



ДОНСКОЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ  
УПРАВЛЕНИЕ ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ И ПОВЫШЕНИЯ  
КВАЛИФИКАЦИИ

Кафедра «Робототехника и мехатроника»

**Методические указания**  
к выполнению практических работ  
по дисциплине

# **«Электронные устройства мехатронных и робототехнических систем»**

Автор

Карнаухов Н.Ф.

Ростов-на-Дону, 2015



## Аннотация

Методические указания по выполнению практических занятий на тему «Проектирование маломощного источника питания с заданными выходными характеристиками для мехатронных и робототехнических систем» по дисциплине «Электронные устройства мехатронных и робототехнических систем».

Пособие предназначено для студентов очной формы обучения направлений 221000, 15.03.06 «Мехатроника и робототехника».

## Автор

к.т.н., профессор кафедры «РиМ»  
Карнаухов Н.Ф.



## Оглавление

<b>1. Цели и задачи изучения дисциплины «Электронные устройства мехатронных и робототехнических систем» ....</b>	<b>4</b>
<b>2. Требования, предъявляемые к вторичным источникам питания .....</b>	<b>5</b>
<b>Рекомендуемая литература .....</b>	<b>24</b>

## **1. ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ИЗУЧЕНИЯ ДИСЦИПЛИНЫ «ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА МЕХАТРОННЫХ И РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ»**

Дисциплина «Электронные устройства (ЭУ) мехатронных и робототехнических систем» (М и РТС) предполагает изучение студентами физических основ и принципов действия, основных характеристик, способов управления отдельными типовыми узлами и электронными блоками систем управления в силовой электронике. Необходимость изучения такой дисциплины обусловлена определенными достижениями в области слаботочной и силовой электроники, повсеместной применимостью электронных преобразователей и регуляторов электрической энергии для управления выходными параметрами электромеханических и робототехнических систем, спроектированных на базе электрических машин постоянного и переменного тока. Важнейшим направлением в развитии схмотехнических решений и структур таких систем управления электромеханическими комплексами является широкое использование микроэлектронных устройств, специализированных микропроцессоров и интерфейсов, информационно-измерительных систем. Естественно, успешная работа названных электронных устройств возможна при наличии надежных, помехоустойчивых источников (устройств) питания как силовых, так и слаботочных, обеспечивающих нормальную работу электронного средства за все время его жизненного цикла.

Настоящие методические указания посвящены разработке маломощного источника питания и могут быть использованы при проведении практических (аудиторных, расчетных) работ в процессе проектирования конкретного электронного узла М и РТС с заданными выходными характеристиками.

## 2. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ВТОРИЧНЫМ ИСТОЧНИКАМ ПИТАНИЯ

Для электропитания таких систем для управления промышленными средствами автоматики, электроавтоматики автоматизированного производства применяют вторичные источники питания (ВИП) переменного и постоянного тока с улучшенными техническими характеристиками. Источники питания (ВИП) должны обеспечивать необходимую стабильность напряжения  $U$ , тока  $I$ , частоты  $F$  других величин и параметров. В условиях компьютеризированных производств (с управлением ПР от ЭВМ) могут быть применены источники питания, работающие на промышленной частоте  $F = 50$  Гц и несущей повышенной частоте  $F = 400$  Гц, 600 Гц и высокой - десятки, сотни, тысячи килогерц. Рассмотрим работу часто встречающихся схем источников вторичного питания.

Для источников питания переменного тока промышленной частоты выходное напряжение  $U_n$  стабилизируется (рисунок 2.1) параметрическими стабилизаторами (СТ) – феррорезонансными полупроводниковыми стабилизаторами (тиристорными, симисторными, транзисторными).

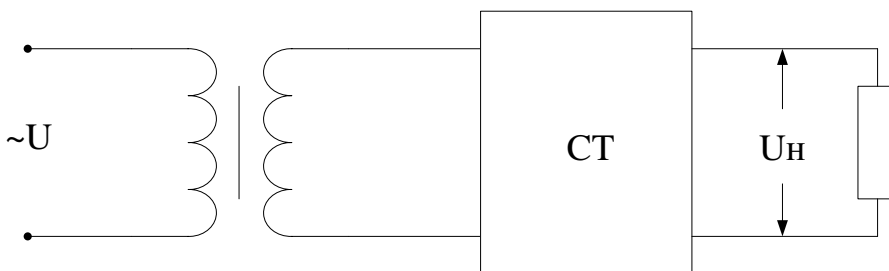


Рисунок 2.1 - Схема ВИП

В системах электроавтоматики оборудования с программным управлением, работающих на несущей частоте, сигнал управления передается в виде огибающей модулированного колебания  $U(t)e^{j\omega t}$ , где  $e^{j\omega t}$  – несущая гармоника частоты  $\omega_0$ . В указанных источниках вторичного питания используют генераторы высокочастотных колебаний (ГК): генераторы Ройера, мультивибраторы и т.д. (рисунок 2.2). Основное требование к таким ВИП

заключается в обеспечении достаточной стабилизации несущей частоты  $\omega_0$  с использованием отрицательных обратных связей (ОС), кварцевых резонаторов.

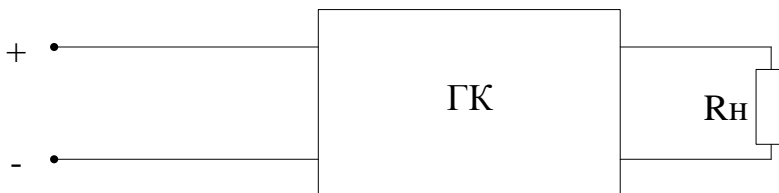


Рисунок 2.2 – ВИП с генератором высокочастотных колебаний

Особое место занимают ВИП постоянного тока (рисунок 2.3). ВИП постоянного тока состоит из трансформатора Т, выпрямителя В, фильтра Ф, стабилизатора СТ. Если к качеству выходного напряжения не предъявляются особые требования, то функциональные элементы Ф и СТ могут отсутствовать.

