

ГОСУДАРСТВЕННОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«БЕЛОРУССКО-РОССИЙСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Кафедра «Оборудование и технология сварочного производства»

ОБОРУДОВАНИЕ СВАРКИ ПЛАВЛЕНИЕМ

**Методические рекомендации к практическим занятиям
для студентов специальности**

**1- 36 01 06 «Оборудование и технология сварочного производства»
дневной и заочной форм обучения**



Могилев 2017

УДК 621.7
ББК 30.68
О 22 – Авт. зн.

Рекомендовано к изданию
учебно-методическим отделом
Белорусско-Российского университета

Одобрено кафедрой «Оборудование и технология сварочного производства» «27» июня 2017 г., протокол № 11

Составитель канд. техн. наук, доц. С. М. Фурманов

Рецензент канд. техн. наук, доц. И. Д. Камчицкая

Приведены задания к практическим занятиям по дисциплине «Технология и оборудование сварки давлением», указания по их выполнению, а также перечень необходимой литературы.

Учебно-методическое издание

ОБОРУДОВАНИЕ СВАРКИ ПЛАВЛЕНИЕМ

Ответственный за выпуск

В. П. Куликов

Технический редактор

А. Т. Червинская

Компьютерная верстка

Н. П. Полевнича

Подписано в печать . Формат 60x84/16. Бумага офсетная. Гарнитура Таймс.
Печать трафаретная. Усл.печ. л. . Уч.-изд. л. . Тираж 36 экз. Заказ №

Издатель и полиграфическое исполнение:
Государственное учреждение высшего профессионального образования
«Белорусско-Российский университет».
Свидетельство о государственной регистрации издателя,
изготовителя, распространителя печатных изданий
№ 1/156 от 24.01.2014.
Пр. Мира, 43, 212000, Могилев.

© ГУ ВПО «Белорусско-Российский университет», 2017

Содержание

1	Цель и задачи практических занятий	4
2	Практическое занятие № 2. Расчет конструкции однофазных трансформаторов для дуговой сварки и построение внешних характеристик	4
3	Практическое занятие № 3. Расчет и выбор элементов электрической схемы выпрямления однопостовых сварочных выпрямителей	14
4	Практическое занятие № 4. Расчет конструкции высокочастотного трансформатора инверторного источника питания для дуговой сварки	22
5	Практическое занятие № 5. Расчет мощности потерь высокочастотных транзисторов инверторных источников	29
6	Практическое занятие № 6. Расчет дросселя фильтра сварочного тока инверторного источника питания	31
	Список литературы	32

1 Цель и задачи практических занятий

Целью практических занятий является углубленное изучение студентами дисциплины «Оборудование сварки плавлением», получение знаний в области конструкции и принципа работы источников питания сварочной дуги переменного и постоянного токов, а также эффективное использование приобретенных знаний в практической деятельности.

Основными задачами практических занятий являются:

- ознакомление студентов с требованиями, предъявляемыми к источникам питания сварочной дуги общепромышленного назначения;
- изучение устройства и основных характеристик сварочных трансформаторов, выпрямителей, инверторных преобразователей.

Для выполнения заданий необходимо знать:

- особенности эксплуатации источников питания сварочной дуги постоянного и переменного токов;
- методики расчета и выбора источников питания и элементной базы сварочного оборудования.

Варианты заданий определяются по списку группы.

2 Практическое занятие № 2. Расчет конструкции однофазных трансформаторов для дуговой сварки и построение внешних характеристик

2.1 Исходные данные к задаче

Рассчитать сварочный трансформатор, предназначенный для работы от сети переменного тока 220/380 В, 50 Гц и обеспечивающий максимальный сварочный ток I_M . Исходные данные к задаче даны в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Исходные данные к задаче

