив горючих жидкостей в резервуары хранения или налив из них в составы, соединяются металлическими перемычками с рельсами. Резервуары хранения всегда заземляются. При этом эстакады отделяются от резервуаров изолирующими фланцами.

Для того чтобы потенциалы рельсов основной линии не выносились на рельсы железнодорожных тупиков, где осуществляются сливы и наливы, последние отделяются от остальных путей двумя изолирующими стыками в каждой рельсовой нити (рис. 10.53).

Эти стыки располагаются друг относительно друга на расстоянии, превышающем длину состава, т. е. так, чтобы была исключена возможность одновременного перекрытия стыков подвижным составом.

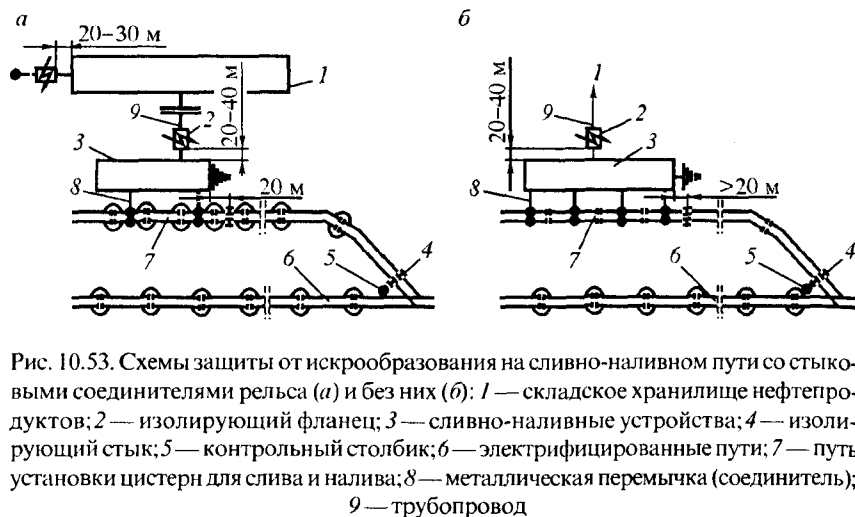


Рис. 10.53. Схемы защиты от искрообразования на сливно-наливном пути со стыковыми соединителями рельса (а) и без них (б): 1 — складское хранилище нефтепродуктов; 2 — изолирующий фланец; 3 — сливно-наливные устройства; 4 — изолирующий стык; 5 — контрольный столбик; 6 — электрифицированные пути; 7 — путь установки цистерн для слива и налива; 8 — металлическая перемычка (соединитель); 9 — трубопровод

Контактная сеть над путями, на которых осуществляется слив и налив горючего, отделяется от остальной контактной сети, и на время процесса слива-налива с нее снимается напряжение. Для увеличения безопасности на это время контактная сеть присоединяется к рельсам. Отделение рельсов от остальных путей, отделение контактной сети тупика от контактной сети остальных путей и соединение контактной сети с рельсами создают необходимые безопасные условия для работ по сливу и наливу легко воспламеняющихся жидкостей. Резервуары, предназначенные для хранения таких жидкостей, изолируются не только от сливно-наливных эстакад, но также и от магистральных трубопроводов. Кроме того, по условиям грозозащиты и защиты от электрического влияния тяговой сети все резервуары заземляются. Во избежание же искрообразования от гальванического и магнитного влияний, которые могут создать некоторую разность потенциалов между отдельными резервуарами, все резервуары и связанные с ними металлические конструкции объединяются в одну систему с помощью двойных металлических перемычек.

Магистральные трубопроводы, проложенные вблизи электрифицированных железных дорог, подвержены гальваническому влиянию под действием блуждающих токов. В результате токи, протекающие по трубопроводам, могут достигать десятков и даже сотен ампер. В этих условиях болтовые соединения, некачественные сварные швы могут привести к перегреву этих мест протекающим током и в конечном итоге — к разрыву цепи тока и, следовательно, к искре. Поэтому в таких местах (как это делается и во избежание стыкового электролиза) устраивают шунтирующие приварные перемычки.

10.6. Пассивные защиты

Наилучшей защитой двухпроводных цепей связи от мешающих влияний является симметрия их электрических параметров по отношению к земле и к влияющим линиям высокого напряжения. Последняя достигается путем уменьшения расстояния между проводами линии связи, скрещивания этих проводов, хорошей изоляции каждого провода по отношению к земле и путем подбора одинаковых сопротивлений прямого и обратного проводов цепи. Необходимо при этом иметь в виду, что двухпроводная линия связи, вполне симметричная

на участке сближения ее с линией электропередачи, будет иметь значительную чувствительность к помехам от этой линии, если на остальном протяжении она окажется несимметричной по отношению к земле или если в симметричную двухпроводную цепь будет включена несимметричная по отношению к земле схема станционного коммутатора.

Возможность сближения проводов цепи связи для достижения симметрии ее лимитируется нормами, согласно которым минимальное расстояние между проводами должно быть равно 20 см при траверсном профиле линии и 40 см при крюковом профиле.

Запирающие катушки предназначены для снижения помех в высокочастотных каналах от внешних электромагнитных полей высокой частоты. Запирающие катушки состоят из двух обмоток, которые размещаются симметрично на одном кольцевом сердечнике из магнитного материала (альсифер ТЧ-60). Симметричность обмоток достигается равномерным расположением четырех секций обеих обмоток по всей длине сердечника. Индуктивность каждой из обмоток катушки при частоте 800 Гц должна быть равна 12 мГн. Запирающая катушка помещается в медный экран, который, в свою очередь, помещается в коробку из оцинкованной стали. Одну из обмоток включают последовательно в первый провод двухпроводной линии, а вторую — во второй провод. Данные запирающих катушек приведены в [4], откуда видно, что запирающие катушки создают значительные затухания для токов одинакового направления (нулевой последовательности) особенно при высоких частотах (более 5 кГц). При рабочих же токах передачи (ток прямой последовательности) катушки создают незначительное колебание.

Дренажные катушки предназначены для обеспечения одновременного срабатывания разрядников, включенных в провода цепи связи. Дренажная катушка состоит из двух одинаковых полуобмоток, намотанных на общий кольцевой сердечник из молибденового пермаллоя. Индуктивность обмотки каждой половины дренажной катушки равна 0,16 Гн при сопротивлении этой обмотки постоянному току приблизительно 1,8—2,0 Ом. При наличии дренажных катушек в цепи связи напряжение шума снижается в 3—5 раз [4].

Для снижения продольной эдс, а следовательно, и шумов в цепях связи небольшого протяжения применяются разделительные трансформаторы.

При непосредственной близости линии связи к ЛЭП или при подвеске служебной связи на одних опорах с проводами высокого напряжения, когда в цепи связи наводится значительной величины напряжение шума, применяют схему цепи связи с усилителями, т. е. повышают уровень передачи в цепи связи. Степень усиления сигнальных токов выбирается такой, что отношение между напряжением передаваемой речи и напряжением шума было в пределах 30—50.

В телеграфных цепях, подверженных влиянию линии высокого напряжения, применяют резонансные и запирающие контуры, а также компенсирующие устройства [4].

Уменьшение взаимного влияния между телефонными цепями, подвешенными на общих опорах, достигается прежде всего уменьшением расстояния между проводами в каждой телефонной цепи и увеличением расстояния между этими цепями. Однако эти расстояния лимитируются конструкциями оборудования воздушных линий связи и соответствующими нормами. Для уменьшения взаимного влияния между телефонными цепями воздушной линии применяются следующие меры: взаимное скрещивание цепей (так же, как и при влиянии ЛЭП на телефонные цепи), согласование входных сопротивлений уплотненных цепей и включение запирающих фильтров [4].

Уменьшение взаимного влияния между цепями связи в кабеле достигается скручиванием жил кабеля, симметрированием телефонных цепей и экранированием цепей связи.

В качестве защиты аппаратуры связи от опасных напряжений применяют разрядники различных типов, включаемые между проводами и землей. Разрядное напряжение разрядников выбирается таким, чтобы при любой форме приложенного к разряднику напряжения оно было меньше напряжения, способного повредить изоляцию защищаемого оборудования.

Мероприятия по защите цепей связи от опасных напряжений и токов, а также вышеперечисленные защиты по снижению мешающих влияний, применяемые в цепях связи, достаточно подробно рассмотрены в специальной литературе, посвященной этим вопросам [4].

Варисторы (ограничители перенапряжений). Варисторы — нелинейные резисторы, сопротивление которых зависит от напряжения, изготавливают из оксидов металлов (преимущественно ZnO) [25]. Их

вольт-амперная характеристика в рабочем диапазоне приблизительно описывается уравнением

$$I = KU^a. \quad (10.49)$$

Коэффициент K зависит от размеров (площади таблетки и ее толщины), а $a > 25$ — показатель, зависящий от материала. Характеристика симметрична и подобна характеристике встречноключенных диодов Зенера (рис. 10.54, а).

Из (10.49) для нелинейного статического сопротивления в зависимости от напряжения следует

$$R = U/I = U/KU^a = \frac{1}{K} U^{1-a}. \quad (10.50)$$

В паспортах на варисторы нелинейная зависимость сопротивления чаще всего дается в двойном логарифмическом масштабе, благодаря чему характеристики принимают форму прямых, изображенных на рис. 10.54, б. За пределами рабочего диапазона при экстремально больших или малых токах появляются отклонения от степенной зависимости, которые возникают по причине не зависящего от напряжения остаточного сопротивления внутри зерен или от внешних токов утечки. Схема замещения варистора изображена на рис. 10.55, а.

В то время как изменение сопротивления на границах зерен ZnO (скачок напряжения на границе каждого зерна равен примерно 3—5 В) происходит в субнаносекундном диапазоне, из-за индуктивности выводов $L_{\text{пар}}$ и явлений поверхностного эффекта постоянные времени реальных изделий находятся в наносекундном диапазоне. Поэтому для того, чтобы полностью использовать быстрое защитное действие

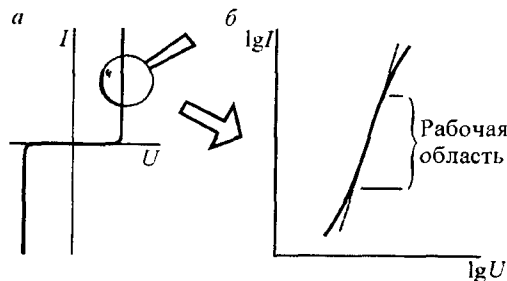


Рис. 10.54. Вольт-амперные характеристики варисторов: а — экспоненциальная симметричная зависимость $I = KU^a$; б — зависимость в двойном логарифмическом масштабе: штриховая линия — идеальная характеристика

активного элемента при высоких частотах или крутых фронтах напряжения, следует подходить к монтажу варисторов так же, как к монтажу помехоподавляющих конденсаторов (см. рис. 10.55, б).

Емкость $C_{\text{пар}}$ находится в диапазоне от 100 пФ до нескольких десятков тысяч пикофард, причем большие значения имеют место при низких рабочих напряжениях и высокой нагрузочной способности по импульсному току. Влияние емкости препятствует применению варисторов на высокой частоте (исключение — последовательное включение варисторов с диодами меньшей емкости).

Выбор типа варистора происходит поэтапно.

1. Выбор типа варистора по заданному номинальному рабочему напряжению с учетом 10—20% на повышение напряжения. Спектр рабочих напряжений распространяется от 5 В до нескольких киловольт.

2. Определение размеров варистора в зависимости от максимального импульсного тока. Максимальный импульсный ток цепи вычисляется с учетом переходного напряжения и внутреннего сопротивления источника помех (полного сопротивления $Z_{\text{и}}$ или волнового сопротивления Z_0 при электрически длинных подводящих линиях). Максимально допустимая нагрузка варистора импульсным током зависит от числа срабатываний варисторов во время срока службы. При однократном срабатывании диапазон простирается от 100 А до 70 кА (блочные варисторы). При повторяющихся срабатываниях эти значения при определенных обстоятельствах должны уменьшаться на несколько порядков.

3. Определение размеров варистора по способности потреблять энергию.

Импульсный ток выделяет в варисторе тепловую энергию

$$W = \int_0^{\tau} i^2 R(u) dt = \int_0^{\tau} i(t) u(t) dt, \quad (10.51)$$

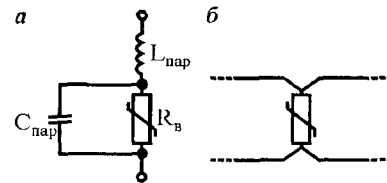


Рис. 10.55. Упрощенная схема замещения варистора с учетом индуктивности подводящих проводов $L_{\text{пар}}$ и емкости таблетки $C_{\text{пар}}$ (а); монтаж варистора, обеспечивающий малую паразитную индуктивность (б)

которая в простейшем «наихудшем» случае определяется как $i_{\max} u_{\max} t$. Если перенапряжение создано при отключении катушки, то предельная энергия, которая может быть выделена в варисторе,

$$W_{\max} \leq \frac{1}{2} LI^2. \quad (10.52)$$

Как и для максимального импульсного тока, максимальная способность поглощения энергии также является вопросом числа срабатываний варистора во время всего срока службы. При однократном срабатывании энергетический диапазон простирается от 0,14 Дж до 10 кДж. При повторяющихся срабатываниях эти значения при определенных обстоятельствах могут быть на несколько порядков меньше.

4. Определение размеров варистора по продолжительности нагрузки. При периодически повторяющихся перенапряжениях должна быть произведена оценка мощности длительных потерь. Она рассчитывается как произведение энергии одного импульса и частоты повторения n (число импульсов в секунду):

$$P = Wn, \quad (10.53)$$

или как частное от деления энергии импульса на длительность интервала между импульсами:

$$P = W/T. \quad (10.54)$$

В зависимости от конструкции варистора длительная нагрузка лежит в диапазоне 0,01—2 Вт.

5. Проверка уровня защиты. Если известен максимальный импульсный ток, то остаточное напряжение на варисторе можно определить из вольт-амперной характеристики; оно должно быть ниже значения электрической прочности защищаемого устройства при импульсном воздействии. Если максимальный ток заранее неизвестен, исходят из остаточного напряжения и рассчитывают его приближенное значение, далее уточняют остаточное напряжение. Многократное повторение этих вычислений дает искомое остаточное напряжение.

Подробные указания по применению варисторов следует брать из каталогов различных изготовителей. Варисторы бывают дисковой или блочной конструкции для больших токов и энергий в виде компонентов модульных устройств, либо имеют трубчатую конструкцию для

штепсельных разъемов. Кроме этого, имеются заполненные ZnO термопласты и реактопласты, а также лаки для разнообразного применения. Наконец, следует упомянуть, что имеются также варисторы из других зависящих от напряжения материалов, например карбида кремния (большая мощность), которые, однако, по сравнению с ограничителями из ZnO находят меньшее применение. Карбид кремния применяется при высоких требованиях к стабильности в течение длительного времени, его недостатком является низкий показатель нелинейности ($\alpha = 2 \dots 7$).

Кремниевые лавинные диоды. Кремниевые лавинные диоды по сравнению с обычными полупроводниковыми диодами обладают тем преимуществом, что при превышении напряжения пробоя p - n -переход не разрушается, а пропускает большой ток в обратном направлении. До тех пор пока допустимая термическая мощность потерь в закрытом состоянии или допустимый интеграл квадрата тока $\int i^2 dt$ при импульсной нагрузке не превышаются, не наступает разрушение запирающего слоя (контролируемый пробой). Диоды Зенера находят применение для защиты от перенапряжений в электронных схемах [25]. Для обеспечения ЭМС были разработаны специальные кремниевые лавинные диоды с большим по площади p - n -переходом для высокого допустимого тока в обратном направлении (ограничительные диоды, стабилитроны, диоды-поглотители и т. д.). Кремниевые лавинные диоды имеют, как и варисторы, время срабатывания в субнаносекундном диапазоне, которое, однако, на практике из-за индуктивности токопроводов перемещается в наносекундный диапазон. Аналогично варисторам они имеют сравнительно большие емкости (до 15000 пФ), что препятствует их применению в высокочастотных системах (исключение — последовательное включение с малоемкостными диодами, см. разд. 10.5.4).

Кремниевые лавинные диоды являются обычно однополярными конструктивными элементами. Путем встречного последовательного включения двух диодов получают симметричную характеристику. Выбор кремниевых лавинных диодов происходит аналогично выбору варисторов на основании характеристик или предельных данных, даваемых изготовителем. Подробные указания содержатся, например, в [25].

Искровые разрядники. Искровые разрядники перекрывают наибольший диапазон напряжений срабатывания. Они защищают как электроэнергетические системы при прямых ударах молнии (напряжение срабатывания вплоть до мегавольтового диапазона), так и телекоммуникационные сети (напряжение срабатывания больше 80 В). По сравнению с варисторами и лавинными диодами искровые разрядники отличаются ярко выраженными коммутационными свойствами (рис. 10.56).

При динамической нагрузке напряжение на искровом промежутке становится сначала значительно выше статического напряжения пробоя (измеряемого при скорости увеличения напряжения 100 В/с). Спустя определенное статистическое время разрядник пробивается, в результате его сопротивление уменьшается приблизительно в десятки раз, а напряжение падает сначала до напряжения тлеющего разряда (70—130 В), а затем при достаточно малом внутреннем сопротивлении источника тока до напряжения дуги $U \leq 20 \dots 25$ В (в основном это падение напряжения в прианодной и прикатодной областях). Разница между напряжением тлеющего разряда и напряжением горения дуги на рис. 10.56 не показана.