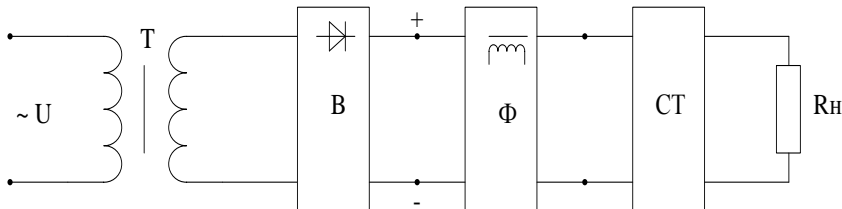


Рисунок 2.3 – ВИП постоянного тока

В настоящее время достаточно широко применяются ВИП с непрерывным (линейным) способом стабилизации и регулирования напряжения (непрерывные), импульсные и стабилизаторы напряжения с переключаемыми регулируемыми элементами. Данная информация соответствует нормативным документам - /2/.

Допустимые значения коэффициента пульсации  $K_n$  выпрямленного напряжения при проектировании ВИП ориентировочно принимают, исходя из назначения типовой схемы, электронного устройства (ЭУ) по таблице 2.1

Таблица 2.1 – Допустимые значения коэффициента пульсации  $K_p$ 

№ п/п	Характер нагрузки	Коэффициент пульсации $K_p$ , %
1	Входные каскады предварительных микрофонных УНЧ, задающие генераторы высокой частоты, предварительный каскад УНЧ	0,0001 – 0,001 – 0,002
2	Усилители мощности низкой и высокой частоты, усилители постоянного тока: двухтактные, двух-, трехкаскадные УПТ. Системы управления ПР и станками с ЧПУ	0,1...0,5
3	Двухтактный выходной каскад усилителя низкой частоты, электронные стабилизаторы напряжения, аноды электронно-лучевых трубок (ЭЛТ); двухтактные усилители мощности, работающие на неуправляемые выпрямители и двигатели переменного тока.	0,5...2

## 2.2. Разработка стабилизатора напряжения

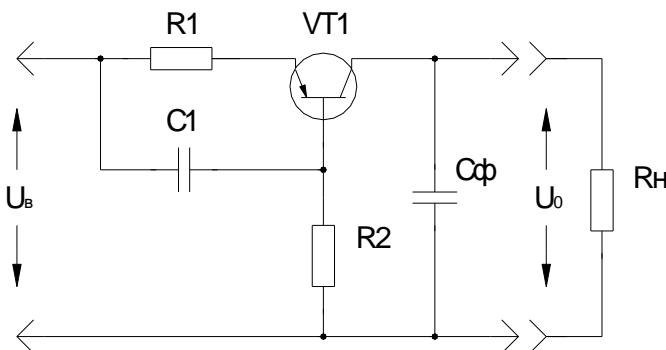
Для улучшения качества фильтра (устранения магнитных полей, возникающих вокруг дросселя LC – фильтра, уменьшения потерь), повышения массогабаритных, объемных показателей находят широкое применение транзисторные фильтры. В фильтре с нагрузкой в коллекторной цепи транзистора (рисунок 2.4, а) действие последнего аналогично действию дросселя в LC – фильтре: транзистор обладает сравнительно большим сопротивлением постоянному току. Уменьшение пульсаций коллекторного тока обратная связь по току, осуществляемая с помощью резистора R1. Чем больше сопротивление резистора R1, тем эффективнее сглаживающее действие фильтра и тем больше потери напряжения на нем. Обычно выбирают  $R1=50\div 200$  Ом. Коэффициент

сглаживания фильтра  $q_c = 100 \div 1000$ .

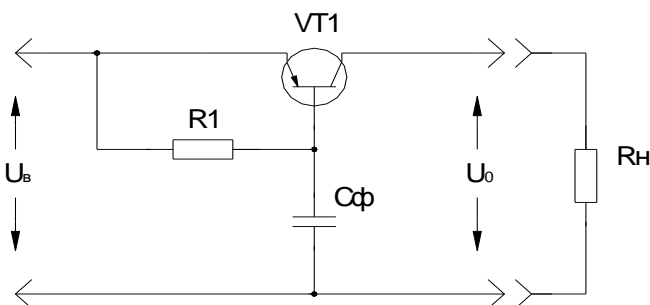
Однако с изменением тока нагрузки, температуры, а также при смене транзистора меняется напряжение на нагрузке, что является существенным недостатком фильтра.

Этот недостаток проявляется в меньшей степени в схеме фильтра с нагрузкой в эмиттерной цепи транзистора (рисунок 2.4, б). Потери напряжения на фильтре в этой схеме меньше, но коэффициент сглаживания  $q_c$  не превышает 100.

Фильтр имеет малое выходное сопротивление, конденсатор на выходе фильтра не нужен.