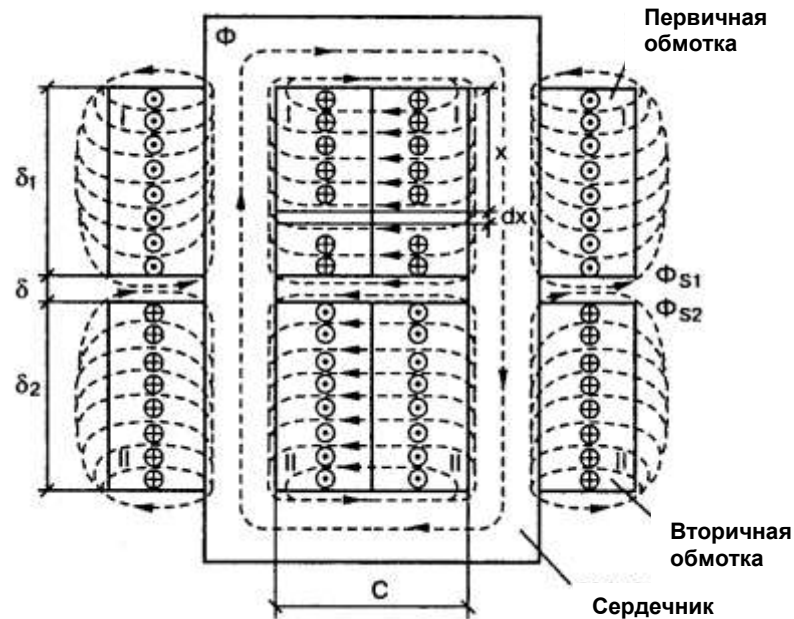
Номер задачи	Номинальный (максимальный) сварочный ток I_M , А	Минимальный сварочный ток $I_{св\ мин}$, А	Напряжение питающей сети (частотой $F = 50$ Гц), В	Номинальная продолжительность нагрузки ПН, %	Напряжение холостого хода $U_{хх}$, В
1	2	3	4	5	6
1	100	20	220	20	45
2	100	20	380	30	50
3	100	20	220	40	55
4	100	20	380	50	60
5	100	20	220	60	65
6	125	30	380	25	50
7	125	30	220	30	50
8	125	30	380	40	55
9	125	30	220	50	60

Окончание таблицы 2.1

1	2	3	4	5	6
10	125	30	380	60	65
11	160	60	220	20	45
12	160	60	380	30	50
13	160	60	220	40	55
14	160	60	380	50	60
15	160	60	220	60	65
16	200	70	380	20	50
17	200	70	220	30	55
18	200	70	380	40	60
19	200	70	220	50	65
20	200	70	380	60	70
21	250	100	220	20	55
22	250	100	380	30	60
23	250	100	220	40	65
24	250	100	380	50	70
25	250	100	220	60	75
26	280	50	380	40	55
27	280	50	220	45	60
28	280	50	380	50	65
29	280	50	220	55	70
30	280	50	380	60	75
31	315	60	220	40	60
32	315	60	380	45	65
33	315	60	220	50	70
34	315	60	380	55	75
35	315	60	220	60	80
36	400	80	380	40	65
37	400	80	220	45	70
38	400	80	380	50	75
39	400	80	220	55	80
40	400	80	380	60	70
41	500	100	220	40	70
42	500	100	380	45	75
43	500	100	220	50	80
44	500	100	380	55	70
45	500	100	220	60	75
46	630	200	380	45	80
47	630	200	380	50	75
48	630	200	380	55	70
49	630	200	380	60	80
50	630	200	380	65	75

2.2 Общие теоретические сведения

Основным элементом сварочного источника переменного тока является специализированный сварочный трансформатор с падающими внешними вольт-амперными характеристиками [1 – 3]. Для получения крутопадающей внешней характеристики используют индуктивность рассеяния трансформатора. Для получения требуемой величины индуктивности рассеяния обмотки трансформатора выполняются в виде дисков (рисунок 2.1).