Можно отметить два недостатка разрядников по сравнению с ограничителями перенапряжений. С одной стороны, при большой крутизне

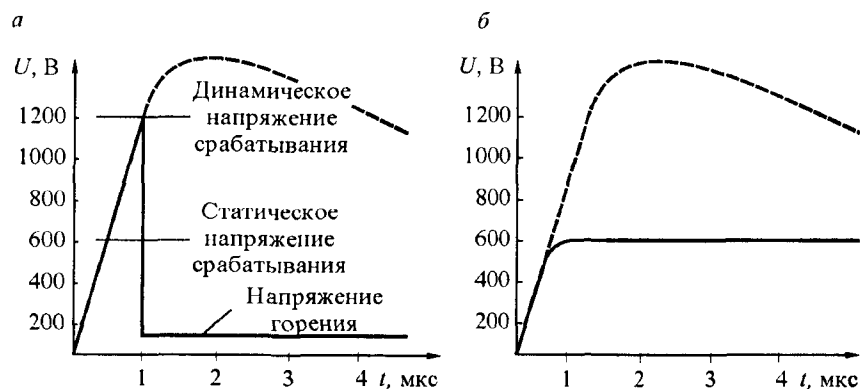


Рис. 10.56. Схематичное сравнение характеристик искровых разрядников (а) и варисторов (б)

не напряжение перед срабатыванием может на короткое время принимать очень большие значения, которые в некоторых случаях недопустимы для защищаемого объекта, с другой стороны, напряжение горения разрядника мало, так что в цепях постоянного тока разрядник после прохождения переходного перенапряжения при определенных обстоятельствах не гасится. В низкоомных сетях рабочее напряжение при этом вызывает через разрядник сопровождающий ток, который его термически разрушает. Первая проблема разрешается путем выбора разрядника с нужной вольт-секундной характеристикой (насколько это возможно), либо ступенчатой грубой или тонкой защитой (см. разд. 10.5.4). Вторая проблема разрешается путем последовательного включения к разряднику варистора (см. разд. 10.5.4).

Вольт-секундная характеристика искрового разрядника описывает динамический режим срабатывания при воздействии импульсными напряжениями возрастающей крутизны. Она определяется производителем для каждого типа искрового разрядника (рис. 10.57).

Указанным выше недостаткам противостоят заметные преимущества разрядников, заключающиеся в высокой допустимой токовой нагрузке и малом активном сопротивлении после срабатывания, незначительной емкости электродной системы. Сопротивление изоляции искровых разрядников выше 10^{10} Ом, а их емкость менее 10 пФ. Заполненные инертным газом разрядники [25] образуют основу защиты

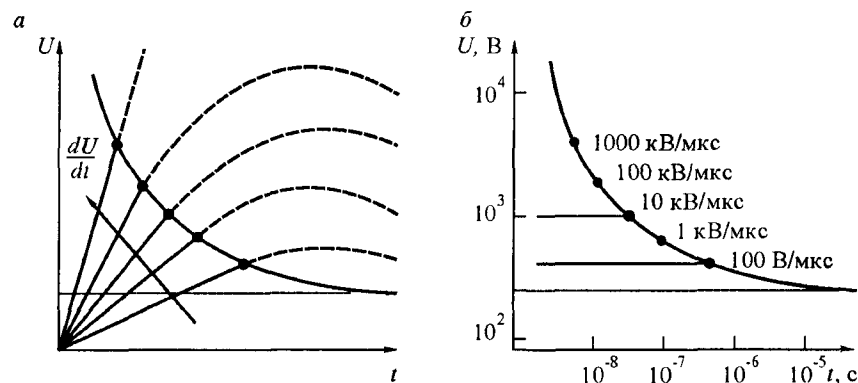


Рис. 10.57. Характеристики искровых разрядников: а — экспериментальное определение характеристики; б — типичная характеристика из каталога изготовителя

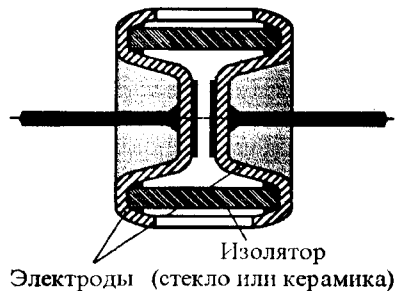


Рис. 10.58. Разрядник, заполненный инертным газом

от перенапряжений в сетях связи, высокое внутреннее сопротивление и низкое рабочее напряжение которых не допускает возникновения сопровождающего тока, так как напряжение горения дуги более 60 В. В низкоомных сетях и при повышенных рабочих напряжениях заполненные инертным газом разрядники находят широкое применение в гибридных схемах (см. разд. 10.5.4).

На рис. 10.58 показан разрядник с инертным газом. В зависимости от

требований к статическому и динамическому режимам срабатывания газ, электроды и соответствующие устройства ускорения зажигания могут быть изготовлены радиоактивными.

Гибридные разрядные цепи. Высокая работоспособность искровых разрядников, а также большое быстроедействие и отсутствие сопровождающего тока у варисторов и диодов делают целесообразным создание гибридных схем из их комбинаций. Возможной комбинацией является последовательное включение обоих видов защитных устройств (рис. 10.59)

На рис. 10.59, *а* показана схема вентильного разрядника, в которой последовательное включение нелинейного элемента способствует гашению дуги сопровождающего тока. В гроозащитных вентильных разрядниках в качестве материала варистора находит применение карбид кремния вследствие его долгосрочной стабильности. Присущий ему большой ток утечки здесь не играет роли, так как варистор при работе в нормальном режиме отделен от сети искровым разрядником.

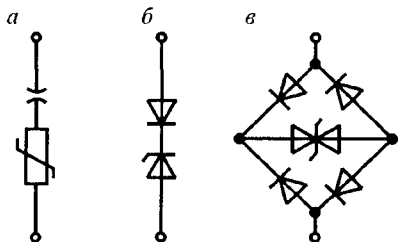


Рис. 10.59. Последовательное включение защитных элементов: *а* — разрядника и варистора (гроозащита); *б* — помехоподавляющего и малоемкостного диода; *в* — помехоподавляющего и малоемкостного диода в мостовой схеме

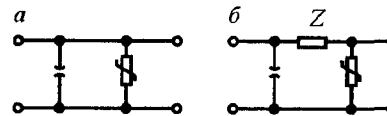


Рис. 10.60. Параллельное включение защитных элементов: *а* — прямое параллельное включение; *б* — косвенное параллельное включение

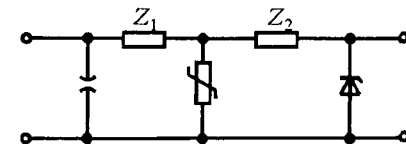


Рис. 10.61. Трехступенчатая защита от перенапряжений (защитный каскад)

Для устранения влияния емкости диодов Зенера и ограничивающих стабилитронов в высокочастотных цепях последовательно с ними включают малоемкостные диоды (рис. 10.59, *б* и *в*). Допустимый прямой ток малоемкостного диода должен быть равен максимальному импульсному току, а напряжение запирающего должно быть больше U_p . Наряду с последовательным включением применяется также параллельное включение искровых разрядников и варисторов (рис. 10.60).

В цепи на рис. 10.60, *а* перенапряжение ограничено напряжением излома характеристики варистора, которое должно быть выбрано исходя из напряжения срабатывания искрового разрядника. По истечении статистического времени запаздывания искровой разрядник срабатывает, и напряжение падает до значения, меньшего 20 В. Ток через варистор уменьшается, таким образом, до обычных малых значений I_y , а искровой разрядник весь импульсный ток принимает на себя. Если требуется более низкий уровень защиты, меньший 100 В (например, при измерениях, управлении и регулировании технологическими процессами), то оба элемента разъединяют с помощью резистора или катушки индуктивности (рис. 10.60, *б*). Этот принцип подразделения на грубую и тонкую защиту можно при высоких требованиях распространить на трехступенчатую и многоступенчатую защиту (рис. 10.61).

И наконец, в зависимости от окружающих помех и механизма связи для подавления синфазных помех можно еще дополнительно использовать LC-фильтр или оптрон (рис. 10.62).

Разрядники и гибридные устройства всех видов в многочисленных вариантах: от защищенных розеток, защитных адаптеров кабельных линий и линий передачи данных до защитных блоков, вставляемых в стандартную европейскую плату, — все это поставляется многими

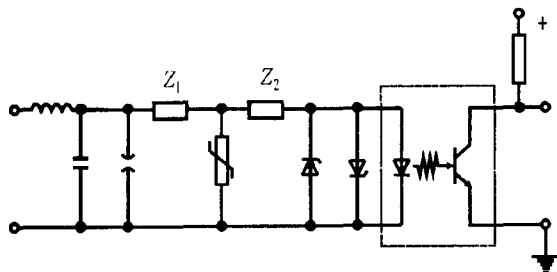


Рис. 10.62. Совершенная ступенчатая защита

фирмами и имеется в продаже. Математическое описание цепей с нелинейными элементами (устройств защиты от перенапряжения) см. в [25].

Оптроны и световодные линии. Оптроны дают возможность сильно подавлять синфазные помехи и часто используются для развязки заземленных контуров, например, во входах и выходах регуляторов с программируемой памятью или в системах передачи данных (рис. 10.63).

При заданных внешних условиях оптроны находят применение для передачи аналоговых импульсов напряжения или тока при высоких требованиях к ширине полосы пропускания и умеренных требованиях к коэффициенту передачи. В зависимости от оптоэлектрического преобразователя оптроны обладают различным усилением по току и разной полосой пропускания B , например:

	$I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$	B
Диод	0,01	10 МГц
Транзистор	0,3	300 кГц
Транзистор Дарлингтона	3	30 КГц

Широкую полосу пропускания (10 МГц) в сочетании с большим усилением имеют оптроны, в которых применяется комбинация фотодиода и высокочастотного транзистора.

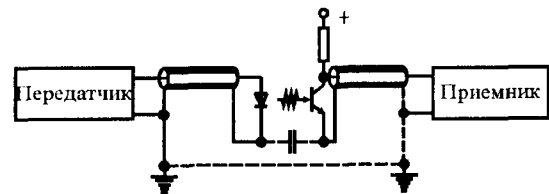


Рис. 10.63. Включение оптрона для подавления синфазных сигналов (разрыв контура заземления)

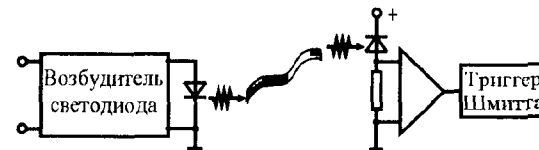


Рис. 10.64. Световодная линия передачи

Напряжения пробоя оптронов часто устанавливаются оптимистически, и поэтому в критических условиях необходимо подходить к ним с осторожностью.

Для высокочастотных синфазных сигналов способность оптрона подавлять синфазную помеху сильно падает вследствие паразитной емкости между входом и выходом (от 1 до 10 пФ). Емкостная связь может быть уменьшена заземленным проводником, расположенным между входом и выходом, если это допустимо по напряжению.

Сколь угодно высокого подавления синфазной помехи, в том числе и при высоких частотах, можно достигнуть при помощи световодных линий (рис. 10.64).

В то время как монолитные оптроны работают при напряжениях до 10 кВ, световодные линии выдерживают разность потенциалов вплоть до мегавольтового диапазона, например, в электроэнергетических системах или в электрофизических установках. В этой связи необходимо также назвать изолированные с помощью световодных линий системы с зондами. Подробные материалы о построении передающих и приемных компонентов имеются в многочисленной литературе.

Разделительные трансформаторы. Разделительные трансформаторы позволяют гальванически развязывать цепи переменного тока, поэтому они часто используются для разрыва контуров заземления, подавления синфазных помех и т.д. (рис. 10.65).

При постоянном напряжении и переменном напряжении с частотой 50 Гц синфазные помехи подавляются полностью.

При более высоких частотах подавление синфазных помех снижается вследствие паразитной емкости между первичной и вторичной

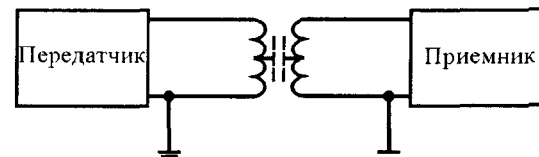


Рис. 10.65. Принцип гальванической развязки цепей переменного тока разделительными трансформаторами

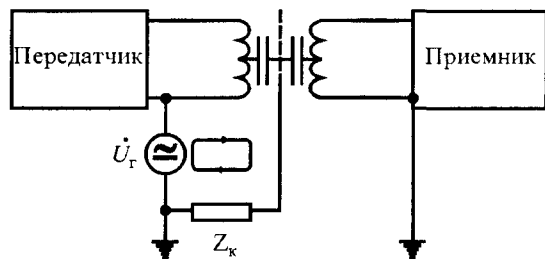


Рис. 10.66. Уменьшение связей через межвитковую паразитную емкость при помощи заземленного экрана

обмотками. В этом случае помогает заземленный экран, который позволяет синфазным токам протекать непосредственно к источнику синфазного напряжения (рис. 10.66).

Эффективность экрана существенно зависит от полного сопротивления Z обратной линии к источнику синфазного напряжения. Где лучше заземлить экран — у передатчика или приемника — зависит от места нахождения источника синфазного напряжения, размещения трансформатора и т. п.

Для оценки степени подавления синфазной помехи необходимо знать значения емкостей между экранами и обмотками (100 пФ — 1 нФ). При несимметричном расположении экрана относительно обмоток и несимметричном размещении изоляции, что является, как правило, результатом грамотно выполненной изоляции, рассчитанной на воздействие определенного перенапряжения, необходимо обращать внимание на установку экрана.

Правильно построенные разделительные трансформаторы для мостовых и других измерительных цепей имеют до трех экранов (рис. 10.67).

Оптимальное подсоединение экрана зависит от вида и имеющихся условий присоединения к земле.

В заключение рассмотрим две схемы включения разделительных трансформаторов. На рис. 10.68, *а* показана гальванически развязанная передача управляющих импульсов на электроды управления мощных полупроводниковых приборов, которые находятся под разными потенциалами трехфазной системы. На рис. 10.68, *б* показана схема

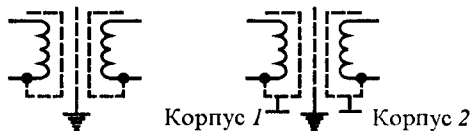


Рис. 10.67. Разделительный трансформатор с тремя отдельными экранами и различными способами заземления

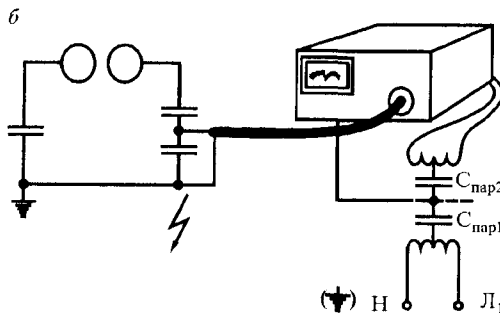
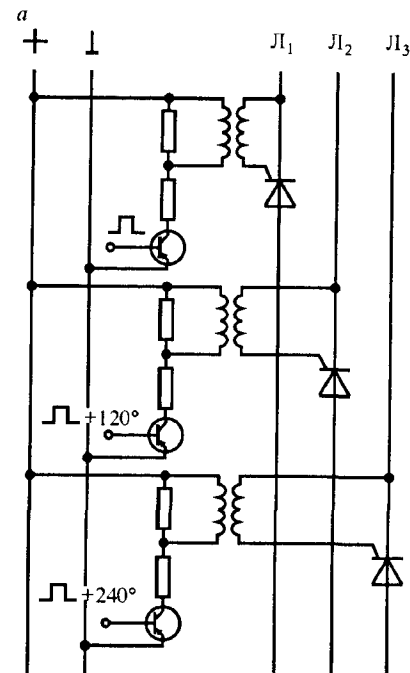


Рис. 10.68. Примеры включения разделительных трансформаторов: *а* — гальванически разделенное управление тиристорами; *б* — питание осциллографа в испытательной лаборатории высокого напряжения

подключения к сети питания измерительного прибора в лаборатории высокого напряжения.

Возникающие в оболочке измерительного кабеля переходные токи из-за гальванической развязки не могут прямо через корпус прибора проходить на землю, а только через паразитную емкость $C_{\text{пар1}}$. Из-за большого сопротивления пути прохождения тока по оболочке кабеля эти токи очень малы и, следовательно, создают малое напряжение помех.

ГЛАВА 11. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С ПИТАЮЩИМИ ЭЛЕКТРОСЕТЯМИ

11.1. Общие сведения

Преобразование на тяговых подстанциях или на электроподвижном составе электрической энергии переменного тока в энергию выпрямленного тока и обратно с помощью статических полупроводниковых преобразователей связано со значительным потреблением реактивной энергии преобразовательными агрегатами. Кроме того, полупроводниковые преобразователи относятся к классу нагрузок, имеющих нелинейные вольт-амперные характеристики, и потребляют из сети несинусоидальный ток, искажая кривую напряжения питающих электросистем.

Электрическая тяга переменного тока является не только мощным потребителем реактивной энергии и несинусоидального тока, но и мощной несимметричной однофазной нагрузкой, что приводит к появлению несимметрии напряжений в питающих электрических трехфазных системах.

Обоснование электромагнитной совместимости электрических железных дорог с питающими электросистемами, необходимой при проектировании и эксплуатации тягового электроснабжения, заключается в том, что несимметрию, несинусоидальность трехфазных питающих напряжений и уровень реактивной мощности, потребляемой тяговыми нагрузками из питающей электросети, необходимо снизить до такой степени, при которой не нарушалась бы нормальная работа взаимосвязанных электрических цепей и выполнялись требования ГОСТ 13109-97 «Нормы качества электрической энергии у ее приемников, присоединенных к электрическим сетям общего назначения».