а)



б)

Рисунок 2.4 – Схемы транзисторных фильтров: а) фильтр с нагрузкой в коллекторной цепи транзистора; б) фильтр с нагрузкой в эмиттерной цепи транзистора



### 2.2.1 Расчет транзисторного фильтра

Определим напряжение на входе фильтра:

$$U_B = U_0 + U_{кЭмин} + U_{01ТВХ}, \quad (2.1)$$

где  $U_0$  – напряжение на выходе фильтра.  $U_{кЭмин}$  – минимальное напряжение между коллектором и эмиттером транзистора VT1 (принимается равным  $0,5 \div 3$  В),  $U_{01ТВХ}$  – амплитудное значение первой гармоники пульсации на выходе фильтра.

$$U_B = 42,4 + 2 + 0,5 \approx 45 \text{ В.}$$

Выбираем транзистор КТ818ВМ со следующими параметрами:

напряжение коллектор-эмиттер $U_{кЭ}$ , В.....	60
в режиме насыщения $U_{кЭ.нас}$ , В.....	1
максимальный ток коллектора $I_{к.макс}$ , А.....	20
максимальный ток базы, $I_{б.макс}$ , мА.....	5
статический коэффициент передачи по току $h_{21E}$ .....	20
мощность рассеивания на коллекторе $P_{к макс}$ , Вт.....	100
максимальная температура p-n перехода $t_{макс}$ , °С.....	125
тепловое сопротивление переход-корпус $R_t$ , °С/Вт.....	1
напряжение эмиттер-база $U_{эб}$ , В.....	5

Определяем мощность рассеивания на транзисторе:

$$P_{к макс} = \frac{t_{max} - t_{0max}}{R_t} = \frac{125 - 50}{1} = 75 \text{ Вт}, \quad (2.2)$$

где  $t_{0max} = 50$  – температура окружающей среды, °С;

Найдем максимальную мощность, рассеиваемую коллектором транзистора:

$$P_k = U_{кЭ} \cdot I_k = (U_B - U_0) \cdot I_k = (45 - 42,4) \cdot 12 = 31,2 \text{ Вт}. \quad (2.3)$$

Так как значение  $P_k < P_{к макс}$ , то транзистор может устанавливаться на плату без радиатора.

Ток базы транзистора VT1:

$$I_b = I_k / h_{21Э} = 12 / 20 = 0,6 \text{ А}. \quad (2.4)$$

Сопротивление в цепи базы VT1:

$$R_b = U_{кЭ} - U_{эб} / I_k = (45 - 42,4 - 5) / 0,6 = 4 \text{ Ом}. \quad (2.5)$$

Значение емкости конденсатора  $C_{\Phi}$

$$C_{\Phi} \geq \frac{Q_c}{\pi \cdot m_n \cdot f_c \cdot R_{\bar{b}}}, \quad (2.6)$$

где  $f_c$  – частота питающей сети, Гц;

$m_n$  – частота пульсаций выпрямленного напряжения.

$$C_{\Phi} = \frac{100}{3,14 \cdot 10 \cdot 50 \cdot 4} = 16,67 \text{ мкФ.}$$

Выбираем конденсатор емкостью  $C_{\Phi}=20$  мкФ, резистор с сопротивлением  $R1 = 1590$  Ом.

Вычислим коэффициент полезного действия транзисторного фильтра.

$$\eta_{\text{ср}} = U_0 / U_{\text{в}} = 42,4 / 45 = 0,94. \quad (2.7)$$

### 2.2.2 Выбор и расчет схемы выпрямления

По схеме выпрямления различают выпрямители:

- с одним вентиляем (диодом) (однофазный однопериодный, работающий по одноконтурной схеме);
- со средней точкой (двухфазная одноконтурная схема);
- трехфазный одноконтурный (по схеме «звезда-звезда»);
- шестифазный одноконтурный («треугольник-звезда»);
- однофазный двухконтурный (мостовой);
- трехфазный двухконтурный мостовой («звезда-звезда»).

При выборе схемы выпрямителя обычно руководствуются требованиями, предъявляемыми к выпрямителю по мощности, напряжению, коэффициенту пульсации и др.

Наибольшее распространение получила однофазная мостовая схема, которая используется в выпрямителях малой и средней мощности при не очень высоких требованиях к величине пульсации выпрямленного напряжения (рисунок 2.5).

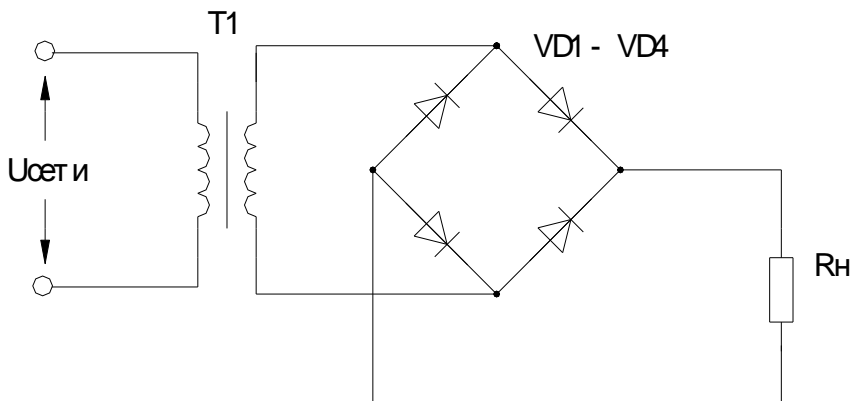


Рисунок 2.5 – Однофазный мостовой выпрямитель

Необходимые данные для расчета:

- $U_d$  – напряжение на выходе выпрямителя,  $U_d = 45\text{В}$ ,
- $I_d$  – номинальный ток нагрузки выпрямителя  $I_d = 3\text{ А}$ .