δ_1 – высота первичной обмотки; δ_2 – высота вторичной обмотки; δ – зазор между первичной и вторичной обмотками; c – ширина окна сердечника

Рисунок 2.1 – Картина силовых полей стержневого трансформатора с дисковыми обмотками

В трансформаторах с дисковыми обмотками одна обмотка удалена от другой, поэтому значительная часть магнитного потока первичной обмотки не связана со вторичной обмоткой. Еще говорят, что у этих трансформаторов увеличенное электромагнитное рассеяние. Индуктивности рассеяния L_{1S} и L_{2S} имеют значительную величину, и их реактивное сопротивление оказывает большое влияние на ток трансформатора.

Используя трансформатор с дисковыми обмотками, можно легко получить необходимую нам падающую внешнюю характеристику, где рабочий ток составляет примерно 80 % от тока короткого замыкания.

Регулировка сварочного тока обычно достигается изменением расстояния между обмотками, которые выполняются подвижными.

Индуктивность рассеяния трансформатора, в основном, зависит:

– от взаимного расположения обмоток;

– от конфигурации обмоток;
 – от посторонних факторов, таких как близко расположенные к трансформатору предметы из магнитных материалов.

На рисунке 2.1 схематически изображена картина распределения силовых магнитных полей в стержневом трансформаторе с дисковыми обмотками, на которой представлены общий магнитный поток Φ и потоки рассеяния обмоток – Φ_{S1} и Φ_{S2} . Эти потоки возникают благодаря магнитодвижущим силам $F = I \cdot W$, создаваемым обмотками трансформатора [3].

В окне сердечника ток первичной обмотки трансформатора направлен от зрителя, а ток вторичной обмотки – наоборот. Благодаря этому для потоков рассеяния первичная и вторичная обмотки представляют собой своеобразный соленоид с промежутком δ , называемым главным каналом рассеяния.

В этом канале проходят основные потоки рассеяния первичной и вторичной обмоток. Благодаря тому, что обмотки трансформатора не сосредоточены в точке, а определенным образом распределены в пространстве, часть потока рассеяния проходит внутри обмоток.

Потоки рассеяния в канале между катушками, а также внутри катушек суммируются и создают общий поток рассеяния.

Специфика работы сварочного трансформатора заключается в том, что он нагружен не на все 100 % времени своего включения. Степень нагруженности определяется продолжительностью нагрузки:

$$\text{ПН \%} = \frac{t_p}{t_{\text{ц}}} \cdot 100 \%, \quad (2.1)$$

где t_p – длительность рабочего цикла;

$t_{\text{ц}}$ – общее время цикла, состоящего из рабочего цикла и паузы.

Длительность цикла принимается равной:

– 5 мин – для источников ручной дуговой сварки;

– 10 мин – для источников механизированной сварки [1, 2].

Обычно считается, что ПН % сварочного трансформатора не превышает 60 %. Это позволяет за счет увеличения плотности тока в обмотках уменьшить их сечения без значительного ухудшения теплового режима. Плотность тока для любого значения ПН % рассчитывается по формуле

$$J_{\text{п}} = \frac{J}{\sqrt{\frac{\text{ПН \%}}{100}}}, \quad (2.2)$$

где $J_{\text{п}}$ – плотность тока для произвольного значения ПН %, А/мм²;

J – плотность тока для долговременного режима работы [3].

2.3 Пример расчета

1 Исходные данные для расчета:

- а) номинальный (максимальный) сварочный ток $I_M = 125$ А;
- б) минимальный сварочный ток $I_{\text{МИН}} = 30$ А;
- в) напряжение питающей сети $U_1 = 380$ В;
- г) частота напряжения питающей сети $f = 50$ Гц;
- д) номинальная продолжительность нагрузки ПН = 20 %;
- е) напряжение холостого хода $U_{\text{ХХ}} = 45$ В.