Качество потребляемого преобразователем тока из питающей сети характеризуется коэффициентом искажения формы кривой этого тока. Коэффициентом искажения называют отношение действующего значения первой гармоники сетевого тока к полному значению этого тока:

$$\nu = \frac{I_{(1)}}{I_1}. \quad (11.1)$$

По определению [1] действующее значение несинусоидального тока (его называют также эффективным или среднеквадратичным)

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}. \quad (11.2)$$

Если ток

$$i = I_0 + I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + I_{2m} \sin 2(\omega t + \psi_2) + \dots,$$

то

$$i^2 = I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{km}^2 \sin^2(k\omega t + \psi_k) + \sum_{\substack{p,q=1 \\ p \neq q}}^{\infty} I_{pm} I_{qm} \sin(p\omega t + \psi_p) \sin(q\omega t + \psi_q).$$

$$\left. \begin{aligned} \text{Но} \quad & \int_0^T \sin^2(k\omega t + \psi_k) dt = \frac{T}{2} \\ & \int_0^T \sin(p\omega t + \psi_p) \sin(q\omega t + \psi_q) dt = 0 \end{aligned} \right\}, \quad (11.3)$$

$$\text{Поэтому } I^2 = I_0^2 + \frac{I_{1m}^2}{2} + \frac{I_{2m}^2}{2} + \frac{I_{3m}^2}{2} + \dots, \text{ или } I = \sqrt{I_0^2 + \frac{I_{1m}^2}{2} + \frac{I_{2m}^2}{2} + \dots}.$$

Так как амплитуда k -й гармоники тока I_{km} в $\sqrt{2}$ раз больше действующего значения k -й гармоники I_k , то

$$\frac{I_{km}^2}{2} = \frac{I_{km}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{km}}{\sqrt{2}} = I_k^2$$

и

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} \quad (11.4)$$

Следовательно, действующее значение несинусоидального тока равно квадратному корню из суммы квадратов постоянной составляющей тока и действующих значений отдельных гармоник. От сдвигов фаз ψ_k действующее значение не зависит.

Аналогичным образом действующее значение несинусоидального напряжения U равно корню квадратному из суммы квадратов по-

стоянной составляющей и действующих значений отдельных гармоник:

$$U = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots} \quad (11.5)$$

Подставляя (11.4) в (11.1), получим

$$v = \frac{I_{(1)}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2}}$$

Как следует из гл.9, схемы выпрямления на тяговых подстанциях постоянного тока и электроподвижном составе переменного тока симметричны для обоих полупериодов, поэтому преобразователи являются источниками только нечетных гармоник, кратных частоте 50 Гц. Как следует из гл.9, порядок гармонических, содержащихся в сетевом (первичном) токе выпрямителей, подчиняется закономерности

$$k = lm \pm 1,$$

где k — порядок гармонической составляющей сетевого тока; m — число пульсаций выпрямленного напряжения; $l = 0, 1, 2, 3, \dots$ — ряд целых чисел.

На электроподвижном составе используют двухпульсовые преобразователи, и в соответствии с приведенным выражением, они являются источниками всех нечетных гармоник ($k = 1, 3, 5, \dots$).

На тяговых подстанциях постоянного тока применяют 6-, 12- и 24-пульсовые преобразователи. При симметричном режиме работы 6-пульсового преобразователя в состав сетевого тока, помимо основной гармоники, с частотой равной частоте сети 50 Гц, входят 5, 7, 11, 13-я и т.д. гармоники и отсутствуют гармоники, кратные двум и трем. Снижению уровня высших гармонических в питающей линии способствует применение 12- и 24-пульсовых преобразователей, в кривой сетевого тока которых присутствуют, помимо основной гармоники, высшие гармонические: у 12-пульсовых преобразователей начиная только с одиннадцатой (11, 13, 23, 25-я и т.д.), а у 24-пульсовых преобразователей начиная только с 23-й (23, 25, 47, 49). Кривая сетевого тока I_c преобразовательного трансформатора при идеально сглаженном выпрямленном токе ($X_d = \infty$) и мгновенной коммутации вентилей ($X_a = 0$)

имеет прямоугольную либо ступенчатую форму. Для таких приближенных и наиболее неблагоприятных условий (при идеально сглаженном выпрямленном токе и мгновенной коммутации) амплитуда k -й гармоники сетевого тока

$$\text{для двухпульсовых преобразователей } I_k = \frac{4I_d}{\pi k_T k}$$

$$\text{и для 6-, 12-, и 24-пульсовых преобразователей } I_k = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi k_T k}.$$

Для этих условий, то есть при прямоугольной или ступенчатой форме кривой сетевого тока, действующее значение первой (основной) гармоники сетевого тока может быть определено [12]

$$I_{(1)} = I_1 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}. \quad (11.6)$$

Тогда

$$v_0 = \frac{I_{(1)}}{I_1} = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}. \quad (11.7)$$

Здесь и далее индексом v_0 указывается, что v определен при прямоугольной или ступенчатой форме кривой сетевого тока.

Из формулы (11.7) следует, что с увеличением числа пульсаций m возрастает коэффициент искажения, что свидетельствует об улучшении формы кривой сетевого тока и о снижении отрицательного влияния высших гармоник на качество электрической энергии в энергосистеме. Так, если при числе пульсаций кривой выпрямленного напряжения $m = 6$ $v_0 = 0,955$, то при $m = 12$ этот показатель возрастает до $v_0 = 0,988$ и при $m = 24$ до $v_0 = 0,997$.

В реальных условиях, вследствие конечных значений индуктивностей в катодной X_d и анодной X_a цепях и процесса коммутации, форма вентильного (вторичного) тока отличается от прямоугольной или ступенчатой и приближается к синусоидальной, благодаря чему ближе к синусоиде и форма сетевого тока. Достаточно подробный гармонический анализ сетевого тока приведен в гл.9.

При работе преобразователей тяговых подстанций искажается форма не только сетевого тока, но и сетевого напряжения. Состав высших гармонических в питающей сети переменного тока, обусловленный подключением преобразователей, является важным показате-

лем режима эксплуатации таких сетей. Высшие гармонические отрицательно влияют на работу промышленных систем автоматики, телемеханики, связи, поэтому допустимый уровень гармоник в питающей сети строго регламентируют. Согласно ГОСТ 13109-97 несинусоидальность формы кривой напряжения длительно допустима на зажимах любого приемника электрической энергии, при которой действующее значение всех высших гармоник не превышает 5% от действующего значения напряжения основной частоты:

$$K_{\text{нс}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}}{U_1} \cdot 100\% \leq 5\%.$$

Ниже, в разд. 11.4 приведены формулы (11.26), (11.27) по определению коэффициента несинусоидальности питающего напряжения и способы его уменьшения.

Как отмечалось выше, преобразование на тяговых подстанциях и на электроподвижном составе электрической энергии переменного тока в энергию выпрямленного тока и обратно с помощью статических полупроводниковых преобразователей связано со значительным потреблением реактивной энергии преобразовательными агрегатами, которая обусловлена процессом коммутации тока в вентилях, искажением формы кривой сетевого тока, намагничивающим током трансформатора и углом регулирования выпрямительно-инверторных агрегатов.

Потребление реактивной энергии характеризуется коэффициентом мощности. Под коэффициентом мощности принято понимать отношение активной мощности P_1 , потребляемой из питающей сети, к полной (кажущейся) мощности S_1 :

$$\chi = \frac{P_1}{S_1}. \quad (11.8)$$

Чем ниже коэффициент мощности установки, тем больше реактивная составляющая тока, потребляемого преобразователем от источника, при одной и той же активной составляющей, и тем больше непроизводительные потери энергии в питающей сети (в линиях электропередачи, трансформаторах подстанций, генераторах электростанций).

Полная мощность равна произведению действующего значения не-

синусоидального напряжения на действующее значение несинусоидального тока. Полная мощность, потребляемая преобразовательным трансформатором из питающей сети,

$$S_1 = m_1 U_1 I_1, \quad (11.9)$$

где m_1 — количество фаз сетевой обмотки преобразовательного трансформатора.

Активная мощность несинусоидального тока представляет среднее значение мощности при этом токе за период. Активная мощность, получаемая трансформатором выпрямителей от питающей сети,

$$P_1 = \frac{m_1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_1 i_1 d\omega t. \quad (11.10)$$

Если представить напряжение u и ток i рядами Фурье:

$$\begin{aligned} u &= U_0 + U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1) + U_{2m} \sin(2\omega t + \varphi_2) + U_{3m} \sin(3\omega t + \varphi_3) + \dots; \\ i &= I_0 + I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1 - \varphi_1) + I_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2 - \varphi_2) + \\ &\quad + I_{3m} \sin(3\omega t + \psi_3 - \varphi_3) + \dots; \end{aligned}$$

подставить эти ряды под знак интеграла и проинтегрировать, учитывая соотношения (11.3), то получим

$$P = U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_2 I_2 \cos \varphi_2 + U_3 I_3 \cos \varphi_3 + \dots$$

Таким образом, *активная мощность несинусоидального тока равна сумме активных мощностей отдельных гармоник.*

У преобразователей тяговых подстанций и ЭПС кривая сетевого тока имеет резко несинусоидальный характер, а питающее напряжение, как правило, находится в пределах ГОСТ 13109-97, $K_{\text{нс}} \leq 5\%$, что позволяет с достаточной степенью точности считать его синусоидальным, а ток можно представить суммой первой и всех высших гармонических.

Так как при синусоидальном напряжении

$$u_1 = U_{1m} \sin \omega t,$$

$$\text{ток} \quad i_1 = I_{1(1)m} \sin(\omega t - \varphi) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{1(n)m} \sin(\omega t - \varphi_n)$$

11.2. Компенсация реактивной мощности оптимизацией режимов работы выпрямительно-инверторных агрегатов тяговых подстанций

В соответствии с нормативными документами при эксплуатации электроустановок должны осуществляться мероприятия, снижающие потребление реактивной мощности. Такие организационно-технические мероприятия, как правило, не требуют капитальных дополнительных затрат и поэтому целесообразны во всех случаях. На тяговых подстанциях постоянного тока снизить потребление реактивной мощности можно при более рациональной эксплуатации преобразовательных агрегатов [33].

В результате анализа выражений (11.2)—(11.12) установлено, что реактивная тяговая нагрузка подстанции постоянного тока зависит от следующих основных факторов:

- степени загрузки преобразовательных агрегатов;
- разности между фактическим значением напряжения на шинах 6; 10 и 35 кВ и номинальным паспортным значением напряжения сетевых обмоток преобразовательных трансформаторов;
- типа преобразовательных трансформаторов (напряжения короткого замыкания и тока холостого хода).

Исходя из этого рассмотрим ряд возможных способов частичного снижения реактивных тяговых нагрузок подстанций постоянного тока.

11.2.1. Оптимизация загрузки преобразовательных агрегатов

Воздействовать на степень загрузки отдельных выпрямительных агрегатов и таким образом снижать потребляемую ими реактивную мощность можно, изменяя автоматически состав (число) работающих агрегатов в зависимости от нагрузки. Технически регулирование рабочей мощности тяговой подстанции осуществляется применением устройств автоматического включения и отключения резерва (АВОР).

Снижение потребления реактивной мощности таким способом поясняет рис. 11.2.

Здесь точка *a* пересечения кривых соответствует значению тока нагрузки, при котором потребление реактивной мощности одинаково как при работе одного, так и двух агрегатов. Если при увеличении нагрузки второй агрегат включить в работу при токе, соответствующем точке *a*, то реактивная мощность уменьшится, например, при токе 3000 А на 6% по сравнению со случаем работы одного агрегата.

Уменьшение реактивной мощности обеспечивается также, если временно отключить второй агрегат при уменьшении тока нагрузки ниже значения, определяемого точкой *a*.

Задачей оптимизации в данном случае является определение токовых уставок регулирования, при которых минимизируются не только потери мощности в преобразовательных агрегатах, но и результирующие потери активной мощности на преобразование, включая потери, вызываемые передачей реактивной мощности через преобразовательный, понижающий трансформаторы и по сетям энергосистемы. В качестве сопутствующего эффекта при этом достигается некоторое уменьшение реактивной мощности, потребляемой преобразовательными агрегатами.

Токовые уставки АВОР, соответствующие минимальному потреблению реактивной мощности преобразовательными агрегатами, можно определить из условия $Q_N = Q_{N+1}$. В результате получим

$$I_{N(N+1)} = \sqrt{\frac{Q_a}{A_2} N(N+1)}. \quad (11.16)$$

Расчеты показывают (табл. 11.1), что токовые уставки регулирования, выбранные по минимуму потребления реактивной мощности, значительно ниже уставок, соответствующих минимуму потерь активной мощности в агрегатах.

Поэтому следует ожидать, что при определении результирующего оптимума и совместном использовании этих двух критериев действи-

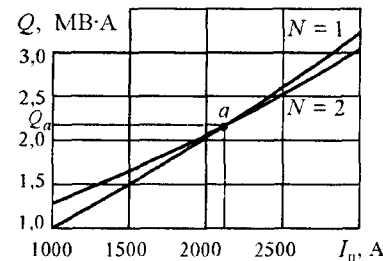


Рис. 11.2. Зависимость реактивной мощности, потребляемой одним ($N = 1$) и двумя ($N = 2$) выпрямительными агрегатами трансформатором ТМРУ-16000/10

Таблица 11.1

Оптимальные уставки АВОР

Тип преобразовательного трансформатора	Токовые уставки $I_{1,2}$ А, по минимуму	
	потребления реактивной мощности	потерь активной мощности в агрегатах
ТМРУ-16000/10	2110	3210
ТМПУ-16000/10ЖУ1	1250	2600
ТДП-12500/10ЖУ1	1210	2220
2 × ТМПУ-6300/35ЖУ1	1050	1830
2 × ТМРУ-6200/35	2100	2450
ТДРУ-20000/10Ж	1870	2650

тельно оптимальные уставки АВОР займут некоторое промежуточное положение между граничными значениями, приведенными в табл. 11.1.

Оптимизация токовых уставок АВОР с одновременным учетом потерь активной мощности в агрегатах и потерь, вызываемых передачей реактивной мощности, производится по минимуму так называемых приведенных потерь:

$$\Delta P_{\text{прив}} = \Delta P_0 + \Delta P_{1\text{н}} B + \Delta P_{2\text{н}} B^2 + \Delta P_{\text{т}} + \Delta P_3, \quad (11.17)$$

где ΔP_0 — постоянные потери мощности в преобразовательном агрегате; $\Delta P_{1\text{н}}$ — составляющая потеря, обусловленная суммарным пороговым напряжением вентилях при номинальном токе нагрузки $I_{\text{дн}}$; $B = I_{\text{д}}/I_{\text{дн}}$ — коэффициент нагрузки агрегата; $\Delta P_{2\text{н}}$ — суммарные нагрузочные потери мощности в агрегате (потери в обмотках трансформатора и уравнительного реактора, в индивидуальных сглаживающих реакторах, а также потери в вентилях, обусловленные их динамическими сопротивлениями) при номинальной нагрузке; $\Delta P_{\text{т}}$ и ΔP_3 — потери активной мощности в понижающих, преобразовательных трансформаторах тяговой подстанции и в сетях энергосистемы, вызываемые передачей реактивной мощности.

Методы расчета составляющих ΔP_0 , $\Delta P_{1\text{н}}$, $\Delta P_{2\text{н}}$ широко освещены в литературе по вопросам преобразовательной техники и здесь не рас-

считываются. Потери $\Delta P_{\text{т}}$ в трансформаторах от потоков реактивной мощности определяются по формуле

$$\Delta P_{\text{т}} = Q^2 (\Delta P_{\text{кп}} N_{\text{п}} S_{\text{нп}}^2 + \Delta P_{\text{кт}} N N_{\text{т}} S_{\text{нт}}^2), \quad (11.18)$$

где Q — текущее значение реактивной тяговой нагрузки подстанции, МВ·А; $\Delta P_{\text{кп}}$ и $\Delta P_{\text{кт}}$ — потери короткого замыкания соответственно в понижающем и преобразовательном трансформаторах, кВт; $S_{\text{нп}}$ и $S_{\text{нт}}$ — номинальные мощности соответственно понижающего и преобразовательного трансформаторов, МВ·А; $N_{\text{п}}$ — число понижающих трансформаторов, одновременно питающих тяговую нагрузку; $N_{\text{т}}$ — число трансформаторов в составе преобразовательного агрегата; N — число параллельно работающих преобразовательных агрегатов.

При использовании формулы (11.17) наибольшие затруднения вызывает расчет составляющей потерь ΔP_3 , связанной с передачей реактивной мощности по сетям энергосистемы. Эти затруднения обусловлены сложностью питающей энергосистемы, к которой подключены тяговые подстанции. Задача решается достаточно просто лишь для радиальных схем питания. В сложносвязанных сетях определение составляющей ΔP_3 существенно усложняется и становится возможным лишь с помощью современных вычислительных средств. Поэтому в данном случае целесообразно обратиться к результатам подобных расчетов, которые выполнялись во Всесоюзном научно-исследовательском институте электроэнергетики (ВНИИЭ) при решении задач компенсации реактивной мощности [33].

Зависимость дополнительных потерь мощности в сети энергосистемы от реактивной нагрузки Q выражается формулой [33]

$$\Delta P_3 = b_1 Q + b_2 Q^2. \quad (11.19)$$

Коэффициенты аппроксимации b_1 и b_2 можно определить по данным, приведенным в [33], используя следующие соотношения:

$$b_1 = 3_{13}/C_0; \quad b_2 = 3_{23}/C_0, \quad (11.20)$$

где 3_{13} и 3_{23} — расчетные коэффициенты, значения которых приведены в [43]; C_0 — удельная стоимость потерь активной мощности и электроэнергии, которая принимается по [33].

$$\beta_{23} = d / P, \quad (11.21)$$

где d — расчетный коэффициент [3]; P — расчетная активная нагрузка тяги, которая определяется по расходу электроэнергии подстанцией на тягу поездов за средние сутки месяца с наибольшим электропотреблением.