Определяем обратное напряжение на вентиле

$$U_{\text{обр}} = 1,57 \cdot U_d = 1,57 \cdot 45 = 70,7\text{ В.} \quad (2.8)$$

Значение тока вентиля (среднее):

$$I_b = 0,5 \cdot I_d = 0,5 \cdot 3 = 1,5\text{ А.} \quad (2.9)$$

По полученным данным выбираем выпрямительный диод 2Д245Б:

максимальный ток на вентиле $I_{\text{прmax}}$ , А.....	5
максимальный импульсный ток на вентиле $I_{\text{примax}}$ , А.....	10
максимальное время включения $t_{\text{и}}$ , мкс.....	50
максимальное обратное напряжение на вентиле $U_{\text{обрmax}}$ , В.....	100
максимальное прямое напряжение на вентиле $U_{\text{пр}}$ , В.....	1,4

Определяем дифференциальное сопротивление вентиля:

$$r_b \approx 1,2 \cdot U_{\text{пр}} / I_{\text{пр max}} = 1,2 \cdot 1,4 / 10 = 0,168\text{ Ом.} \quad (2.10)$$

Найдем сопротивление плеча моста:

$$r_n = 2 \cdot r_b = 2 \cdot 0,168 = 0,336\text{ Ом.} \quad (2.11)$$

Ориентировочное значение активного сопротивления

фазы выпрямителя:

$$r_{cp} = r_{\Pi} + \frac{K_r \cdot R'_H}{f_c \cdot B_m} \cdot \sqrt[2]{\frac{N \cdot f_c \cdot B_m}{I_d \cdot U_d}}, \quad (2.13)$$

где  $K_r$  - коэффициент схемы выпрямления принимается равным 3,5 для мостовой схемы выпрямления;

$R_H$  - сопротивление нагрузки, равное  $U_d/I_d = 3,75$  Ом;

$N$  - число стержней трансформатора; для стержневого двухкатушечного трансформатора  $N = 2$ ;

$f_c$  - частота сети питания;  $f_c = 50$  Гц;

$B_m$  - максимальная индукция в стали сердечника для трансформаторов средней мощности до 1 кВт и частотой 50 Гц,  $B_m$  принимают равной 1,6 Тл.

Таким образом,

$$r_{cp} = 0,336 + \frac{3,5 \cdot 3,75}{50 \cdot 1,6} \cdot \sqrt[4]{\frac{2 \cdot 50 \cdot 1,6}{12 \cdot 45}} = 0,457 \text{ Ом.}$$

Определяем индуктивность рассеяния обмоток трансформатора при  $f_c > 50$  Гц.

$$L_s \approx K_L \cdot \frac{R_H \cdot 10^{-3}}{f_c \cdot B_m} \cdot \sqrt{\frac{N^3 \cdot I_d \cdot U_d}{f_c \cdot B_m}}, \quad (2.14)$$

где  $K_L$  - коэффициент, зависящий от схемы выпрямления и характера нагрузки (принимается  $K_L = 5,0$ ) для мостовой схемы.

Подставим числовые значения в эту формулу:

$$L_s \approx 5,0 \cdot \frac{3,75 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 1,6} \cdot \sqrt{\frac{2^3 \cdot 12 \cdot 45}{50 \cdot 1,6}} = 1,722 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Вычислим индуктивное сопротивление обмоток трансформатора

$$X_t = 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot L_s = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 1,722 \cdot 10^{-3} = 0,54 \text{ Ом.} \quad (2.15)$$

Расчетное выпрямленное напряжение ненагруженного выпрямителя:

$$\begin{aligned}
 U_{xx} &\approx U_d + I_d \cdot (r_{\Phi} + B_M \cdot X_T / 2 \cdot \pi) = \\
 &= 45 + 12 \cdot (0,457 + 1,6 \cdot 0,54 / 2 \cdot 3,14) = 52,1 \text{ В.}
 \end{aligned}
 \tag{2.16}$$

Фактическое обратное напряжение на вентиле:

$$U_{\text{обр}} = \sqrt{2} \cdot 1,1 \cdot U_{x.x.} = \sqrt{2} \cdot 1,1 \cdot 52,1 = 81 \text{ В.}
 \tag{2.17}$$

### 2.2.3 Расчет трансформатора ВИП

При выполнении расчета трансформатора для ВИП следует исходить из минимальных значений следующих параметров:

- коэффициента весового показателя ( $q$ ),
- коэффициент объемного показателя ( $V$ );
- стоимостного коэффициента ( $K$ ).

В общем случае указанные параметры можно определить через следующие величины:

- номинальная мощность трансформатора  $P_T$ , Вт,
- масса активных материалов  $G$ , кг;
- объем активных материалов  $v$ , см<sup>3</sup>;
- стоимость активных материалов  $k$ , руб.

Тогда

$$q = \frac{G}{P_T}, \frac{\text{кг}}{\text{В} \cdot \text{А}}; \quad v = \frac{V}{P_T}, \frac{\text{см}^3}{\text{В} \cdot \text{А}}; \quad k = \frac{K}{P_T}, \frac{\text{руб}}{\text{В} \cdot \text{А}}.$$

Известно, что перегруженный трансформатор – это излишняя масса и большие размеры. Перегруженный трансформатор обычно греется и необходимую мощность отдать не способен.