2 Рассчитываем плотность тока в медных обмотках сварочного трансформатора для продолжительности включения ПН = 20 %. При долговременной работе такого трансформатора допустимая плотность тока для меди $J = 3,5$ А/мм², поэтому по формуле (2.2) [3]

$$J_{\text{II}}^{\text{Cu}} = 3,5 / \sqrt{0,2} = 7,8 \text{ А/мм}^2.$$

Так как алюминий имеет более высокое по сравнению с медью, удельное сопротивление, то для него нужно выбирать плотность тока в 1,6 раза меньше, т. е.

$$J_{\text{II}}^{\text{Al}} = 7,8 / 1,6 = 4,9 \text{ А/мм}^2.$$

Пусть первичная обмотка выполняется медным проводом, а вторичная – алюминиевым. Рассчитываем плотность тока для комбинированной медно-алюминиевой (Cu-Al) обмотки:

$$J_{\text{II}}^{\text{Cu-Al}} = (7,8 + 4,9) / 2 = 6,36 \text{ А/мм}^2.$$

3 Рассчитываем максимальное напряжение на дуге, соответствующее максимальному сварочному току, по формуле

$$U_{\text{ДМ}} = 20 + 0,04 \cdot I_M = 20 + 0,04 \cdot 125 = 25 \text{ В.} \quad (2.3)$$

4 Находим габаритную мощность сварочного трансформатора:

$$P_{\Gamma} = I_M \cdot U_{\text{ХХ}} = 125 \cdot 45 = 5625 \text{ В} \cdot \text{А.} \quad (2.4)$$

5 Определяем произведение площади окна сердечника S_0 на площадь сечения стержня магнитопровода S_C для медно-алюминиевых обмоток

$$S_0 S_C = \frac{100 \cdot P_{\Gamma}}{2,22 \cdot B_m \cdot J_{\text{II}}^{\text{Cu-Al}} \cdot F \cdot K_O \cdot K_C} \quad (2.5)$$

где K_C – коэффициент заполнения стали, $K_C = 0,95$;
 S_O – площадь окна сердечника, см^2 (рисунок 2.2), $S_O = c \cdot h$;
 S_C – площадь сечения стержня магнитопровода, см^2 , $S_C = b \cdot a$;
 K_O – коэффициент заполнения окна сердечника, $K_O = 0,33$;
 B_m – максимальная индукция сердечника, $B_m = 1,42$ Тл;
 F – частота сетевого напряжения, $F = 50$ Гц.

$$S_O S_C = \frac{100 \cdot 5625}{2,22 \cdot 1,42 \cdot 6,36 \cdot 50 \cdot 0,33 \cdot 0,95} = 1790 \text{ см}^4.$$

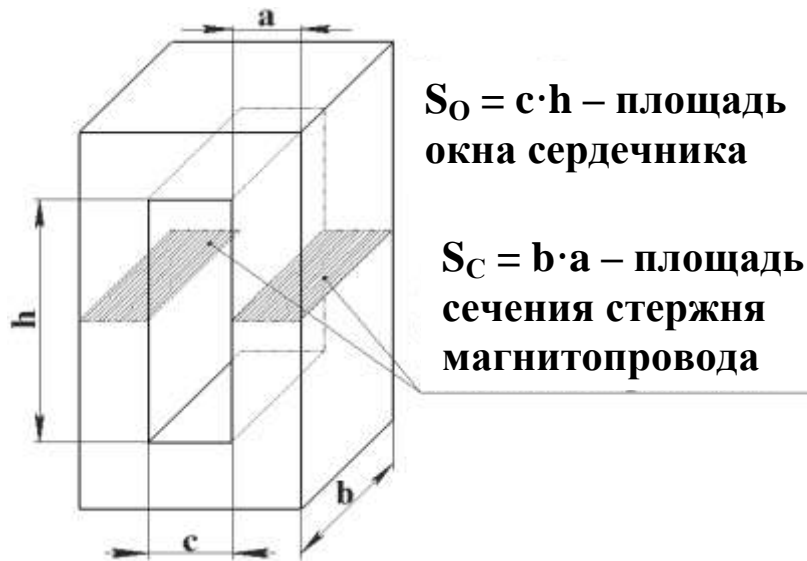


Рисунок 2.2 – Размеры стержневого сердечника трансформатора

6 Рекомендуемые соотношения размеров для стержневых трансформаторов (см. рисунок 2.2)

$$X = c/a = 1,6; Y = b/a = 2; Z = h/a = 2,5 \dots 5 \text{ (принимаем равным 4).}$$