Вследствие зависимости коэффициента b_2 от активной нагрузки потребителя токовые уставки регулирования, рассчитываемые по минимуму приведенных потерь, зависят от суточной переработки электроэнергии подстанцией на тягу поездов. Коэффициенты β_{13} , d и удельная стоимость потерь C_0 , кроме того, имеют разные значения в зависимости от района объединенной энергосистемы (ОЭС). Однако выполненные расчеты показывают, что различие в уставках регулирования, рассчитанных для разных районов ОЭС, не превышает 4%.

Расчет уставок регулирования целесообразно выполнять графоаналитическим методом в такой последовательности. При известных исходных данных по уравнению (11.17) строят кривую зависимости $\Delta P_{\text{прив}}$ от тока нагрузки для одного агрегата ($N = 1$). Используя эту кривую, строят зависимость $\Delta P_{\text{прив}}(I_n)$ для двух агрегатов, работающих параллельно. При построении учитывают, что потери мощности в случае параллельной работы двух агрегатов с суммарной нагрузкой I_n равны удвоенному значению потерь в одном агрегате при нагрузке $I_n/2$. По точке пересечения кривых $N = 1$, $N = 2$ определяют нагрузку подстанции $I_n/2$, при которой экономически целесообразно подключение второго агрегата на параллельную работу. При необходимости аналогичным образом может быть найден ток нагрузки, при котором следует вводить в работу третий агрегат.

Результаты расчета уставок регулирования для наиболее распространенных типов преобразовательных агрегатов с учетом минимума приведенных потерь активной мощности представлены в табл. 11.2.

Здесь значения постоянного тока $I_{1,2}$ на включение второго агрегата даны при разных расходах электроэнергии подстанцией на тягу поездов $A_{\text{сут}}$. Уставка на отключение агрегата обычно принимается в 1,3—1,4 раза меньше тока включения.

Сопоставление данных, приведенных в табл. 11.1, 11.2, подтверждает, что рекомендуемая методика определения токовых уставок

Токовые уставки АВОР в зависимости от суточной переработки электроэнергии

Тип преобразовательного трансформатора	Уставки АВОР, А, при $A_{\text{сут}}$, МВт·ч				
	60	80	100	120	140
ТМРУ-16000/10	2150	2300	2450	2500	2600
ТМРУ-16000/10ЖУ1	1700	1800	1900	1900	2000
ТДП-12500/10ЖУ1	1500	1550	1600	1650	1700
2 × ТМРУ-6300/35ЖУ1	1350	1400	1400	1450	1500
2 × УТМРУ-6300/35Ж	1450	1500	1500	1550	1600
2 × ТМРУ-6200/35	1750	1850	1900	1950	2000
2 × ТМР-5600/35	1700	1800	1900	1900	2000
ТДРУ-20000/10Ж	1900	2000	2100	2100	2200

АВОР дает компромиссное решение между двумя частными оптимумами: минимумом потребления реактивной мощности и минимумом потерь активной мощности в преобразовательных агрегатах, причем доля каждого из этих критериев зависит от суточной переработки электроэнергии $A_{\text{сут}}$.

Уставки АВОР, приведенные в табл. 11.2, соответствуют такой постановке задачи, при которой минимизируются результирующие потери активной мощности на преобразование (включая потери в сетях системы в понижающих трансформаторах и преобразовательных агрегатах). На этой основе возможно дальнейшее уточнение токовых уставок регулирования посредством увеличения числа учитываемых факторов (теплового старения полупроводниковых вентилялей, изменения потерь в тяговой сети при разном числе работающих агрегатов и др.).

11.2.2. Оптимизация режима напряжения

При повышении напряжения на шинах переменного тока, питающих преобразовательные агрегаты, выше номинального напряжения сетевой обмотки преобразовательного трансформатора потребление реактивной мощности выпрямительным агрегатом возрастает. Это связано с увеличением тока холостого хода и реактивной мощности намагничивания трансформатора.

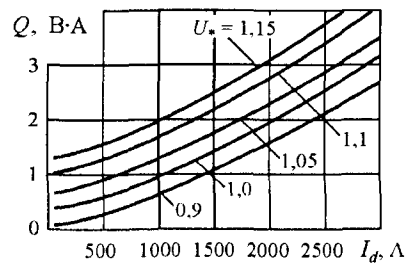


Рис. 11.3. Изменение реактивной мощности Q выпрямительного агрегата с трансформатором ТМРУ-16000/10 в зависимости от относительного уровня первичного напряжения U^* и тока нагрузки I_d

средством переключения отводов понижающего трансформатора $\cos\phi$ подстанции снижается с 0,91—0,93 до 0,82—0,85.

Аналогичное явление происходит в тех случаях, когда при номинальном напряжении на шинах 6; 10 и 35 кВ переключатели отводов преобразовательных трансформаторов установлены в положение III. При этом возрастает ток холостого хода преобразовательных трансформаторов, что ухудшает энергетические показатели тяговой подстанции.

Для снижения потребления реактивной мощности необходимо устанавливать переключатели отводов преобразовательных трансформаторов в такое положение, при котором напряжение, указанное на щитке трансформатора для данного ответвления, наиболее близко соответствует среднему (наиболее вероятному) напряжению на шинах, питающих преобразовательные агрегаты. Перевод переключателей отводов преобразовательных трансформаторов в положение III с целью повышения напряжения в контактной сети должен быть, как правило, временной мерой.

11.2.3. Влияние параметров преобразовательных трансформаторов на потребление реактивной мощности

Преобразовательные трансформаторы прежних выпусков (ТМРУ-16000/10; 2×ТМРУ-6200/35Ж) потребляют значительно большую реактивную мощность Q_0 на холостом ходу по сравнению с трансформаторами новых типов (ТМРУ-16000/10ЖУ1, ТДП-12500/10ЖУ1)

Расчеты, выполненные с учетом кривой намагничивания трансформаторной стали, показывают (рис. 11.3), что при повышении напряжения, например на 10% ($U^* = 1,1$), потребляемая агрегатом реактивная мощность при токе 3000 А возрастает на 30% по сравнению с режимом номинального напряжения ($U^* = 1$).

В результате экспериментальных исследований установлено, что с увеличением среднего выпрямленного напряжения на шинах тяговых подстанций с 3400 до 3700 В по-

средством переключения отводов понижающего трансформатора $\cos\phi$ подстанции снижается с 0,91—0,93 до 0,82—0,85.

Особенно эффективно применение 12-пульсовых схем выпрямления, позволяющих повысить коэффициент мощности до 0,97—0,98. В инверторных агрегатах тяговых подстанций в соответствии с физическими принципами их работы отпирание тиристорov осуществляется системой управления с некоторым углом запаздывания α по отношению к напряжению сети. Эта особенность, вызывая увеличение угла сдвига фаз между инвертированным током и напряжением, приводит к увеличенному потреблению инвертором реактивной мощности из сети (рис. 11.4). Некоторое улучшение энергетических показателей инверторных агрегатов возможно при сокращении запасов по углу за-
пирапия δ . Однако это мероприятие требует использования быстродействующих систем фазового регулирования и уменьшения на 5—10% напряжений инверторной обмотки трансформатора.

Организационно-технические мероприятия по снижению реактивных нагрузок не исключают необходимость применения на тяговых подстанциях постоянного тока в обоснованных случаях установок компенсации реактивной мощности.

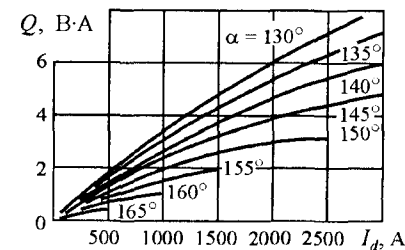


Рис. 11.4. Зависимости реактивной мощности Q от тока рекуперации I_d и угла отпирания α для инверторного агрегата типа ВИПЭ-2У3

11.3. Установки компенсации реактивной мощности

В качестве источников реактивной мощности на тяговых подстанциях постоянного тока наиболее эффективны установки поперечной емкостной компенсации (КУ) и компенсированные выпрямительные и выпрямительно-инверторные агрегаты с искусственной коммутацией.

11.3.1. Преобразовательные агрегаты с искусственной коммутацией

Выпрямители и инверторы, в которых улучшение энергетических показателей достигается смещением момента коммутации вентилей в сторону опережения посредством вспомогательного источника эдс, являются преобразователями с искусственной коммутацией. Таким источником, как правило, является конденсатор, который вводится непосредственно в схему преобразователя и перезаряжается рабочим током в интервалах между очередными коммутациями.

Различают два типа преобразователей с искусственной коммутацией: двухступенчатой и одноступенчатой. В схемах с двухступенчатой искусственной коммутацией вспомогательный источник эдс (конденсатор) периодически подключается к основным вентилям преобразователя посредством вспомогательных вентилялей. Такие схемы могут быть реализованы только на управляемых вентилях.

В мощных преобразовательных установках более целесообразно использование схем с одноступенчатой искусственной коммутацией. Широко известными вариантами преобразователей такого типа являются компенсированные выпрямительные агрегаты, разработанные в Киевском и Челябинском политехнических институтах (схемы КПИ и ЧПИ) [33]. Эти агрегаты выполняются по шестифазной схеме с уравнительным реактором и содержат в силовой цепи коммутирующие конденсаторы, работающие на двойной и тройной частоте по отношению к частоте питающего напряжения.

С учетом перспективности применения на тяговых подстанциях преобразовательных агрегатов по мостовым схемам Уральское отделение ВНИИЖТа и Свердловская дорога разработали мостовые компенсированные выпрямительные и выпрямительно-инверторные агрегаты с конденсаторами, включенными последовательно в цепь переменного тока преобразователей.

Практическое использование преобразователей с последовательно включенными конденсаторами сдерживалось из-за опасности возникновения значительных перенапряжений на конденсаторах и вентилях при аварийных режимах [2]. В разработанных преобразовательных агрегатах этот недостаток устранен подключением параллельно конденсаторам насыщающихся реакторов с замкнутым ферромагнитным сердечником [33]. Наличие реакторов проявляется только при аварийных режимах. В этих режимах вследствие насыщения стали значительно снижается индуктивность реакторов и обеспечивается ограничение напряжений на конденсаторах. Кратковременный режим работы реакторов в насыщенном состоянии лишь до момента отключения агрегата защитой позволяет снизить их типовую мощность до 3—4% типовой мощности преобразовательного трансформатора. По сравнению с разрядниками насыщающийся реактор имеет то преимущество, что он может быть изготовлен с расчетом на любое (в том числе и низкое) напряжение насыщения и способен рассеять без повреждений значительные запасы энергии, накопленной в конденсаторах. Дополнительным преимуществом такой защиты является отсутствие дуги и стабильность уставки срабатывания.

В схеме компенсированного выпрямительного агрегата с серийным трансформатором (рис. 11.5, а) устройство компенсации реактивной мощности, содержащее конденсаторы С и насыщающиеся реакторы РН, включено между выводами вентильной обмотки и мостом.

Возможен другой вариант исполнения компенсированного выпрямительного агрегата с включением конденсаторов в цепь переменного

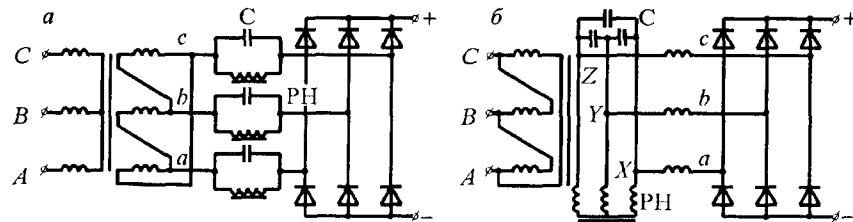


Рис. 11.5. Схема компенсированного выпрямительного агрегата с последовательно включенными конденсаторами при соединении вентильной обмотки в треугольник (а) и звезду с разобщенной нейтралью (б)

тока преобразователя со стороны разобщенной нейтрали вентильной обмотки трансформатора, соединенной в звезду (рис. 11.5, б). В этом случае используют специальный преобразовательный трансформатор, оборудованный тремя дополнительными выводами X , Y , Z . Такое исполнение агрегата позволяет увеличить единичную мощность конденсаторов в компенсирующем устройстве, что дает существенное уменьшение габаритных размеров батареи и ее стоимости. При этом фазы батареи соединяют между собой в треугольник, к вершинам которого подключают трехфазный насыщающийся реактор.

Для улучшения энергетических показателей выпрямительно-инверторных агрегатов тяговых подстанций на базе преобразователя ВИПЭ-2УЗ разработан и введен в эксплуатацию на ряде тяговых подстанций компенсированный непереключаемый выпрямительно-инверторный агрегат (рис. 11.6).

В силовой схеме компенсированного агрегата имеются два трехфазных преобразовательных моста, соединенных между собой встречно-параллельно. Инверторный мост И собран на тиристорах, выпрямительный мост В — на неуправляемых вентильях. Преобразовательный трансформатор ТП для компенсированного агрегата имеет специальное исполнение. Его особенность состоит в разобщении нуля

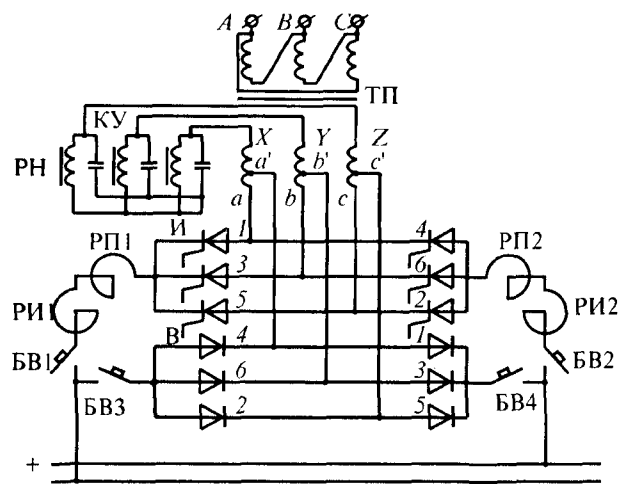


Рис. 11.6. Схема компенсированного выпрямительно-инверторного агрегата

вентильной обмотки и наличии на крышке дополнительных выводов X , Y , Z . Кроме этого, напряжение вольтодобавочной обмотки уменьшено с 25 до 10% по сравнению с напряжением серийного трансформатора.

Трехфазная батарея конденсаторов, предназначенная для компенсации реактивной мощности, подключена к разомкнутым нейтральным выводам вентильной обмотки трансформатора. При такой схеме конденсаторы включены последовательно в главную цепь переменного тока как выпрямителя, так и инвертора. Благодаря этому обеспечивается улучшение энергетических показателей и характеристик агрегата.

Для ограничения напряжения на конденсаторах при коротком замыкании выпрямителя и двухфазных опрокидываниях инвертора параллельно конденсаторам включены насыщающиеся реакторы РН.

Защита преобразовательного агрегата от аварийных токов при нарушениях режима работы инвертора и сквозных пробоях фаз выпрямителя осуществляется быстродействующими выключателями БВ1, БВ2 и БВ3, БВ4.

Возможны два режима работы компенсированного выпрямительно-инверторного агрегата: с отключением выпрямительной его части быстродействующими выключателями БВ3 и БВ4 при переходе агрегата в инверторный режим; без переключений на стороне постоянного тока. При непереключаемом режиме быстродействующие выключатели БВ1—БВ4 включены постоянно. Импульсы управления могут подаваться на тиристоры инвертора непрерывно либо по команде датчика, срабатывающего при появлении на межподстанционной зоне рекуперирующего электровоза. При постоянной подаче импульсов непереключаемый агрегат обладает способностью безынерционно переходить из выпрямительного режима работы в инверторный и наоборот, причем чередование работы выпрямительной и инверторной групп вентилей осуществляется естественным образом в зависимости от напряжения в контактной сети.

Из-за неравенства мгновенных значений напряжений выпрямителя и инвертора между ними в непереключаемом режиме протекают уравнительные токи, которые ограничиваются индуктивностью реакторов РИ1, РИ2 и выбором соответствующего начального угла отпирания тиристоров инвертора. Реакторы РП1, РП2 предназначены для снижения радиопомех.

11.3.2. Расчет компенсирующих устройств преобразовательных агрегатов

Характеристики и свойства мостовых компенсированных преобразователей с последовательно включенными конденсаторами определяются параметром $v = \sqrt{X_C / X_R}$, характеризующим соотношение между

сопротивлением конденсаторов X_C в фазе установки и результирующим индуктивным сопротивлением X_R цепи переменного тока преобразователя. При известных параметрах питающей сети, понижающего и преобразовательного трансформаторов сопротивление X_R рассчитывается по формуле (9.45) и является заданным при расчетах компенсирующего устройства. Отношение X_C / X_R выбирается с таким расчетом, чтобы обеспечить требуемое улучшение энергетических показателей агрегата, получить стабилизированную внешнюю характеристику и реализовать новые положительные свойства компенсированного преобразователя при минимальной установленной мощности конденсаторов.

Для компенсированных выпрямительно-инверторных агрегатов параметр v принимается равным 1,4—1,6 [33]. В этом случае компенсированный инвертор приобретает новое важное свойство повышенной устойчивости во всем диапазоне изменения нагрузки и при изменениях напряжения в системе переменного тока.

Для неуправляемых преобразователей тяговых подстанций в зависимости от мощности питающей энергосистемы и типа главного понижающего трансформатора целесообразно принимать параметр $v = 1,6 \dots 1,8$, причем $v = 1,6$ должен соответствовать наибольшему, а $v = 1,8$ наименьшим значениям сопротивления X_R из числа практически возможных.

При известных значениях v и X_R требуемое результирующее сопротивление конденсаторов X_C в фазе компенсирующего устройства определяется выражением $X_C = v^2 X_R$. Для унифицированного компенсирующего устройства, применяемого в схемах компенсированных выпрямительных и выпрямительно-инверторных агрегатов тяговых подстанций, принимается $X_C = 0,312$ Ом.