Проектирование трансформатора малой мощности (от 30 Вт до 1кВт) в дальнейшем ТММ, связано с расчетом и конструированием сердечника трансформатора (выбором типа и формы сердечника) и представляет собой сложную задачу с множеством математических и конструктивных решений. Практика проектирования ТММ показывает, что выбор мощности трансформатора должен проводится в соответствии со следующими ограничениями:

$$\begin{aligned}
 P_T &= P_{2\Sigma} \cdot 1,2, \text{ если } P_{2\Sigma} \geq 50 \text{ Вт,} \\
 P_T &= P_{2\Sigma} \cdot 1,3, \text{ если } 10 \text{ Вт} \geq P_{2\Sigma} \geq 50 \text{ Вт,} \\
 P_T &= P_{2\Sigma} \cdot 1,4, \text{ если } P_{2\Sigma} \leq 10 \text{ Вт,}
 \end{aligned}
 \tag{2.18}$$

где  $P_{2\Sigma}$  - полная мощность всех вторичных обмоток.

Указанные рекомендации обосновываются тем, что чем меньше КПД трансформатора, габаритные размеры, тем легче

должен быть температурный режим.

2.2.4 Выбор магнитопровода, определение электромагнитных параметров трансформатора проектируемого источника питания

Необходимые исходные данные для расчета ТММ:

номинальное напряжение сети $U_1$ , В.....	220
напряжение на вторичной обмотке $U_2$ , В.....	45
номинальный ток во вторичной обмотке $I_2$ , А.....	3
номинальная мощность $P_2$ , В·А.....	135
частота сетевого тока $f_c$ , Гц.....	50
число фаз $m$ .....	1
коэффициент мощности нагрузки $\cos \varphi$ .....	1
температура окружающей среды $t$ , °С, до.....	50

Суммарная активная мощность вторичных обмоток:

$$P_{2\Sigma} = P_2 \cdot \cos \varphi = 135 \cdot 1 = 135 \text{ Вт.}$$

(2.19)

Следовательно,

$$P_T = 135 \cdot 1,2 = 162 \text{ Вт.}$$

Найдем суммарное сечение пластин магнитопровода сердечника (эффективное):

$$S_{CЭ} = 800 \cdot \sqrt{\frac{P_T}{B \cdot f_c}}, \text{ мм}^2,$$

(2.20)

где  $B$  – допустимая магнитная индукция, Тл;

$f$  – частота питающей сети,  $f = 50$  Гц.

При частоте 50 Гц индукция принимается равной  $B = 1,4$  Тл, тогда последняя формула будет иметь вид:

$$S_{CЭ} = 115 \cdot \sqrt{P_T}, \text{ мм}^2.$$

Таким образом:

$$S_{CЭ} = 115 \cdot \sqrt{162} = 1217,022 \text{ мм}^2.$$

Фактическое сечение сердечника  $S_{сф} > S_{се}$  вследствие покрытия пластин изолирующим слоем для снижения потерь на вихревые токи. С учетом заданной частоты сети, выбирается марка стали и толщина пластин магнитопровода.

$$S_{\text{СФ}} = S_{\text{СЭ}} / K_c = 1217,022 / 0,85 = 1431,791 \text{ мм}^2, \quad (2.21)$$

где  $K_c$  – коэффициент заполнения сечения сталью, выбирается в соответствии с [2], равен 0,85.

Для однофазного трансформатора выбираем броневой пластинчатый магнитопровод с наименьшей массой типа «Ш». Марка стали – Э42.

Коэффициент заполнения окна магнитопровода активным материалом обмоток ( $K_0$ ), равен 0,33.

Плотность тока обмоток ( $\delta$ ), равна 1,8.

Находим произведение геометрического размера поперечного сечения стержня, несущего обмотки  $S_c$  на площадь окна  $S_0$ :

$$S_c \cdot S_0 = \frac{45 \cdot P_T}{B \cdot f \cdot \delta \cdot K_c \cdot K_0}, \text{ см}^4. \quad (2.22)$$

Откуда

$$S_c \cdot S_0 = \frac{45}{1 \cdot 50 \cdot 1,8 \cdot 0,85 \cdot 0,33} = 213,904 \text{ см}^4.$$

В соответствии с произведением  $S_c \cdot S_0$  и определенному типу магнитопровода выбираем необходимый типоразмер сердечника и выписываем его данные.

Броневой пластинчатый магнитопровод для ТММ наименьшей массы, Ш32х32:

площадь сечения стержня, см <sup>2</sup> .....	10,2
$S_c \cdot S_0$ , см <sup>4</sup> .....	261
масса магнитопровода, кг.....	2,02
размеры магнитопровода, мм (рисунок 2.6):	
толщина магнитопровода а.....	32
ширина окна магнитопровода, с.....	32
высота окна магнитопровода, h.....	80
ширина магнитопровода, С.....	128
высота магнитопровода, Н.....	112
толщина магнитопровода, b.....	32

Определяем потери в стали сердечника:

$$P_{\text{ст}} = P_c \cdot G_c, \text{ Вт}, \quad (2.23)$$

где  $G_c$  – масса магнитопровода, кг;

$P_c$  – удельные потери в магнитопроводе,  $P_c = 2,5 \text{ Вт / кг}$ .

$$P_{CT} = 2 \cdot 2,02 = 5,05 \text{ Вт.}$$

Определяем мощность намагничивания:

$$Q = q \cdot G_c, \text{ В}\cdot\text{А,} \quad (2.24)$$

где  $q$  – удельная намагничивающая мощность,  $q = 18 \text{ В}\cdot\text{А/кг}$   
(определяется по графику /2/).