Если расписать произведение $S_O S_C$, то оно будет выглядеть так:

$$S_O \cdot S_C = (c \cdot h) \cdot (b \cdot a) = (1,6 \cdot a \cdot 4 \cdot a) \cdot (2 \cdot a \cdot a) = 12,8 \cdot a^4$$

Значит, теперь можно найти размер a :

$$1790 = 12,8 \cdot a^4 \rightarrow a = \sqrt[4]{\frac{1790}{12,8}} = 3,4 \text{ см.}$$

Соответственно, находим остальные размеры:

$$c = 1,6 \cdot a = 1,6 \cdot 3,4 = 5,5 \text{ см; } b = 2 \cdot a = 2 \cdot 3,4 = 6,8 \text{ см; } h = 4 \cdot a = 4 \cdot 3,4 = 13,6 \text{ см.}$$

7 Определяем ЭДС, приходящуюся на один виток трансформатора:

$$E_B = 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot B_m \cdot F \cdot S_C \cdot K_C = 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot B_m \cdot F \cdot b \cdot a \cdot K_C, \quad (2.6)$$

$$E_B = 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot 1,42 \cdot 50 \cdot 6,8 \cdot 3,4 \cdot 0,95 = 0,708 \text{ В/виток.}$$

8 Определяем число витков вторичной обмотки трансформатора:

$$W_2 = U_{XX}/E_B = 45/0,708 = 64 \text{ витка.} \quad (2.7)$$

9 Рассчитываем площадь сечения алюминиевого провода вторичной обмотки:

$$S_2 = I_M/J_{II}^{Al} = 125/4,9 = 26 \text{ мм}^2. \quad (2.8)$$

10 Определяем число витков первичной обмотки:

$$W_1 = U_1/E_B = 380/0,708 = 536 \text{ витков.} \quad (2.9)$$

11 Находим максимальный ток первичной обмотки:

$$I_{1M} = I_M \cdot W_2/W_1 = 125 \cdot 64/536 = 14,8 \text{ А.} \quad (2.10)$$

12 Находим площадь сечения медного провода первичной обмотки:

$$S_1 = I_{1M}/J_{II}^{Cu} = 14,8/7,8 = 1,89 \text{ мм}^2. \quad (2.11)$$

13. Индуктивность L_{SMIN} , требуемую для ограничения сварочного тока на уровне $I_{CB} = I_M = 125 \text{ А}$, находим из уравнения внешней характеристики трансформатора:

$$U_2 = \sqrt{U_{XX}^2 - (X_{TMIN} I_2)^2}, \quad (2.12)$$

где U_2 – максимальное напряжение на дуге, $U_2 = U_{DM} = 25 \text{ В}$;
 U_{XX} – напряжение холостого хода, $U_{XX} = 45 \text{ В}$;
 I_2 – максимальный сварочный ток, $I_2 = I_M = 125 \text{ А}$;
 X_{TMIN} – минимальное приведенное индуктивное сопротивление обмотки трансформатора, $X_{TMIN} = 2\pi \cdot F \cdot L_{SMIN}$, Ом;

L_{SMIN} – индуктивность рассеяния, требуемая для ограничения сварочного тока на уровне $I_{CB} = I_M = 125 \text{ А}$.

Выражаем из формулы требуемое значение L_{SMIN} :

$$U_2^2 = U_{XX}^2 - (X_{ТМИН} I_2)^2 \rightarrow (2\pi \cdot F \cdot L_{SМИН} \times I_2)^2 = U_{XX}^2 - U_2^2 \rightarrow$$

$$L_{SМИН} = \frac{\sqrt{U_{XX}^2 - U_2^2}}{2\pi \cdot F \cdot I_2} = \frac{\sqrt{45^2 - 25^2}}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 125} = 0,00095 \approx 1 \text{ мГн.}$$

Соответственно, находим $X_{ТМИН}$:

$$X_{ТМИН} = 2\pi \cdot F \cdot L_{SМИН} = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,00095 \approx 0,3 \text{ Ом.} \quad (2.13)$$