Действующие значения напряжения U_C на последовательно включенных конденсаторах и протекающего через них тока I_C выражаются

следующим образом:

$$U_C \approx 0,78 X_C I_d \quad (11.22)$$

$$I_C = I_d \sqrt{2/3} \sqrt{1 - \gamma/2\pi} \approx 0,816 I_d, \quad (11.23)$$

где I_d — выпрямленный ток агрегата, А.

Используя выражения (11.22) и (11.23), батарею конденсаторов рассчитывают на номинальный ток преобразовательного агрегата, причем в выпрямительно-инверторных агрегатах в качестве расчетного принимают номинальный ток выпрямительного режима. Перегрузочная способность батареи конденсаторов согласуется с преобразователем так, чтобы наличие конденсаторов не накладывало ограничений на допустимые перегрузки агрегата.

При известных параметрах конденсаторной батареи рассчитывают насыщающиеся реакторы для ограничения напряжений на конденсаторах. Основные параметры реактора — потокосцепление насыщения Ψ_s и остаточная индуктивность L_s — характеризуются кривой намагничивания реактора $\Psi = f(i_p)$. Напряжение насыщения реакторов принимается несколько выше, чем рабочее напряжение на конденсаторах, при максимальной допускаемой перегрузке преобразователя. Из этого условия определяется потокосцепление при насыщении реактора [33]

$$\Psi_s = w B_s S_{ст} = 3,49 X_C I_{d\text{нас}} \cdot 10^{-3}, \text{ Вб}, \quad (11.24)$$

где w — число витков обмотки; B_s — индукция насыщения стали, Тл; $S_{ст}$ — активная площадь сечения стали, м²; $I_{d\text{нас}}$ — выпрямленный ток преобразователя, соответствующий насыщению реактора, А.

Величина $I_{d\text{нас}}$ задается из условия максимальной допустимой перегрузки преобразовательного агрегата $I_{d\text{нас}} = (1,2 \dots 1,3) I_{d\text{max}}$.

Действующее значение напряжения насыщения реактора

$$U_{\text{нас}} = \sqrt{2} w \Psi_s / 2. \quad (11.25)$$

Насыщающиеся реакторы унифицированного компенсирующего устройства для мостовых преобразовательных агрегатов тяговых подстанций выполняются с $\Psi_s = 6,1$ Вб и $U_{\text{нас}} = 1350$ В.

Остаточная индуктивность реактора при полностью насыщенной стали представляет собой собственную индуктивность обмотки без железа. Рациональная индуктивность $L_{\text{с}}$ а также ударный $I_{\text{ру}}$ и эффективный $I_{\text{рэ}}$ токи через реактор определяются на основании анализа аварийных режимов в преобразователе с учетом допустимых перенапряжений на конденсаторах. Для компенсированных преобразовательных агрегатов тяговых подстанций расчетным аварийным режимом является глухое короткое замыкание на шинах 3,3 кВ подстанции в течение времени действия защиты с масляным выключателем (0,25—0,3 с). Вопросы проектирования насыщающихся реакторов, исходя из заданных значений $\Psi_{\text{с}}$, $I_{\text{ру}}$ и $I_{\text{рэ}}$, изложены в [33].

Пример. Рассчитаем параметры компенсирующего устройства для преобразовательного агрегата ПВЭ-3М с трансформатором ТДП-12500/10ЖУ1 при следующих исходных данных.

Мощность к.з. на шинах 10 кВ составляет 125 МВ·А. Параметры преобразовательного трансформатора: $E_2 = 1,52$ кВ; $u_{\text{кт}} = 7\%$; $S_{\text{нт}} = 11,8$ МВ·А.

Ток наибольшей (одноминутной) перегрузки $I_{\text{дmax}} = 4500$ А.

Конденсаторы типа КСП-0,66-40; номинальное напряжение 660 В; номинальная мощность 40 кВ·А; сопротивление одного конденсатора 10,9 Ом.

Решение. Используя выражение (9.45), находим

$$X_{\text{R}} = 3 \cdot 1,522 : 125 + (3 \cdot 1,52^2 \cdot 7 : 1 \cdot 11,8) \cdot 10^{-2} = 0,0965 \text{ Ом.}$$

Принимаем $\nu = 1,8$ и определяем сопротивление конденсаторов в фазе компенсирующего устройства $X_{\text{C}} = 1,8^2 \cdot 0,0965 = 0,312$ Ом. По формуле (11.22) рассчитываем напряжение на конденсаторах при токе $I_{\text{дmax}}$:

$$U_{\text{C max}} = 0,78 \cdot 0,312 \cdot 4500 = 1095 \text{ В.}$$

Кратность перегрузки конденсаторов в режиме наибольшей допустимой нагрузки преобразовательного агрегата

$$K_{\text{п}} = 1095 : 660 = 1,66.$$

По данным завода-изготовителя конденсаторы КСП-0,66-40 допускают перегрузки кратностью $K_{\text{п}} = 1,6$ до 30 мин и $K_{\text{п}} = 1,89$ до 20 мин за сутки. Следовательно, наличие батареи, составленной из параллельно соединенных конденсаторов КСП-0,66-40 с результирующим сопротивлением $X_{\text{C}} = 0,312$ Ом, не ограничивает перегрузочную способность преобразователя ПВЭ-3М.

Число параллельно соединенных конденсаторов в фазе батареи

$$N = 10,9 : 0,312 = 35.$$

Установленная мощность конденсаторов в трех фазах батареи

$$Q_{\text{y}} = 3 \cdot 35 \cdot 40 = 4200 \text{ кВ·А.}$$

Принимая $I_{\text{днас}} = 5600$ А, из формулы (11.34) находим

$$\Psi_{\text{y}} = 3,49 \cdot 0,312 \cdot 5600 \cdot 10^{-3} = 6,1 \text{ Вб.}$$

Действующее значение напряжения насыщения стали реактора

$$U_{\text{нас}} = 2 \cdot 314 \cdot 6,1 : 2 = 1350 \text{ В.}$$

Другой параметр насыщающегося реактора — его остаточная индуктивность $L_{\text{с}}$ определяется в результате расчетов режима короткого замыкания компенсированного агрегата [22].

11.3.3. Установки поперечной емкостной компенсации и фильтрокомпенсирующие устройства

Непосредственное подключение батарей конденсаторов к шинам 6 и 10 кВ тяговых подстанций, как правило, недопустимо, так как при этом возможно резонансное усиление одной из высших гармоник тока, генерируемых преобразователями.

Чтобы избежать подобных резонансных явлений, последовательно с конденсаторами включают реакторы соответствующей индуктивности (рис. 11.7).

Для условий тяговых подстанций постоянного тока индуктивность реактора выбирается с таким расчетом, чтобы резонансная частота ветвей L-C в каждой фазе составляла около 240 Гц, была близкой к частоте 5-й гармоники в сетевом токе преобразователей. В этом случае установка компенсации представляет собой фильтр токов 5-й гармоники. Некоторое отклонение резонансной частоты фильтра от частоты идеальной настройки (250 Гц) принято с учетом возможного в эксплу-

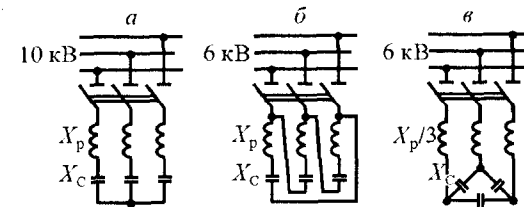


Рис. 11.7. Схемы установок поперечной емкостной компенсации: а — ФКУ 10 кВ; б и в — ФКУ 6 кВ

Батарея конденсаторов ФКУ комплектуется конденсаторами наружной установки типа КС2-1,05-602У1 с номинальной мощностью $60 \text{ кВ} \cdot \text{А}$ каждый. Общее число конденсаторов в трех фазах установки 63. Соединение конденсаторов в фазе последовательно-параллельное с поперечными перемычками через один конденсатор. Возможны и другие варианты комплектации батареи [33], там же более подробно



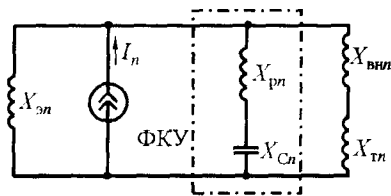


Рис 11.9. Однолинейная схема замещения тяговой подстанции постоянного тока для высших гармоник: $X_{эп}$, $X_{Сп}$ — реактивные сопротивления элементов ФКУ на частоте n -й гармоники; $X_{внп}$, $X_{тп}$ — индуктивные сопротивления электрической системы и понижающих трансформаторов подстанции; $X_{эп}$ — эквивалентное сопротивление нагрузок районных и нетяговых потребителей

ду их малых значений и слабого влияния на гармоники напряжения также не учтены.

При отсутствии ФКУ гармоники тока, генерируемые вентильными преобразователями, распределяются между электрической системой и сетью потребителей 6 и 10 кВ, вызывая искажения кривой напряжения. В соответствии с ГОСТ 13109-97 «Электрическая энергия. Нормы качества электрической энергии у ее приемников, присоединенных к электрическим сетям общего назначения» несинусоидальность напряжения характеризуется значением коэффициента несинусоидальности

$$K_{нс} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1} \cdot 100\%, \quad (11.26)$$

где U_1 , U_n — действующие значения напряжения первой и n -й гармоник. Нижний предел суммы под корнем для 6-пульсовых схем преобразователей, работающих в симметричном режиме, равен $n = 5$, для 12-пульсовых $n = 11$. Верхний предел суммирования обычно ограничивается $n = 13$ или $n = 25$.

Значение высших гармоник в напряжении равно падению напряжения от гармоник тока на эквивалентном сопротивлении схемы замещения (см. рис. 11.9). Поэтому при известном относительном содержа-

нии гармоник в кривой переменного тока подстанции расчетный коэффициент несинусоидальности напряжения на шинах 6 и 10 кВ можно определить по формуле

описано назначение отдельных элементов ФКУ. Уменьшение несинусоидальности кривой напряжения и тока, потребляемого тяговой подстанцией, при наличии ФКУ обусловлено уменьшением результирующей проводимости для токов высших гармоник. Оценим снижение несинусоидальности, используя схему замещения (рис. 11.9), в которой вентильные преобразователи подстанции представлены источником тока высших гармоник с малой внутренней проводимостью. Активные сопротивления элементов схемы ввиду

нии гармоник в кривой переменного тока подстанции расчетный коэффициент несинусоидальности напряжения на шинах 6 и 10 кВ можно определить по формуле

$$K_{нс} = \frac{\sqrt{3} I_1 \sqrt{\sum_{n=5}^{n=13} (X_{гп} I_n)^2}}{U_{ном}} \cdot 100\%, \quad (11.27)$$

где $X_{гп}$ — условное эквивалентное сопротивление питающей и распределительной сети на частоте n -й гармоники, Ом; $I_n^* = I_n/I_1$ — относительная величина гармоники тока; $U_{ном}$ — номинальное линейное напряжение шин, кВ.

В выражении (11.27)

$$X_{гп} = X_{эп} X_{тп} / (X_{эп} + X_{тп}),$$

где $X_{эп}$ — эквивалентное сопротивление сети потребителей 6 (10) кВ на частоте n -й гармоники, Ом; $X_{тп}$ — сопротивление, определяемое как $X_{внп} + X_{тп}$

Действующее значение первой гармоники I_1 сетевого тока преобразователя с погрешностью, не превышающей 1—2%,

$$I_1 \approx \sqrt{6} K_{сх} I_d / (\pi K_T), \quad (11.28)$$

где I_d — выпрямленный ток нагрузки подстанции, кА; $K_{сх}$ — схемный коэффициент ($K_{сх} = 0,5$ для 6-пульсовой схемы с уравнивающим реактором; $K_{сх} = 1$ для 6-пульсовой мостовой и 12-пульсовой параллельной схем и $K_{сх} = 2$ для 12-пульсовой последовательной схемы); K_T — коэффициент трансформации преобразовательного трансформатора (определяется по линейным напряжениям).

Подключение ФКУ к шинам подстанции вызывает изменение условного эквивалентного сопротивления в цепи гармоник тока до величины, определяемой выражением

$$X_{гп}^* = \frac{n(n^2 X_p - X_c) X_3 X_n}{(n^2 X_p - X_c)(X_n + X_3) + n^2 X_3 X_n}, \quad (11.29)$$

где X_p , X_c , X_3 , X_n — сопротивления схемы замещения (см. рис. 11.9) на промышленной частоте.

Условию идеальной настройки ФКУ на частоту n -й гармоники соответствует равенство $n^2 X_p - X_c = 0$. При этом $X_{гп}^* = Q$ и n -я гармони-

ка тока полностью замыкается через фильтр, не проникая в питающую систему и сеть потребителей 6 и 10 кВ.

Чтобы избежать резонансных явлений при всех возможных в эксплуатации температурных отклонениях емкости, номинальные параметры ФКУ для тяговых подстанций выбирают, как отмечалось выше, из условия резонансной настройки на частоту около 240 Гц. Такой фильтр с отклонением от идеальной настройки (250 Гц) для всех высших гармоник тока преобразователей эквивалентен некоторому индуктивному сопротивлению, подключенному к шинам подстанции. Вследствие некоторого конечного значения этого сопротивления 5-я гармоника тока лишь частично поглощается фильтром.

Работа фильтра при отклонениях от идеальной настройки характеризуется двумя показателями: коэффициентом загрузки фильтра током высшей гармоники K_{in} и коэффициентом эффективности работы фильтра $K_{эн}$.

Коэффициент K_{in} характеризует долю n -й гармоники тока, потребляемую фильтром. Он определяется отношением проводимостей собственно фильтра и фильтра совместно с другими элементами схемы замещения:

$$K_{in} = \frac{I_{gn}}{I_n} = \frac{n^2 X_p X_n}{(n^2 X_p - X_c)(X_n + X_c) + n^2 X_p X_n} \quad (11.30)$$

Коэффициент эффективности работы фильтра $K_{эн}$ характеризует остаточное напряжение n -й гармоники в напряжении сети. Для идеального фильтра $K_{эн} = 0$. В общем случае имеем

$$K_{эн} = \frac{X_{gn}^*}{X_{gn}} = \frac{(n^2 X_p - X_c)(X_n + X_c)}{(n^2 X_p - X_c)(X_n + X_c) + n^2 X_p X_n} \quad (11.31)$$

Коэффициент несинусоидальности $K_{нс}^*$ при наличии ФКУ находят из выражения (11.27) подстановкой в него вместо X_{gn} эквивалентного сопротивления X_{gn}^* .

Таким образом, используя выражения (11.27)–(11.31) и располагая данными о составе гармоник тока и параметрах схемы замещения, можно количественно оценить влияние ФКУ на несинусоидальность напряжения и тока в условиях конкретной подстанции.

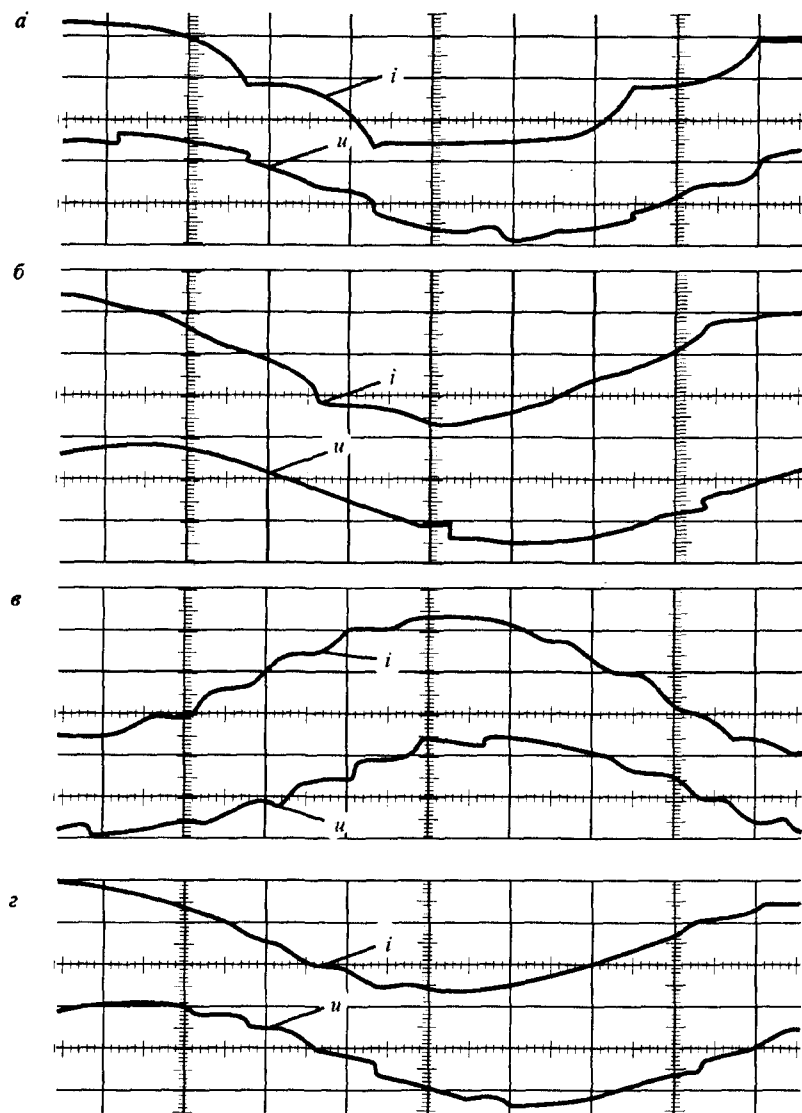


Рис. 11.10. Осциллограммы токов i и напряжений u на вторичной стороне главных понижающих трансформаторов подстанции: а и б — 6-пульсовая схема выпрямления $I_d = 2400$ А; в, г — 12-пульсовая схема выпрямления $I_d = 3400$ А; а, в — без ФКУ; б, г — с ФКУ

Таблица 11.3

Относительные значения гармонических составляющих тока
без ФКУ и с ФКУ

Режим работы подстанции	Относительные значения тока, %, для гармоник			
	5-й	7-й	11-й	13-й
Без ФКУ	13,9	8,1	4,4	3,3
С ФКУ	1,7	4,1	3,8	2,9

Примечания. 1. Зарегистрированный спектр гармоник соответствует изменению выпрямленного тока подстанции в диапазоне 1000—3000 А.