$$Q = 45 \cdot 2,02 = 90,9 \text{ В}\cdot\text{А.}$$

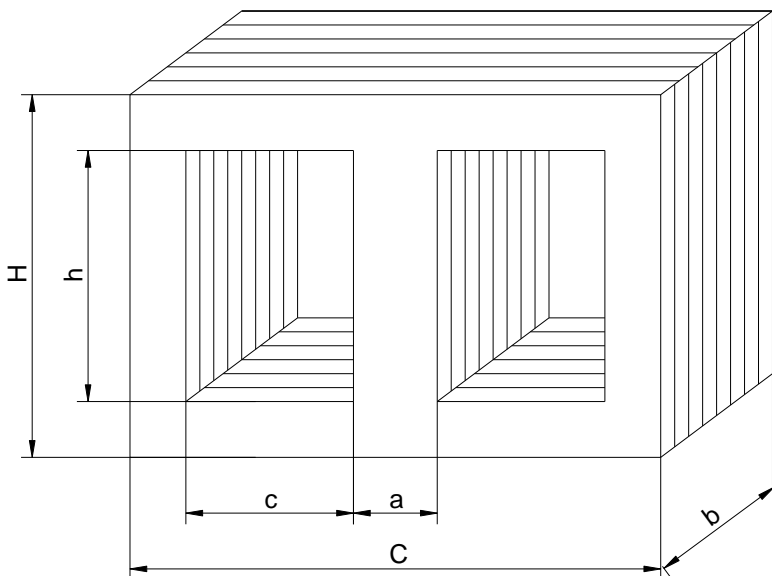


Рисунок 2.6 – Конструкция магнитопровода

Найдем активную и реактивную составляющие и полное значение тока холостого хода:

$$J_{o\alpha} = P_{CT} / U_1 = 5,05 / 220 = 0,023 \text{ А.}$$

$$J_{om} = Q / U_1 = 90,9 / 220 = 0,413 \text{ А.}$$

$$J_o = \sqrt{J_{o\alpha}^2 + J_{om}^2} = \sqrt{0,023^2 + 0,414^2} = 0,414, \text{ А.} \quad (2.25)$$

Ток первичной обмотки:

$$J_1 = P_T / U_1 \cdot \eta \cdot \cos \varphi, \text{ А,} \quad (2.26)$$



## Робототехника и мехатроника

где значение КПД  $\eta = 0,93$  и коэффициент мощности  $\cos \varphi = 0,95$ , определяем как среднестатистический из справочных таблиц /2/.

$$J_1 = 162 / 220 \cdot 0,94 \cdot 0,95 = 0,833, \text{ А.}$$

Относительное значение тока холостого хода:

$$J_0\% = J_0 / J_1 \cdot 100\% = 0,414 / 0,833 \cdot 100 = 49,651 \%. \quad (2.27)$$

## 2.2.5 Расчет обмоток силового трансформатора

Число витков любой обмотки:

$$W_n = \frac{2250 \cdot E_n}{f \cdot B \cdot \delta \cdot K_c}, \quad (2.28)$$

где  $U_n$  – ЭДС любой обмотки.

Если величины падения напряжения в обмотках выразить в % от номинальных напряжений, т.е.  $\Delta U_1\%$ ,  $\Delta U_2\%$  и т. д., то ЭДС обмоток можно найти из выражения ( $\Delta U_1\%$  и  $\Delta U_2\%$  ориентировочно выбираются из таблиц,  $\Delta U_1\% = 4$ ;  $\Delta U_2\% = 5$ ):

$$E_n = U_n (1 - \Delta U_n\% \cdot 10^{-2}), \text{ В.} \quad (2.29)$$

Тогда

$$E_1 = U_1 \cdot (1 - \Delta U_{1\%} \cdot 10^{-2}) = 220 \cdot (1 - 0,04) = 211,2 \text{ В,}$$

$$W_1 = \frac{225 \cdot E_1}{f \cdot B \cdot \delta_c \cdot K_c} = \frac{225 \cdot 211,2}{50 \cdot 1,35 \cdot 1,8 \cdot 0,85} \approx 460.$$

$$E_2 = U_2 \cdot (1 - \Delta U_{2\%} \cdot 10^{-2}) = 45 \cdot (1 - 0,05) = 42,75 \text{ В,}$$

$$W_2 = \frac{225 \cdot E_2}{f \cdot B \cdot \delta_c \cdot K_c} = \frac{225 \cdot 42,75}{50 \cdot 1,35 \cdot 1,8 \cdot 0,85} \approx 93.$$

Выбираем плотности токов в обмотках  $\delta_1 = 1,8 \text{ А/мм}^2$ ,  $\delta_2 = 1,26 \text{ А/мм}^2$ .

Находим предварительные значения поперечных сечений проводов для каждой обмотки:

$$S'_1 = \frac{J_1}{\delta_1} = \frac{0,833}{1,8} = 0,463 \text{ мм}^2,$$

$$S'_2 = \frac{J_2}{\delta_2} = \frac{3,000}{1,26} = 2,381 \text{ мм}^2.$$

(2.30)

По результатам расчета подбираем стандартные значения проводов и вписываем данные в таблицу 2.2.