14 Фактическую индуктивность рассеяния при данной конфигурации сердечника трансформатора можно найти по формуле

$$L_S^{\text{ФАКТ}} = 0,7 \cdot \frac{W_2^2 \cdot p \cdot \mu_0}{c} \cdot \left(\delta + \frac{\delta_1 + \delta_2}{3} \right), \quad (2.14)$$

где W_2 – количество витков вторичной обмотки;
 μ_0 – магнитная проницаемость вакуума, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$;
 c – ширина окна сердечника, м;
 δ_1 – высота первичной обмотки, м;
 δ_2 – высота вторичной обмотки, м;
 δ – зазор между первичной и вторичной обмотками, м;
 p – периметр зазора, м.

Если зазор между обмотками минимальный ($\delta = 0$), то формулу для минимальной фактической индуктивности рассеяний можно упростить:

$$L_{SМИН}^{\text{ФАКТ}} \approx 0,7 \cdot \frac{W_2^2 \cdot p \cdot \mu_0}{c} \cdot \left(\frac{h}{3} \right). \quad (2.15)$$

Как видно из формулы, индуктивность рассеяния прямо пропорциональна высоте окна h и обратно пропорциональна ширине окна c сердечника. Если обмотки заполняют всю ширину окна сердечника, то периметр зазора можно определить по формуле

$$p \approx 2(a + b) + \frac{c \cdot \pi}{2} = 2(0,034 + 0,068) + \frac{0,055 \cdot 3,14}{2} = 0,29 \text{ м.}$$

Рассчитываем минимальную фактическую индуктивность рассеяния при данной конфигурации сердечника по формуле (2.15):

$$L_{SМИН}^{\text{ФАКТ}} = 0,7 \frac{64^2 \cdot 0,29 \cdot (4\pi \cdot 10^{-7}) \cdot 0,136}{3 \cdot 0,055} = 0,0009 \approx 0,9 \text{ мГн.}$$

15 Площадь окна сердечника равна:

$$S_0 = c \cdot h = 5,5 \cdot 13,6 = 74,8 \text{ см}^2.$$

16 Так как полученное фактическое значение индуктивности рассеяния $L_{\text{СМИН}}^{\text{ФАКТ}}$ меньше расчетного $L_{\text{СМИН}}$, то окно следует сделать уже и выше (если бы индуктивность рассеяния оказалась больше, чем требуется, то окно следовало бы сделать ниже и шире).

Поэтому несколько изменяем (уточняем) значения h и c : принимаем $h^* = 14,5 \text{ см}$, $c^* = 5,2 \text{ см}$.

Для уточненных высоты h^* и ширины c^* окна сердечника пересчитываем периметр p^* и фактическую индуктивность рассеяния:

$$p^* \approx 2(a + b) + \frac{c \cdot \pi}{2} = 2(0,034 + 0,068) + \frac{0,052 \cdot 3,14}{2} = 0,29 \text{ м};$$

$$L_{\text{СМИН}}^{\text{ФАКТ}} = 0,7 \frac{64^2 \cdot 0,29 \cdot (4\pi \cdot 10^{-7}) \cdot 0,145}{3 \cdot 0,052} = 0,00097 \approx 1 \text{ мГн}.$$

Таким образом, $L_{\text{СМИН}}^{\text{ФАКТ}} = L_{\text{СМИН}}$ (п.13).

17 Минимальное напряжение дуги при минимальном сварочном токе

$$U_{\text{ДМИН}} = 20 + 0,04 \cdot I_{\text{СВ МИН}} = 20 + 0,04 \cdot 30 = 21,2 \text{ В} \quad (2.16)$$

18 Максимальную индуктивность $L_{\text{СМАКС}}$, требуемую для ограничения сварочного тока на уровне $I_{\text{СВ МИН}}$, находим из уравнения внешней характеристики трансформатора:

$$U_2 = \sqrt{U_{\text{ХХМИН}}^2 - (X_{\text{ТМАКС}} I_2)^2}, \quad (2.17)$$

где U_2 – минимальное напряжение на дуге, $U_2 = U_{\text{ДМИН}} = 21,2 \text{ В}$;