2. Относительные величины гармоник выражены в процентах от основной гармоники.

Уменьшение несинусоидальности кривых тока и напряжения при наличии ФКУ подтверждают экспериментальные исследования, выполненные на Свердловской дороге. Испытания ФКУ 10 кВ номинальной выходной мощностью 3,1 МВ·А проводились в сочетании с двумя вариантами схем выпрямления: 6-пульсовой и эквивалентной 12-пульсовой. В первом случае на подстанции с ФКУ в работе находился один преобразовательный агрегат по схеме с уравнительным реактором, во втором — два таких агрегата, причем сетевая обмотка трансформатора одного агрегата была соединена в звезду, другого — в треугольник.

Как видно из осциллограмм (рис. 11.10) и табл. 11.3 в обоих режимах работы подстанции подключение ФКУ улучшает форму кривых тока и напряжения. Наиболее существенное снижение несинусоидальности, как и следовало ожидать, имеет место при сочетании ФКУ с 6-пульсовой схемой выпрямления (см. рис. 11.10, а, б).

11.4. Повышение коэффициента мощности применением многопульсовых схем выпрямления

Коэффициент мощности тяговых подстанций электрических железных дорог постоянного тока, оборудованных 6-пульсовыми выпрямителями, равен 0,88 — 0,92 и является низким в соответствии с Прейскурантом № 09-01 «Тарифы на электрическую и тепловую энергию,

отпускаемую энергосистемами и электростанциями Министерства энергетики и электрификации».

Повышение коэффициента мощности полупроводниковых выпрямителей можно обеспечить установкой на тяговых подстанциях устройств параллельной компенсации, фильтрокомпенсирующих устройств искусственной коммутации. Применение указанных устройств связано с установкой на тяговых подстанциях дополнительного оборудования, при этом недостатки, присущие 6-пульсовым выпрямителям, не устраняются.

Наиболее экономичным способом повышения коэффициента мощности тяговых подстанций следует считать перевод выпрямителей на сложные многопульсовые схемы выпрямления, обеспечивающие также повышение уровня напряжения в тяговой сети, улучшение формы кривой выпрямленного напряжения, снижение потерь электрической энергии.

При сравнении различных схем выпрямления можно не учитывать влияние тока холостого хода на значение потребляемой реактивной мощности, потому что он зависит не от схемы выпрямления, а от конструкции трансформатора и качества электротехнической стали. При этом условии, а также принимая коэффициент искажения формы кривой сетевого тока не зависящим от нагрузки, можно для расчета коэффициента мощности χ воспользоваться выражением (11.8) и получить

$$\chi = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} (1 - K_u u_k \% \sin \frac{\pi}{m}). \quad (11.32)$$

Очень часто требуется расчет коэффициента мощности с учетом тока холостого хода трансформатора I_0 и, следовательно, расхода мощности на намагничивание трансформатора, а также с учетом изменения коэффициента искажения формы кривой тока v в зависимости от угла коммутации тока γ .

В [12] рекомендуется рассчитывать коэффициент искажения формы кривой сетевого тока с учетом угла коммутации γ вентильных токов:

$$v = v_0 \frac{K_{1(1)}}{K_1}, \quad (11.33)$$

при этом

$$K_{1(1)} = \frac{\cos^2(\gamma/2)}{\cos(2\gamma/3)}; \quad K_1 = \sqrt{1 - \frac{2\gamma}{15\pi} 2m \sin^2 \frac{\pi}{m}}. \quad (11.34)$$

Тогда

$$v_m = \frac{\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \left(1 - K_H u_k \% \sin \frac{\pi}{m}\right)}{\cos \left[\frac{2}{3} \arccos \left(1 - 2K_H u_k \% \sin \frac{\pi}{m}\right) \right]} \times \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{4}{15\pi} m \sin^2 \left[\frac{\pi}{m} \arccos \left(1 - 2K_H u_k \% \sin \frac{\pi}{m}\right) \right]}} \quad (11.35)$$

Формула (11.35) позволяет оценить зависимость коэффициента искажения формы кривой сетевого тока от тока нагрузки (K_H) и схемы выпрямления (количества пульсаций m). Значения коэффициента искажения формы кривой сетевого тока v , рассчитанные по формуле (11.35), сведены в табл. 11.4.

Из данных табл. 11.4 следует, что с учетом изменения тока нагрузки (в пределах от нуля до номинального) коэффициент искажения формы кривой v увеличивается на 2% для 6-пульсовых выпрямителей и на 0,2—0,4% для 12-пульсовых. При этом у 12-пульсовых выпрямителей коэффициент искажения формы кривой сетевого тока всегда на 2,0—3,5% выше, чем у 6-пульсовых.

Таблица 11.4

Значения коэффициентов искажения формы сетевого тока, потребляемого 6- и 12-пульсовыми выпрямителями

Коэффициент нагрузки K_H	Коэффициент искажения формы кривой сетевого тока v в зависимости от u_k % при числе пульсаций $m = 6$ (в числителе) и $m = 12$ (в знаменателе)		
	0,1	0,13	0,16
0	0,9550 / 0,9880	0,9550 / 0,9880	0,955 / 0,988
0,1	0,9640 / 0,9910	0,9640 / 0,9910	0,965 / 0,991
0,2	0,9665 / 0,9925	0,9670 / 0,9920	0,967 / 0,993
0,3	0,9680 / 0,9930	0,9700 / 0,9930	0,972 / 0,994
0,4	0,9707 / 0,9939	0,9720 / 0,9940	0,974 / 0,995
0,6	0,9727 / 0,9950	0,9772 / 0,9950	0,978 / 0,996
0,8	0,9764 / 0,9957	0,9786 / 0,9960	0,981 / 0,997
1,0	0,9784 / 0,9962	0,9800 / 0,9968	0,983 / 0,998

С учетом тока холостого хода трансформатора угол сдвига основной гармоники кривой сетевого тока относительно напряжения $\varphi_{1(1)}$ возрастает (рис. 11.11), и в соответствии с [12] коэффициент сдвига основной гармоники

$$K_c = \frac{I_{1(1)} \cos \varphi_{1(1)} + I_0 \cos \varphi_0}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + I_0^2 + 2I_{1(1)}I_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_1)}} \quad (11.36)$$

В общем случае для m -пульсового выпрямителя формула (11.36) может быть записана в следующем виде:

$$K_{cm} = \{K_H[1 - K_H u_k \% \sin(\pi/m)] + K_{xx} \cos \varphi_0\} \times \{K_H^2 + K_{xx}^2 + 2K_H K_{xx} \cos \varphi_0 [1 - K_H u_k \% \sin(\pi/m)] + 2K_H K_{xx} \sin \varphi_0 \times \sin[\arccos[1 - K_H u_k \% \sin(\pi/m)]]\}^{-1/2} \quad (11.37)$$

При этом $K_{xx \text{ ном}} = I_0 / I_{1(1) \text{ ном}}$.

Обращает на себя внимание значительное влияние трансформатора выпрямителя на снижение коэффициента мощности при малых нагрузках (рис. 11.12). Однако при всех прочих равных условиях коэффициент мощности 12-пульсового выпрямителя на 0,05—0,06 (24-пульсового — на 0,06—0,08) выше, чем у 6-пульсового.

Таким образом, увеличение коэффициента мощности с 0,90—0,92 до 0,96—0,98 за счет введения в эксплуатацию 12- и 24-пульсовых выпрямителей позволяет отказаться от компенсирующих устройств, обеспечить стабильный уровень и лучшее качество напряжения, экономить электроэнергию за счет снижения ее потерь, увеличить располагаемую мощность сетей и трансформаторов.

Однако очевидно, что на определенном этапе усложнения преобразовательных трансформаторов использование их трансформаторной мощности будет снижаться. Для конкретного выяснения этого этапа проведем сравнение использования мощности преобразовательных трансформаторов рассматриваемых схем выпрямления.

Известно [6], что типовая (расчетная) мощность трансформатора 12-пульсового выпрямителя с последовательным соединением мостов:

$$S_T = \frac{S_1' + S_2' + S_1}{2} = 1,02 P_d.$$

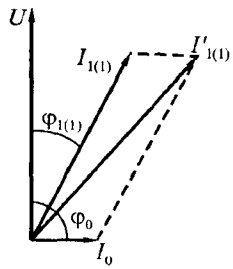


Рис. 11.11. Диаграмма для определения тока холостого хода

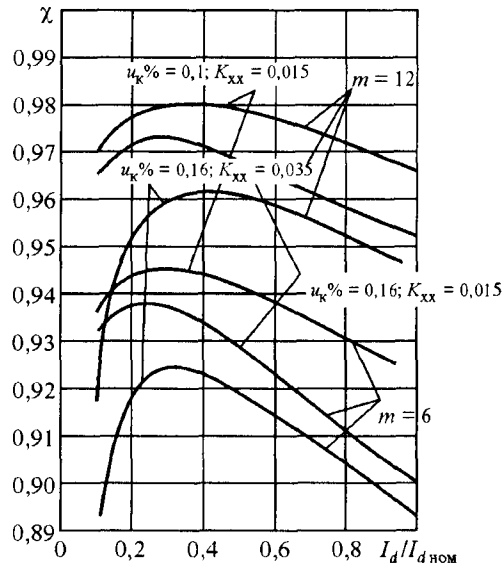


Рис. 11.12. Зависимости коэффициента мощности выпрямителей от коэффициента нагрузки с учетом тока холостого хода

Рассмотрим 24-пульсовую схему выпрямления:

$$S_r = \frac{S_{1l} + S_{2Y} + S_{2\Delta} + S_{2Z1} + S_{2Z2}}{2} \quad (11.38)$$

Для начала принимаем следующие допущения: $K_m = 1$, индуктивность выпрямленной цепи $X_{d0} = \infty$ (ток идеально сглажен), а индуктивность анодной цепи $X_a = 0$ (мгновенная коммутация).

Из соотношения между фазовым напряжением обмотки, соединенной по схеме «звезды» (U_{2Y}), и выпрямленным напряжением (U_{d0}):

$$U_{d0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/24}^{\pi/24} \frac{4\sqrt{6}U_{2Y}}{K_{cx}} \cos \frac{\pi}{24} \cos \frac{\pi}{12} \cos \omega t \, d\omega t \quad (11.39)$$

можно записать $U_{d0} = 9,362 U_{2Y} / K_{cx}$, $U_{2Y} = 0,1068 K_{cx} U_{d0}$.

Выше определены соотношения между числом витков на различных частях обмоток. Учитывая, что $w_Y = U_{2Y} / e_0 = (1/e_0) \cdot 0,1068 K_{cx} U_{d0}$,

напряжение на любой i -й обмотке: $U_{2i} = e_0 w_i = c_i \cdot 0,1068 K_{cx} U_{d0}$. Здесь c_i — коэффициент, определяющий соотношение между числом витков i -й обмотки и обмотки «звезда».

Численные значения мощностей вентильных обмоток трансформаторов для трех вариантов 24-пульсовых схем приведены в табл. 11.5.

Кривые линейных токов различных обмоток определены разностью токов вентильных плеч, присоединенных к данному выводу. Дей-

ствующее значение этих токов $I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{I_d}{K_{cx}}$ определяет сечение обмо-

ток, соединенных по схеме «звезда» (I_{2Y}), «зигзаг» на основе «звезды» (I_{2Z1} и I_{2Z2}) и «скользящий треугольник» (I_{2Z3}). Они же определяют и мощности соответствующих обмоток.

Ток в фазе обмотки, соединенной по схеме «треугольник», определяется как разность линейных токов, а действующее значение его

$$I_{\Delta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi/3} \left(\frac{2}{3} I_d \right)^2 d\omega t + \int_{2\pi/3}^{2\pi} \left(\frac{1}{3} I_d \right)^2 d\omega t \right]} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{I_d}{K_{cx}} \quad (11.40)$$

определит сечение соответствующих обмоток и их мощности. На эту же величину тока рассчитываются и обмотки, соединенные по схеме «зигзаг» Z1 и Z2 (см. рис. 10.2).

Суммарная мощность вентильных обмоток при схеме соединения по рис. 10.2 и 10.3 составляет $S_2 / P_{d0} = 1,1046$, а при схеме соединения по рис. 10.4 — 1,0668.

Из рассмотрения данных табл. 11.5. следует, что выполнение обмоток по схеме «зигзаг» (вариант 1) или «многоугольник» (вариант 2) дает один и тот же результат по величине расчетной мощности, и предпочтение из них следует отдать той схеме, в которой лучше реализовать необходимое число витков. Способ соединения по схеме «скользящий треугольник» (вариант 3) обуславливает несколько меньшую мощность обмоток (на 3,5%), и с этих позиций предпочтительнее других вариантов.

Методика определения тока первичной обмотки трансформатора традиционна и сводится к решению системы уравнений, составленных по законам Кирхгофа для замкнутой магнитной ($\sum i w = 0$) и электрической ($\sum \varepsilon = 0$) цепей. Опуская эти исходные уравнения и их преобра-

Соединение обмоток трансформатора	Вариант 1 (схема по рис. 10.2)			Вариант 2 (схема по рис. 10.3)			Вариант 3 (схема по рис. 10.4)		
	$\frac{U_{2i}}{K_{cx} U_{d0}}$	$\frac{I_{2i} K_{cx}}{I_{dH}}$	$\frac{S_{2i}}{P_{d0}}$	$\frac{U_{2i}}{K_{cx} U_{d0}}$	$\frac{I_{2i} K_{cx}}{I_{dH}}$	$\frac{S_{2i}}{P_{d0}}$	$\frac{U_{2i}}{K_{cx} U_{d0}}$	$\frac{I_{2i} K_{cx}}{I_{dH}}$	$\frac{S_{2i}}{P_{d0}}$
«Звезда»	0,1068	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0,2604	0,1068	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0,2604	0,1068	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0,2604
«Треугольник»	0,1850	$\frac{\sqrt{2}}{3}$	0,2604	0,1850	$\frac{\sqrt{2}}{3}$	0,2604	0,1850	$\frac{\sqrt{2}}{3}$	0,2604
Большая часть — «зигзаг» (рис. 10.2) или обмотки, соединенные треугольником в схеме (рис. 10.3)	0,0872	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0,2135	0,1510	$\frac{\sqrt{2}}{3}$	0,2135	0,0956	$\frac{\sqrt{2}}{3}$	0,1351
Меньшая часть — «зигзаг» (рис. 10.2) или дополнительные обмотки в схеме (рис. 10.3)	0,0320	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0,0784	0,0554	$\frac{\sqrt{2}}{3}$	0,0784	0,0554	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0,1379

зования, отметим, что ток в данной фазе сетевой обмотки равен сумме токов в фазах всех обмоток, расположенных на этом стержне магнитопровода, с учетом их направления и коэффициента трансформации.

Для случая $K_Y = w_1/w_Y = 1$ и с учетом выражений, полученных выше, выражения для тока фазы A при различных схемах соединения обмоток трансформаторов:

— для трансформатора со схемой соединения обмоток по рис. 10.2

$$i'_A = -[i_{aY} + \sqrt{3}i_{a\Delta} + 0,8165i_{aZ1} - 0,2999i_{cZ1} + 0,8165i'_{aZ1} - 0,2999i'_{bZ1}], \quad (11.41)$$

— для трансформатора со схемой соединения обмоток по рис. 10.3

$$i'_A = -[i_{aY} + \sqrt{3}i_{a\Delta} + 1,4142i_{aZ2} - 0,5194i_{bZ2} + 1,4142i'_{aZ2} - 0,5194i'_{cZ2}], \quad (11.42)$$

— для трансформатора со схемой соединения обмоток по рис. 10.4

$$i'_A = -[i_{aY} + \sqrt{3}i_{a\Delta} + 0,89476i_{aZ3} + 0,5194i'_{aZ3} + 0,89476i''_{aZ3} + 0,5194i''_{cZ3}]. \quad (11.43)$$

На рис. 11.13 построены диаграммы токов вентильных обмоток, численные значения которых входят в уравнения (11.41)—(11.43).