Действительные значения плотности тока в обмотках определяем из формул:

$$\delta_1 = \frac{J_1}{S_1} = \frac{0,833}{0,4657} = 1,79,$$

$$\delta_2 = \frac{J_2}{S_2} = \frac{3,000}{2,5730} = 1,17.$$

Таблица 2.2 – Данные проводов обмоток трансформатора

Обмотка	Провода	Действительное сечение $S$ , мм <sup>2</sup>	Диаметр без изоляции $d_1$ , мм	Диаметр с изоляцией $d_2$ , мм	Действительная плотность $\delta$ , А/мм <sup>2</sup>
1	ЭЛ-1	0,4657	0,77	0,83	1,79
2	ЭВ-1	0,5730	0,81	0,90	1,17

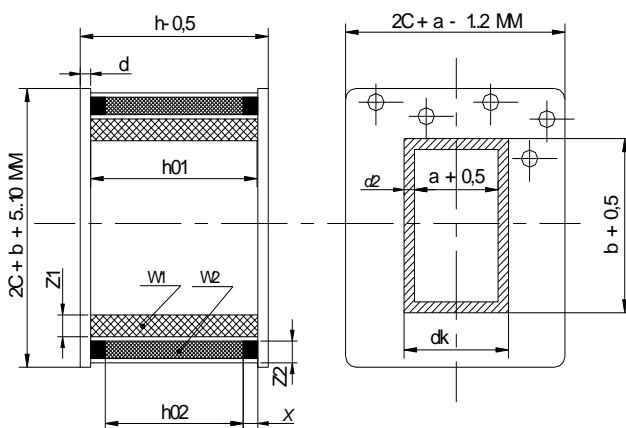


Рисунок 2.7 - Эскиз каркаса для намотки катушки ТММ с частичным показом размещения обмоток

С целью предотвращения сползания витков очередной обмотки у краев гильзы к виткам предыдущей, осевую длину обмоток чередуют, заполняя края обмотки с меньшей осевой длиной изоляционными материалами (рисунок).

Таким образом, осевая длина первичной обмотки составляет:

$$h_{01} = (h - 0,5) - 2 \cdot d = 80 - 0,5 - 2 \cdot 2 = 75,5 \text{ мм.} \quad (2.31)$$

Высота четных обмоток укорачивается на  $2 \cdot X$ . Обычно  $X = 2..5$  мм.

Поэтому:

$$h_{02} = (h - 0,5) - 2 \cdot d - 2 \cdot X = 80 - 0,5 - 2 \cdot 2 - 2 \cdot 3 = 69,5 \text{ мм.} \quad (2.32)$$

Определяем число витков ( $W$ ) в одном слое для каждой обмотки и количества слоев ( $N$ ).

Полученные  $W_{\text{сл}}$  округляем до меньших, а  $N_n$  – до больших чисел, т.к. даже при нескольких витках в слое оставшаяся без витков часть катушки заполняется изоляцией.

$$W_{1\text{сл}} = \frac{h_{01}}{K_{y1} \cdot d_{21}} = \frac{75,5}{1,05 \cdot 0,83} = 86,632 \approx 86,$$

$$W_{2\text{сл}} = \frac{h_{02}}{K_{y2} \cdot d_{22}} = \frac{119,5}{1,09 \cdot 1,90} = 33,559 \approx 33, \quad (2.33)$$

где  $K_y$  - коэффициент укладки обмоток, определяется по графикам /2/.

$$N_1 = \frac{W_1}{W_{1\text{сл}}} = \frac{460}{86} = 5,35 \approx 6,$$

$$N_2 = \frac{W_2}{W_{2\text{сл}}} = \frac{93}{33} = 3. \quad (2.34)$$

Радиальные размеры (толщина) каждой обмотки:

$$Z_1 = K_{y21} \cdot N_1 \cdot (d_{21} + \Delta_{\text{из}}) = 1,08 \cdot 6 \cdot (0,83 + 0,05) = 5,702 \text{ мм} \quad (2.35)$$

$$Z_2 = K_{y22} \cdot N_2 \cdot (d_{22} + (N_2 - 1) \cdot \Delta_{\text{из}}) = 1,1 \cdot 3 \cdot (1,90 + (3 - 1) \cdot 0,05) = 6,600 \text{ мм}$$

где  $K_{y2}$  – коэффициент радиальной укладки обмотки, определяется по графику /2/;

$\Delta_{из}$  – толщина изоляции между рядами обмоток,  $\Delta_{из} = 0,05$ .

Радиальный размер (толщина) готовой катушки:

$$Z_K = Z_1 + Z_2 + \Delta_{из1} + \Delta' + \Delta_{\Gamma} \quad , \text{ мм.} \quad (2.36)$$

$$Z_K = 5,702 + 6,600 + 0,25 + 0,2 + 2 = 14,752 \text{ мм.}$$

где  $\Delta'$  – толщина изоляции последней обмотки,  $\Delta' = 0,2$ ;

$\Delta_{из1}$  – толщина изоляции между обмотками,  $\Delta_{из1} = 0,25$ ;

$\Delta_{\Gamma}$  – толщина гильзы,  $\Delta_{\Gamma} = 2$ .

Зазор в окне магнитопровода:

$$X_3 = C - (Z_K + 0,25) \quad , \quad (2.37)$$

$$X_3 = 32 - (14,752 + 0,25) = 17 \text{ мм.}$$

Полученный зазор позволяет нормальному укладыванию катушки в окне сердечника.

Определяем средние длины витков обмоток.

Параметры:

$$a_K = a + 2 \cdot \Delta_{\Gamma} + 0,5 \quad ,$$

$$b_K = b + 2\Delta_{\Gamma} + 0,5 \quad .$$

откуда  $a_K = 36,5 \text{ мм}$ ;  $b_K = 36,5 \text{ мм}$ .

$$r_1 = \frac{Z_1}{2} \quad ,$$

$$r_2 = Z_1 + \frac{Z_2}{2} + \Delta_{из1}$$

откуда  $r_1 = 2,851 \text{ мм}$ ;  $r_2 = 9,252 \text{ мм}$ .