Расчет показал, что форма кривой сетевого тока для трех рассматриваемых вариантов схем соединения обмоток трансформатора одинакова (рис. 11.14, а), а действующее значение этого тока

$$I'_A = \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{3}} (4,39I_d / K_{cx})^2 d\omega t + \int_0^{\frac{\pi}{3}} (4,09I_d / K_{cx})^2 d\omega t + \int_0^{\frac{\pi}{3}} (3,51I_d / K_{cx})^2 d\omega t + \dots + \int_0^{\frac{\pi}{3}} (2,69I_d / K_{cx})^2 d\omega t + \int_0^{\frac{\pi}{3}} (1,69I_d / K_{cx})^2 d\omega t + \int_0^{\frac{\pi}{3}} (0,577I_d / K_{cx})^2 d\omega t \right] \right\}^{1/2}$$

и при $K_Y \approx 1$ действующее значение тока сетевой обмотки

$$I_1 = \frac{1}{K_Y} \cdot 3,13 \frac{I_d}{K_{cx}}.$$

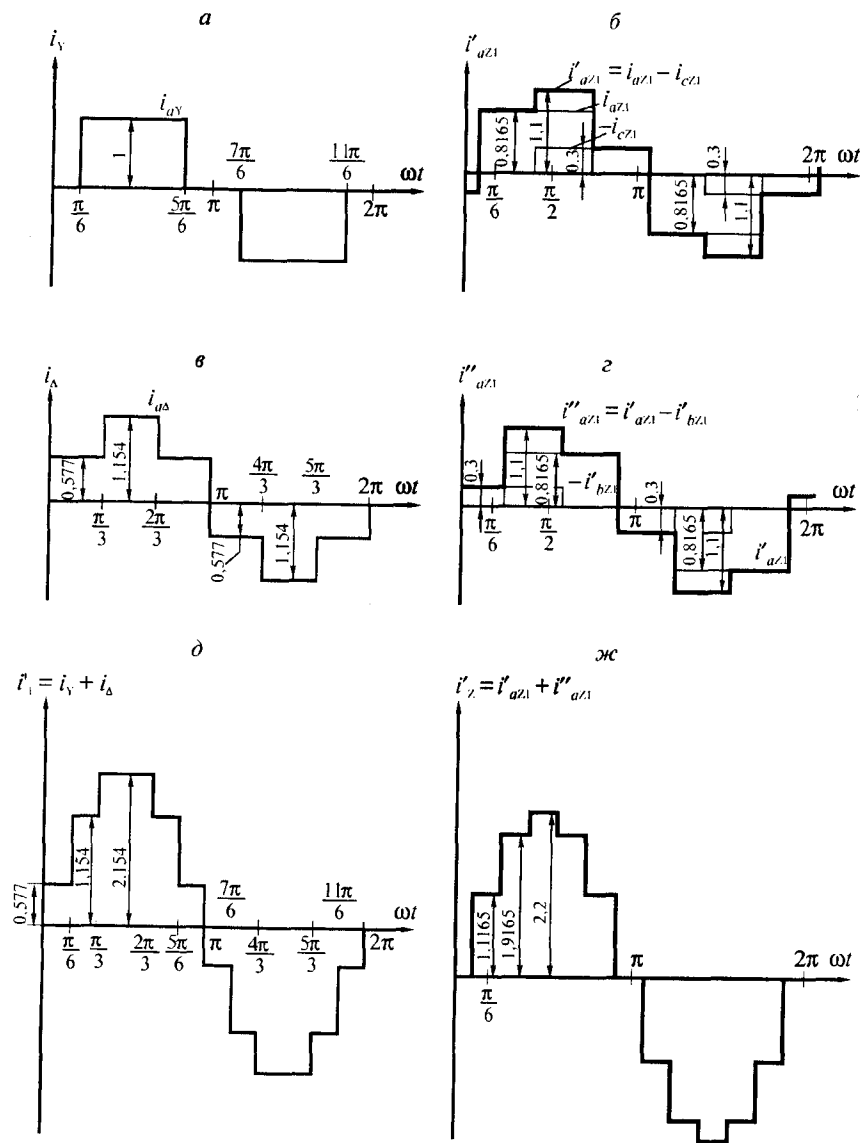


Рис. 11.13. Временные диаграммы токов вентильных обмоток: звезды (а), треугольника (в) и их суммарная кривая (г); левостороннего (б), правостороннего (з) зигзагов и их суммарная кривая (ж)

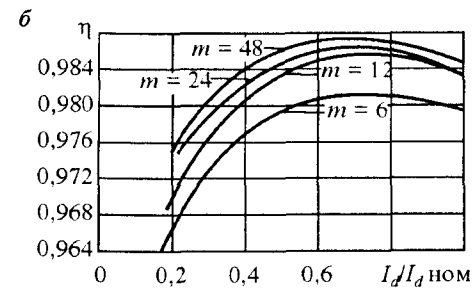
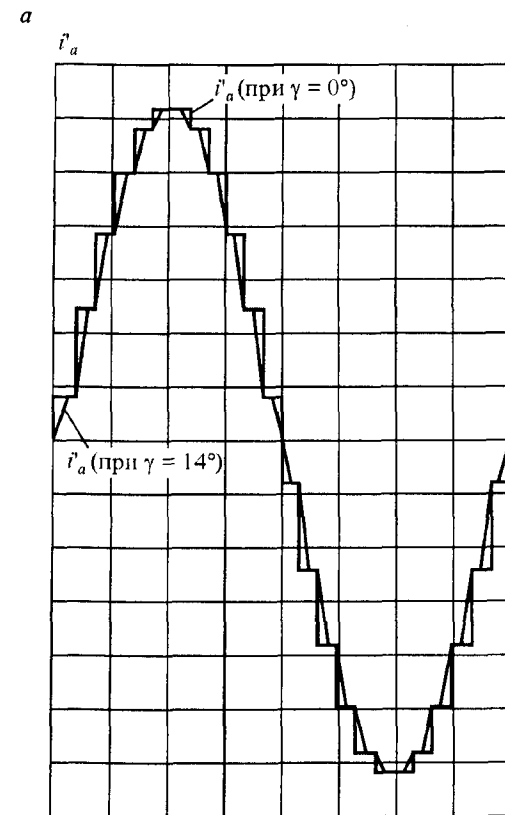


Рис. 11.14. Временные диаграммы сетевого тока для 24-пульсового выпрямителя (а) и кпд многопульсовых выпрямителей (б)

Мощность сетевой обмотки трансформатора

$$S_1 = 3 U_1 I_1 = 3 K_Y U_{2Y} \frac{1}{K_Y} \cdot 3,13 \frac{I_{d1}}{K_{cx}}.$$

С учетом $U_{2Y} = 0,1068 U_{d0} K_{cx}$ получаем $S_1 = 1,0028 P_{d0}$.

Типовая мощность трансформаторов для схем с использованием «зигзагов» (рис. 10.2, а) и «многоугольников» (рис. 10.4, а) составит:

$$S_{тип} = (1,0028 + 1,1046) P_{d0} / 2 = 1,0537 P_{d0}$$

и для схемы с использованием «скользящего треугольника» (рис. 10.3, а):

$$S_{тип} = (1,0028 + 1,0668) P_{d0} / 2 = 1,0348 P_{d0}.$$

В связи с тем, что предлагаемые варианты 24-пульсовых схем выпрямления имеют одинаковые капитальные затраты и практически одинаковые основные характеристики за исключением типовой мощности, можно использовать любую 24-пульсовую схему. Однако целесообразно применение 24-пульсовой схемы с соединением обмоток по варианту с использованием «скользящего треугольника» (рис. 10.3, а), так как у нее лучше использование трансформаторной мощности $S_{тип} = 1,0348 P_{d0}$ против $S_{тип} = 1,0537 P_{d0}$ для схем с использованием «зигзагов» (рис. 10.2, а) и «многоугольников» (рис. 10.4, а).

Для оценки использования мощности преобразовательного трансформатора для m -пульсовых схем выпрямления с использованием «зигзагов» можно определить суммарную мощность всех вторичных обмоток по формуле [34]

$$S_2 = \frac{2\pi}{m} P_{d0} [1 + C_\Delta + 2,31 \sum_{c_m=0}^n \sin \frac{2\pi(m + 6C_m)}{6m}].$$

Здесь $P_{d0} = U_{d0} I_d$ и $C_\Delta = 1$ при наличии обмотки, соединенной треугольником ($C_\Delta = 0$ при ее отсутствии); C_m — количество пар зигзагообразных обмоток.

Значение мощности первичной обмотки S_1 определяется первичным током $I_1 = \frac{1}{K_Y} \frac{1}{\sqrt{6} n_a \sin \frac{\pi}{m}} I_d$, зависящим от m , так как изменяется его форма кривой (коэффициент формы $\gamma_0 = \left(\frac{m}{\pi}\right) \sin \left(\frac{\pi}{m}\right)$ [12]).

Значения мощности первичной обмотки S_1 , вторичных обмоток S_2 и типовой $S_{тип}$ приведены в табл. 11.6.

Условия работы вентильных плеч в расчетном режиме определяются средним током

$$I_{в ср} = \frac{1}{3 N_{пар}} I_{d1}$$

и максимальным обратным напряжением

$$U_{в max} = N_{посл} U_{d0} \frac{2\pi}{m}.$$

Число вентиля в схеме пропорционально $I_{в ср}$, $U_{в max}$, а m одинаково для любой из рассматриваемых схем. Это свидетельствует о возможности создания универсальной вентильной конструкции.

Количество вентиля, включенных параллельно, для схем с последовательным соединением мостов может быть определено по формуле

$$N_{пар} = N_{пар}^6 = N_{пар}^{12} = N_{пар}^{24} = \frac{I_{d max} \cdot K_H}{I_{d пред} \cdot m_\phi},$$

где $I_{d max}$ — максимальный выпрямленный ток; $K_H = 1,2$ — коэффициент неравномерности распределения тока по параллельно включенным вентилям; $m_\phi = 3$ — количество фаз; $I_{d пред}$ — предельный ток вентиля.

Таблица 11.6

Мощности обмоток преобразовательных трансформаторов для m -пульсовых схем выпрямления с использованием «зигзагов»

Относительная мощность	Схема соединения обмоток							
	$m = 6$	$m = 12$	$m = 18$	$m = 24$	$m = 30$	$m = 36$	$m = 42$	$m = 48$
	$C_Y = 1$	$C_Y = 1$ $C_\Delta = 1$	$C_Y = 1$ $C_\Delta = 0$ $C_m = 1$	$C_Y = 1$ $C_\Delta = 1$ $C_m = 1$	$C_Y = 1$ $C_\Delta = 0$ $C_m = 2$	$C_Y = 1$ $C_\Delta = 1$ $C_m = 2$	$C_Y = 1$ $C_\Delta = 0$ $C_m = 3$	$C_Y = 1$ $C_\Delta = 1$ $C_m = 3$
S_2 / P_{d0}	1,047	1,047	1,142	1,107	1,150	1,124	1,153	1,132
S_1 / P_{d0}	1,047	1,011	1,005	1,003	1,0018	1,0012	1,001	1,0007
$S_{тип} / P_{d0}$	1,047	1,029	1,073	1,055	1,076	1,063	1,077	1,066

Количество последовательно включенных вентилях в одном плече можно определить по формуле

$$N_{\text{посл}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} U_{2Y} \cdot K_{\text{к.п.}}}{K_{\text{в}} \cdot 100},$$

где U_{2Y} — напряжение на вторичной обмотке, соединенной в звезду $K_{\text{в}}$ — класс вентилях; $K_{\text{к.п.}}$ — коэффициент коммутационных перенапряжений;

Обычно принимают $K_{\text{к.п.}} = 2$.

Общее количество вентилях в схеме выпрямления будет равно:

$$N_{\text{общ}} = N_{\text{пар}} \cdot N_{\text{посл}} \cdot n_{\text{пл}},$$

где $n_{\text{пл}}$ — число плеч в схеме выпрямления.

Для того чтобы проверить выбранные вентилях выпрямителя на термическую и динамическую устойчивость, необходимо рассчитать максимальные токи короткого замыкания, проходящие через вентилях (ударные токи i_y) и тепловые импульсы $\int i^2 dt$.

Проведенные исследования [12, 34, 50] показывают, что при равных мощностях выпрямителей тяговых подстанций, одинаковом выпрямленном напряжении, выбранном типе вентилях и одинаковых других исходных условиях общее количество вентилях у 6-, 12- и 24-пульсовых преобразователей может быть одинаковым. При этом термическая и динамическая устойчивости могут быть достигнуты также при одинаковом количестве вентилях у этих преобразователей.

Рассмотренные параметры и эксплуатационные характеристики сложных мостовых 12- и 24-пульсовых схем выпрямления однозначно говорят о их технико-экономических преимуществах, в том числе и по обеспечению электромагнитной совместимости.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Марквардт К.Г.* Электроснабжение электрифицированных железных дорог. — М.: Транспорт, 1982. 528 с.
2. Справочник по электроснабжению железных дорог / Под ред. К.Г. Марквардта. — М.: Транспорт, 1980. Т. 1. С.146—169.
3. *Минин Г. А.* Влияние электрических железных дорог на смежные линии и способы защиты. Гл. 12 в книге под ред. К.Г. Марквардта «Энергоснабжение электрических железных дорог». — М.: Транспорт, 1965. С. 425—456.
4. *Михайлов М.И.* Влияние внешних электромагнитных полей на цепи проводной связи и защитные мероприятия. — М.: Связьиздат, 1959. 583 с.
5. *Бессонов Л.А.* Теоретические основы электротехники. — М.: Высш. шк., 1973. 740 с.
6. *Бурков А.Т.* Электронная техника и преобразователи. — М.: Транспорт, 1999. 464 с.
7. *Бадер М.П.* Электромагнитная совместимость. Часть 1. Теория электромагнитной совместимости электрических цепей. — М.: Тр. МИИТ, 1997. 192 с.
8. *Бадер М.П.* Электромагнитная совместимость. Часть 2. Электромагнитная и гальваническая совместимость электрических ж. д. со смежными линиями. — М.: Тр. МИИТ, 1998. 150 с.
9. *Бадер М.П.* Электромагнитная совместимость. Часть 3. Гармонический анализ влияющих токов и напряжений. — М.: Тр. МИИТ, 1999. 156 с.
10. *Бадер М.П.* Электромагнитная совместимость. Часть 4. Защиты, обеспечивающие электромагнитную совместимость электрических железных дорог со смежными линиями и электросистемами. — М.: Тр. МИИТ, 1999. 148 с.
11. *Бадер М.П.* Электромагнитная совместимость тягового электропитания с линиями связи, устройствами железнодорожной автоматики и питающими электросетями. Дис. на соискание ученой степени доктора техн. наук. — М.: МИИТ, 1999. 495 с.

12. *Шалимов М.Г.* Двенадцатипульсовые полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций. — М.: Транспорт, 1990. 128 с.
13. *Брылеев А.М., Кравцов Ю.А., Шишляков А.В.* Теория, устройство и работа рельсовых цепей. — М.: Транспорт, 1978. 344 с.
14. *Павлов И.В.* Отсасывающие трансформаторы в тяговых сетях переменного тока. — М.: Транспорт, 1965. 204 с.
15. *Бей Ю.М. и др.* Тяговые подстанции. — М.: Транспорт, 1986. 320 с.
16. *Мамошин Р.Р.* Повышение качества энергии на тяговых подстанциях дорог переменного тока. — М.: Транспорт, 1973. 224 с.
17. *Давыдова И.К., Попов Б.И., Эрлих В.М.* Справочник по эксплуатации тяговых подстанций и постов секционирования. — М.: Транспорт, 1974. 415 с.
18. *Косарев Б.И.* Электробезопасность в тяговых сетях переменного тока. — М.: Транспорт, 1989. 219 с.
19. Правила защиты устройств проводной связи и проводного вещания от влияния тяговой сети электрических железных дорог (переменного тока. — М.: Транспорт, 1973. 96 с.), (постоянного тока. — М.: Транспорт, 1969. 44 с.)
- Правила защиты устройств проводной связи, железнодорожной сигнализации и телемеханики от опасного и мешающего влияния линий электропередачи. Часть 1. Общие положения. Опасные влияния. — М.: Энергия, 1966. 40 с. Часть 2. Мешающие влияния. — М.: Связь, 1972. 56 с.
20. ГОСТ 13109-97 «Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения».
21. *Бадер М. П.* Экономия электроэнергии на тягу поездов в условиях снижения размеров движения // Известия академии промышленной экологии — М., 1998. № 4. С. 32—46.
22. *Бадер М.П.* Повышение эффективности тягового электроснабжения постоянного тока и обеспечение электромагнитной совместимости // Энергоснабжение и водоподготовка. 2000. № 2. С. 62—66.
23. *Бадер М.П.* Электромагнитная совместимость тягового электроснабжения постоянного тока со смежными устройствами // Энергоснабжение и водоподготовка. 2000. № 3. С. 58—63.
24. *Минин Г.П.* Несинусоидальные токи и их измерение. — М.: Энергия, 1979. 112 с.

25. *Адольф Й. Шваб.* Электромагнитная совместимость. — М.: Энергоатомиздат, 1995. 480 с.
26. *Аррилага Дж., Бредли Д., Боджер П.* Гармоники в электрических системах. — М.: Энергоатомиздат, 1990. 320 с.
27. *Глинттерник С.Р.* Тиристорные преобразователи со статическими компенсирующими устройствами. — М.: Энергоатомиздат, 1988. 240 с.
28. *Глинттерник С.Р.* Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей. — Л.: Наука, 1970. 338 с.
29. *Pollaczek F.* Uber das einer Unendlich langen Wechselstrom durch flossenen Einfachltitung. ENT, № 3, Sep. 1926.
30. *Carson J. R.* Wave propagation in overhead wires with ground return. BSTJ, № 5, Oct. 1926.
31. Замкнутые системы преобразования электрической энергии / Под ред. *В. Я. Жуйкова.* — Киев: Техника, Братислава: Альфа, 1989. 320 с.
32. *Костенко М.В., Перельман Л.С., Шкарин Ю.П.* Волновые процессы и электрические помехи в многопроводных линиях высокого напряжения. — М.: Энергия, 1973. 272 с.
33. *Бородулин Б.М., Герман Л.А., Николаев Г.А.* Конденсаторные установки электрифицированных железных дорог. — М.: Транспорт, 1983. 183 с.
34. *Барковский Б.С., Салита Е.Ю.* Обобщение теории мостовых схем выпрямления и выбор оптимальной. — Омск: Тр. ОМИИТ, 1983. С. 15—20.
35. *Семерник М.Л., Шишляков А.В.* Быстродействующая автоматическая локомотивная сигнализация для метрополитенов. — М.: Транспорт, 1970. 128 с.
36. *Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И.* Основы преобразовательной техники. — М.: Высш. шк., 1974. 326 с.
37. *Ратнер М.П.* Индуктивное влияние электрифицированных железных дорог на электрические сети и трубопроводы. — М.: Транспорт, 1966. 164 с.
38. *Бадер М.П. и др.* Устройство для приема сигналов автоматической локомотивной сигнализации. Авторское свидетельство на изобретение № 878637, 1980.
39. *Карякин Р.Н.* Резонанс в тяговых сетях и его демитирование. — М.: Высш. шк., 1961. 230 с.

40. *Веников В.А.* Переходные электромеханические процессы в электрических системах. — М.: Высш. шк., 1978.
41. *Веников В.А.* Математические задачи в электроэнергетике. — М.: Высш. шк., 1981.
42. *Гмурман В.С.* Теория вероятностей и математическая статистика. — М.: Высш. шк., 1972. 367 с.
43. *Жежеленко И.В.* Показатели качества электроэнергии на промышленных предприятиях. — М.: Энергия, 1977. 128 с.
44. *Шалимов М.Г., Черемисин В.Т., Магай Г.С.* Сопротивление не-транспонированной ЛЭП в нижнем спектре звукового диапазона частот. — Омск: Тр. ОМИИТ, 1983. С. 10—16.
45. *Магай Г.С., Маценко В.П.* Мешающее влияние линий продольного электроснабжения на воздушные линии связи при 12-пульсовых выпрямителях на тяговых подстанциях. — Омск: Тр. ОМИИТ, 1978. С. 29—32.
46. *Шалимов М.Г., Маценко В.П., Магай Г.С.* Расчет токов нулевой последовательности в линиях электропередачи с изолированной нейтралью. — Омск: Тр. ОМИИТ, 1978. С. 32—37.
47. *Штибен Г.А.* Выбор фильтров для электроподвижного состава с импульсным регулированием напряжения // Электричество. 1972. № 4. С. 32—39.
48. *Павлов И.В.* Реализация требуемой характеристики фильтра электроподвижного состава с широтно-импульсным регулированием // Электричество. 1977. № 1. С. 68—72.
49. *Буре Н.Г., Шевченко В.В.* Входные фильтры статических преобразователей подвижного состава постоянного тока // Электричество. 1970. № 5. С. 47—53.
50. *Бадер М.П.* Совершенствование электрической тяги и системы тягового электроснабжения постоянного тока. — М.: Материалы 3-й науч. конф. «Ресурсосберегающие технологии на ж.-д. транспорте». — М: МИИТ, 2000.
51. *Сумин А.Р.* Опасное влияние тяговой сети переменного тока на металлические сооружения. — Омск: Тр. ОМИИТ, 1970. 47 с.
52. *Магай Г.С.* Исследование мешающего влияния линий продольного электроснабжения на цепи линий связи и совершенствование активных способов защиты. — Омск: Тр. ОМИИТ, 1982. С. 28—32.

53. *Бадер М.П. и др.* Компенсационный фильтр трехфазной сети переменного тока. Авторское свидетельство на изобретение № 1146771, 1985.

54. *Бадер М.П. и др.* Устройство для снижения электромагнитного влияния электрических железных дорог на каналы проводной связи. Авторское свидетельство на изобретение. № 1289712, 1986.

55. *Бадер М.П., Семенчук В.П., Просецкий А.П.* Устройство для компенсации пульсаций выпрямленного напряжения. Авторское свидетельство № 1387135, 1987.

56. *Бадер М.П., Семенчук В. П., Просецкий А. П.* Тяговая сеть переменного тока. Авторское свидетельство на изобретение № 1532361, 1988.

57. *Бадер М.П. и др.* Силовая установка электровоза переменного тока. Авторское свидетельство на изобретение № 1553417, 1989.

58. *Бадер М. П. и др.* Устройство для снижения пульсаций выпрямленного напряжения. Авторское свидетельство на изобретение № 1553418, 1989.

59. *Бадер М.П. и др.* Устройство для снижения пульсаций питающего напряжения импульсного преобразователя транспортного средства. Авторское свидетельство № 1654052, 1991.

60. *Бадер М.П. и др.* Устройство для снижения пульсаций питающего напряжения импульсного преобразователя транспортного средства. Авторское свидетельство № 1654053, 1991.

61. *Бадер М.П. и др.* Устройство для снижения уравнильных токов в электротяговой сети. Авторское свидетельство № 1654055, 1989.

62. *Бадер М.П. и др.* Устройство для приема сигналов автоматической локомотивной сигнализации. Авторское свидетельство № 1805077, 1992.

63. *Бадер М.П., Семенчук В.П., Сыченко В.Г.* Устройство локального регулирования напряжения на шинах тяговых подстанций. Авторское свидетельство № 1815733, 1992.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
ЧАСТЬ I	
ГЛАВА 1. ОСОБЕННОСТИ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ВЛИЯЮЩИХ И ПОДВЕРЖЕННЫХ ВЛИЯНИЮ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ	7
1.1. Общие сведения	7
1.2. Составление дифференциальных уравнений для однородной линии с распределенными параметрами	12
1.3. Решение уравнений линии с распределенными параметрами при установившемся синусоидальном процессе	14
1.4. Формулы для определения комплексов напряжения и тока в любой точке линии через комплексы напряжения и тока в начале или в конце линии	18
1.5. Падающие и отраженные волны в линии	20
1.6. Линия без искажений	24
1.7. Согласованная нагрузка	26
1.8. Единицы измерения затухания	28
1.9. Входное сопротивление нагруженной линии	29
ГЛАВА 2. ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ВЛИЯНИЯ МЕЖДУ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ЦЕПЯМИ	32
2.1. Общие сведения	32
2.2. Влияние между полностью несимметричными цепями	35
2.2.1. Общие уравнения	35
2.2.2. Основные уравнения влияния на однопроводную воздушную цепь, замкнутую по концам на сопротивления, равные волновому	42
2.2.3. Основные уравнения влияния на однопроводную воздушную цепь, изолированную по концам	48
2.2.4. Основные уравнения влияния на однопроводную воздушную цепь, замкнутую по концам на землю	57

2.2.5. Основные уравнения влияния на однопроводную воздушную цепь, изолированную на одном конце и замкнутую на землю на другом	62
--	----

ГЛАВА 3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СВЯЗЬ В МНОГОПРОВОДНЫХ СИСТЕМАХ	69
3.1. Влияние полностью несимметричной цепи высокого напряжения на двухпроводную цепь воздушной линии связи	69
3.1.1. Общие уравнения	69
3.1.2. Определение составляющих напряжения и тока помех, обусловленных асимметрией расположения проводов цепи связи по отношению к влияющему проводу	74
3.1.3. Определение составляющих напряжения и тока помех, обусловленных асимметрией электрических параметров проводов цепи связи	76
3.1.4. Влияние трехфазных линий высокого напряжения на двухпроводные цепи связи	83
3.1.5. Упрощенный расчет коэффициентов чувствительности к помехам двухпроводной цепи связи	86
3.1.6. Упрощенный расчет гиперболических функций от комплексного аргумента	88
3.2. Электромагнитная связь в многопроводных системах	90
3.2.1. Электромагнитная связь двух линий	91
3.2.2. Многопроводные системы с электромагнитной связью	95
3.2.3. Связь электромагнитным излучением	98
3.3. Распространение электромагнитных колебаний по многопроводным линиям	103
3.3.1. Матричные телеграфные уравнения	106
3.3.2. Электромагнитное поле над поверхностью земли	110
3.3.3. Распространение электромагнитных колебаний вдоль однородных воздушных линий	111

ГЛАВА 4. СОБСТВЕННЫЕ И ВЗАИМНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ВЛИЯНИЯ МЕЖДУ ЦЕПЯМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ	125
4.1. Параметры электрического влияния между цепями воздушных линий	126
4.1.1. Коэффициенты емкостной связи между однопроводными цепями	126

4.1.2. Коэффициенты емкостной связи между трехфазной линией и однопроводной цепью связи	129
4.1.3. Коэффициенты емкостной связи между трехфазной симметричной линией и двухпроводной цепью связи	135
4.2. Параметры магнитного влияния между цепями воздушных линий	138
4.2.1. Определение коэффициента взаимной индукции между однопроводными цепями	138
4.2.2. Определение коэффициента взаимной индукции между однопроводной и двухпроводной цепями	146
4.2.3. Определение коэффициента взаимной индукции между двухпроводными цепями	150
4.3. Расчетный модуль системы и параметры расчетной схемы замещения	150
4.3.1. Параметры устройств тягового электроснабжения	151
4.3.2. Упрощенный расчет коэффициента распространения однопроводных цепей кабельных и воздушных линий	159
ГЛАВА 5. ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЭКРАНОВ	165
5.1. Природа экранирующего действия и электромагнитные экраны	165
5.2. Экранирование статических полей	172
5.3. Экранирование квазистатических полей	174
5.4. Экранирование электромагнитных волн	176
5.5. Теоретические основы и методика расчета экранирующего действия электромагнитных экранов	178
5.6. Цилиндрический экран в продольном поле	181
5.7. Цилиндрический экран в поперечном поле	187
5.8. Цилиндрический экран в электромагнитном поле	193
5.9. Сферический экран в электромагнитном поле	202
5.10. Экранирование внешних электрических и магнитных полей низких частот (16—3000 Гц)	204
5.10.1. Общие положения	204
5.10.2. Экранирующее действие рельсов	206
5.10.3. Экранирующее действие заземленных тросов	209
5.10.4. Экранирующее действие оболочки кабеля	210

ЧАСТЬ II

ГЛАВА 6. КРАТКАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТОВ

ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ВЛИЯНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ НА СМЕЖНЫЕ ЛИНИИ

227

6.1. Приближенные уравнения электромагнитного влияния тяговой сети на смежные линии	227
6.2. Приближенные уравнения электрического влияния тяговой сети на смежные линии	233
6.3. Приближенные уравнения магнитного влияния тяговой сети на смежные линии	240
6.4. Краткая методика расчетов опасных влияний линий высокого напряжения на цепи связи	244
6.4.1. Общие сведения	244
6.4.2. Нормированные величины опасных напряжений	246
6.4.3. Расчетные режимы и краткая методика расчета опасного магнитного влияния	251
6.4.4. Опасные напряжения при гальваническом влиянии	253
6.4.5. Опасные напряжения при электрическом влиянии	255
6.4.6. Результирующее опасное напряжение	256
6.4.7. Определение влияющих токов при вынужденном режиме	256
6.4.8. Определение влияющих токов в режиме короткого замыкания	262
6.5. Мешающие электромагнитные влияния	264
6.5.1. Общие сведения	264
6.5.2. Нормы мешающих напряжений и токов	268
6.5.3. Краткая методика расчета мешающих влияний тяговой сети	270
6.6. Допустимые уровни и степени радиопомех	282
6.7. Допустимое воздействие электромагнитных полей на биоорганизмы	284

ГЛАВА 7. ГАЛЬВАНИЧЕСКОЕ ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ НА СМЕЖНЫЕ СООРУЖЕНИЯ

291

7.1. Потенциалы и токи в рельсах и в земле	291
7.2. Потенциалы и токи в рельсах на участках постоянного тока	292
7.3. Потенциалы и токи в рельсах на участках переменного тока	303

7.4. Гальваническое влияние электрических железных дорог на подземные сооружения	314
7.5. Гальваническое влияние электрифицированных железных дорог постоянного тока на однопроводные цепи	319
7.6. Гальваническое влияние электрифицированных железных дорог переменного тока	330

ГЛАВА 8. ВЛИЯНИЯ ТЯГОВОГО ТОКА НА РАБОТУ РЕЛЬСОВЫХ ЦЕПЕЙ И УСТРОЙСТВА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОЙ АВТОМАТИКИ

8.1. Методика расчета влияния тягового тока на работу рельсовых цепей	335
8.2. Расчет помех, обусловленных гармониками тягового тока при хорошей изоляции рельсовых нитей	341
8.3. Определение воздействия гармоник тягового тока на рельсовые цепи, примыкающие к фидеру тяговой подстанции	342
8.4. Влияние тягового тока на работу устройств автоматической локомотивной сигнализации и автоматического регулирования скорости поездов метрополитена	347

ЧАСТЬ III

ГЛАВА 9. ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ВЛИЯЮЩИХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

9.1. Представление несинусоидальных токов и напряжений с помощью рядов Фурье	355
9.2. Возникновение гармоник при потреблении электроэнергии	357
9.3. Гармонические составляющие в кривой выпрямленного напряжения в режиме холостого хода	359
9.4. Гармонические составляющие в кривой выпрямленного напряжения в режиме нагрузки	364
9.5. Гармоники выпрямленного напряжения 12-пульсовых выпрямителей	373
9.5.1. Гармоники выпрямленного напряжения при симметричных питающих напряжениях	374
9.5.2. Гармоники выпрямленного напряжения при несимметричных синусоидальных питающих напряжениях	380
9.5.3. Гармоники выпрямленного напряжения при несимметричных и несинусоидальных питающих напряжений	384

9.5.4. Приближенный метод расчета гармоник выпрямленного напряжения многопульсовых выпрямителей	391
9.6. Гармонический анализ выпрямленного напряжения выпрямительно-инверторных агрегатов	393
9.6.1. Гармоники выпрямленного напряжения выпрямительно-инверторных агрегатов в симметричном режиме работы	393
9.6.2. Гармоники выпрямленного напряжения выпрямительно-инверторных агрегатов при несимметрии напряжений питающей сети	393
9.6.3. Гармоники выпрямленного напряжения выпрямительно-инверторных агрегатов, обусловленные неидентичностью сопротивлений вентилей	401
9.6.4. Гармоники выпрямленного напряжения выпрямительно-инверторных агрегатов при несимметрии импульсов управления тиристорами	405
9.7. Состав гармонических составляющих в кривой первичного тока	415
9.7.1. Состав гармонических в кривой первичного тока трехфазных преобразователей	420
9.7.2. Методика гармонического анализа входного переменного тока и выпрямленного напряжения с учетом их взаимного влияния	422
9.7.3. Гармонический анализ входного тока преобразователей с компенсирующими устройствами	430
9.7.4. Приближенный гармонический анализ сетевого тока выпрямителя электроподвижного состава	438
9.8. Экспериментальные исследования гармоник напряжения и тока в цепях тягового электроснабжения и смежных систем	443
9.8.1. Математическая обработка экспериментальных исследований	443
9.8.2. Основные проблемы проведения измерений	451
9.8.3. Средства измерения и анализа результатов исследования ..	453
9.8.4. Графоаналитический метод гармонического анализа несинусоидальных токов и напряжений	461
9.9. Гармонические составляющие импульсных преобразователей постоянного тока	464
9.9.1. Принцип импульсного регулирования напряжения постоянного тока	464
9.9.2. Системы модуляции и управления прерывателем	467

9.9.3.Тиристорно-импульсные преобразователи с частотной модуляцией	468
9.9.4. Тиристорно-импульсные преобразователи с широтной модуляцией	471
9.9.5. Приближенный гармонический анализ тягового тока тиристорно-импульсного преобразователя	474

ЧАСТЬ IV

ГЛАВА 10. ЗАЩИТЫ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНУЮ СОВМЕСТИМОСТЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ И СМЕЖНЫХ ЛИНИЙ	476
Общие сведения	476
10.1. Многопульсовые выпрямители	477
10.2. Сглаживающие фильтры тяговых подстанций	487
10.2.1. Сглаживающие фильтры тяговых подстанций с 12-пульсовыми выпрямителями	499
10.2.2. Экспериментальные исследования эффективности сглаживающих фильтров	508
10.2.3. Выбор схем и параметров активно-пассивных сглаживающих фильтров тяговых подстанций	511
10.3. Защитное (экранирующее) действие отсасывающих трансформаторов	519
10.3.1. Отсасывающие трансформаторы и обратный провод	519
10.3.2. Краткая методика расчета защитного действия отсасывающих трансформаторов	533
10.4. Защиты от электромагнитного влияния трехфазных линий электропередач	539
10.4.1. Уменьшение остаточного напряжения на линиях электропередач	539
10.4.2. Сглаживающие устройства, включаемые в ЛЭП переменного тока	547
10.4.3. Расчет параметров компенсационного фильтра трехфазной ЛЭП	551
10.5. Защита однопроводных цепей и подземных сооружений от влияния блуждающих токов в земле	553
10.5.1. Способы уменьшения блуждающих токов	554
10.5.2. Основные меры по защите подземных сооружений	558
10.6. Пассивные защиты	567

ГЛАВА 11. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С ПИТАЮЩИМИ ЭЛЕКТРОСЕТЯМИ	582
11.1. Общие сведения	582
11.2. Компенсация реактивной мощности оптимизацией режимов работы выпрямительно-инверторных агрегатов тяговых подстанций	590
11.2.1. Оптимизация загрузки преобразовательных агрегатов	590
11.2.2. Оптимизация режима напряжения	595
11.2.3. Влияние параметров преобразовательных трансформаторов на потребление реактивной мощности	596
11.3. Установки компенсации реактивной мощности	598
11.3.1. Преобразовательные агрегаты с искусственной коммутацией	598
11.3.2. Расчет компенсирующих устройств преобразовательных агрегатов	602
11.3.3. Установки поперечной емкостной компенсации и фильтрокомпенсирующие устройства	605
11.4. Повышение коэффициента мощности применением многопульсовых схем выпрямления	612
Список литературы	625

Михаил Петрович Бадер

Учебное издание

Электромагнитная совместимость

Учебник для вузов железнодорожного транспорта

Редактор *Г.Н. Багдасарова*

Корректор *Г.Н. Багдасарова*

Компьютерная верстка *Т.В. Деминой, О.И. Колотовой*

Подписано в печать 15.04.2002 г.

Формат 60х88 $\frac{1}{16}$. Усл. печ. л. 40. Тираж 3000 экз. Заказ 6283

УМК МПС России
107078, Москва, Басманный пер., 6

Отпечатано в полном соответствии с качеством
предоставленных диапозитивов в ППП «Типография «Наука»
121099, Москва, Шубинский пер., 6

ISBN 5-89035-065-X