Тогда

$$l_1 = 2(a_K + b_K + \pi r_1) \quad , \quad l_1 = 163,915 \text{ мм}; \quad (2.38)$$

$$l_2 = 2(a_K + b_K + \pi r_2) \quad , \quad l_2 = 204,135 \text{ мм.} \quad (2.39)$$

Масса меди каждой обмотки и их суммарная масса.

$$G_{M1} = 8,9 \cdot S_1 \cdot l_1 W_1 \cdot 10^{-6},$$

$$G_{M1} = 0,313 \text{ кг};$$

$$G_{M2} = 8,9 \cdot S_2 \cdot l_2 W_2 \cdot 10^{-6},$$

(2.40)

$$G_{M2} = 0,435 \text{ кг}.$$

Общая масса меди броневое трансформатора:

$$G_M = G_{M1} + G_{M2},$$

(2.41)

$$G_M = 0,784 \text{ кг}.$$

Определим коэффициент технико-экономической эффективности спроектированного трансформатора:

$$\alpha = G_c / G_M = 2,7. \quad (2.42)$$

Полученное значение коэффициента  $\alpha$  показывает, что трансформатор имеет минимальную (или близкую к этому) массу.

### 2.2.6 Расчет параметров ТММ

Определяем потери мощности в каждой обмотке и суммарные потери.

Потери в первой и во второй обмотках:

$$P_{M1} = 2,65 \cdot \delta^2 \cdot G_{M1},$$

(2.43)

$$P_{M1} = 2,684 \text{ Вт}.$$

$$P_{M2} = 2,65 \cdot \delta_2^2 \cdot G_{M2},$$

(2.44)

$$P_{M2} = 1,568 \text{ Вт}.$$

Тогда суммарные потери в меди трансформатора определяются как:

$$P_M = P_{M1} + P_{M2},$$

(2.45)

$$P_M = 4,253 \text{ Вт}.$$

Коэффициент полезного действия трансформатора:

$$\eta_T = \frac{P_T}{P_T + P_M + P_C},$$

(2.46)

$$\eta_{\tau} = 0,96.$$

Коэффициент нагрузки трансформатора, при котором его КПД будет наибольшим:

$$\beta = \sqrt{\frac{P_c}{P_M}}, \quad (2.47)$$

$$\beta = 0,767.$$

С точки зрения теплового режима для броневых трансформаторов предпочтительней иметь коэффициент нагрузки как можно более близким к единице ( $\beta \rightarrow 1$ ).

Определяем напряжение короткого замыкания.

Активная составляющая напряжения короткого замыкания (в процентах от номинального напряжения в первичной обмотке  $U_1$ ):

$$U_a = \frac{P_M}{U_1 \cdot J_1} \cdot 100\% \quad (2.48)$$

$$U_a = 0,023 \text{ В.}$$

Реактивная составляющая напряжения:

$$U_X = \frac{1,8 \cdot \sqrt{0,5 (J_1 \cdot W_1 + J_2 \cdot W_2)^2 + (J_0 \cdot W_1)^2} \cdot 1 \cdot Z_K}{B \cdot S_{c3} \cdot K_c \cdot h_{cp} \cdot 10^3} \quad (2.49)$$

где

$l$  - средняя длина витка катушки, мм;  $l = \frac{l_1 + l_2}{2}$ ,  $l = 184,025$

$h_{cp}$  - средняя осевая длина намотки, мм;  $h_{cp} = \frac{h_{01} + h_{02}}{2}$ ,  $h_{cp} = 72,5$

Подставив значения  $h_{cp}$  и  $l$  в формулу для  $U_X$ , получим  $U_X = 3,368$ .

Определяем полное напряжение короткого замыкания в процентном соотношении:

$$U_K = \sqrt{U_a^2 + U_X^2}$$

(2.50)

 $U_k = 3, 36\%$ .

Величина  $U_k$  не нормируется и обычно находится в пределах  $2 \div 12\%$ .

2.2.7 Тепловой расчет ТММ

Найдем поверхность охлаждения трансформатора.

Охлаждающая поверхность обмотки:

$$S_K = 2 \cdot h \cdot (a + b + \pi \cdot Z_K) \cdot 10^{-6}, \quad (2.51)$$

 $S_K = 0,018 \text{ м}^2$ .

Охлаждающая поверхность магнитопровода:

$$S_M = 2 \cdot [(h + H + C) \cdot b + (h + C) \cdot a] \cdot 10^{-6} \quad (2.52)$$

 $S_M = 0,034 \text{ м}^2$ .

Таким образом, поверхность охлаждения трансформатора равна:

$$S_{\text{ОХЛ}} = S_K + S_M \quad (2.53)$$

 $S_{\text{ОХЛ}} = 0,018 + 0,034 = 0,051 \text{ м}^2$ .

Температура перегрева обмоток относительно окружающего воздуха:

$$\Delta T = \frac{P_M + P_C}{1,2 \cdot 10^{-3} \cdot S_{\text{ОХЛ}} \cdot 10^4}, \quad (2.54)$$

 $\Delta T = 10,938 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Рабочая температура обмоток:

$$T_0 = \Delta T + t, \quad (2.55)$$

где  $t$  – допустимая температура окружающей среды,  $t = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Следовательно, рабочая температура обмоток составит

 $T_0 = 10,938 + 50 = 60,938 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Для проводов ПЭЛ-1 и ПЕВ-1  $T_0$  не должна превышать  $105 \text{ }^\circ\text{C}$ , поэтому рабочая температура обмоток находится в пределах допустимой.

## **РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА**

1. Костиков В.Г. и др. Источники питания электронных средств. Схемотехника и конструирование: Учеб. для вузов.- 2-е изд. М.: Горячая линия-Телеком. 2001. - 344 с.