$U_{\text{ХХМИН}}$ – минимальное напряжение холостого хода трансформатора при максимальном удалении первичной и вторичной обмоток, $U_{\text{ХХМИН}} = 0,9U_{\text{ХХ}} = 0,9 \cdot 45 = 40,5 \text{ В}$;

I_2 – минимальный сварочный ток, $I_2 = I_{\text{СВ МИН}} = 30 \text{ А}$;

$X_{\text{ТМАКС}}$ – максимальное приведенное индуктивное сопротивление трансформатора, Ом, $X_{\text{ТМАКС}} = 2\pi \cdot F \cdot L_{\text{С МАКС}}$;

$L_{\text{С МАКС}}$ – максимальная индуктивность, требуемая для ограничения сварочного тока на уровне $I_{\text{СВ МИН}} = 30 \text{ А}$.

Выражаем из уравнения (2.17) $X_{\text{ТМАКС}}$:

$$U_2^2 = U_{\text{ХХМИН}}^2 - (X_{\text{ТМАКС}} I_2)^2 \rightarrow (X_{\text{ТМАКС}} I_2)^2 = U_{\text{ХХМИН}}^2 - U_2^2 \rightarrow$$

$$X_{\text{ТМАКС}} = \frac{\sqrt{U_{\text{ХХМИН}}^2 - U_{\text{ДМИН}}^2}}{I_{\text{СВМИН}}} = \frac{\sqrt{40,5^2 - 21,2^2}}{30} = 1,15 \text{ Ом.}$$

Требуемая максимальная индуктивность:

$$L_{\text{SМАКС}} = \frac{X_{\text{ТМАКС}}}{2\pi \cdot F} = \frac{1,15}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,0037 \approx 3,7 \text{ мГн.}$$

19 Определяем зазор между первичной и вторичной обмотками δ для увеличения максимального индуктивного сопротивления рассеяния до $X_{\text{ТМАКС}}$ из формулы (2.14) для уточненных значений высоты h^* , ширины c^* окна сердечника и периметра канала p^* :

$$L_{\text{SМАКС}} = 0,7 \frac{W_2^2 \cdot p^* \cdot \mu_0}{c^*} \cdot \left(\delta + \frac{\delta_1 + \delta_2}{3} \right),$$

где $\delta_1 + \delta_2 = h^*$ – суммарная высота первичной и вторичной обмоток, равная высоте h^* при зазоре $\delta = 0$, м;

$$\delta = \frac{L_{\text{SМАКС}} \cdot c^*}{0,7 W_2^2 \cdot p^* \cdot \mu_0} - \frac{h^*}{3} = \frac{0,0037 \cdot 0,052}{0,7 \cdot 64^2 \cdot 0,29 \cdot 4 \cdot 3,14 \cdot 10^{-7}} - \frac{0,145}{3} = 0,136 \text{ м.}$$

20 Далее требуется построить внешнюю характеристику $U_2 = f(I_2)$ для минимального и максимального зазоров.

При минимальном зазоре $\delta = 0$ напряжение U_2 рассчитывается по формуле (2.12), данные заносим в таблицу 2.2.

$$U_2 = \sqrt{U_{\text{ХХ}}^2 - (X_{\text{ТМИН}} I_2)^2} = \sqrt{45^2 - (0,3 I_2)^2}.$$

При максимальном зазоре δ напряжение U_2 рассчитывается по формуле (2.17), данные заносим в таблицу 2.3.

$$U_2 = \sqrt{U_{\text{ХХМИН}}^2 - (X_{\text{ТМАКС}} I_2)^2} = \sqrt{40,5^2 - (1,15 I_2)^2}.$$

Перед заполнением таблиц необходимо найти токи короткого замыкания. Для этого в уравнении внешней характеристики напряжение U_2 приравнивается к нулю в обоих случаях, т. е.

$$0 = \sqrt{U_{XX}^2 - (X_{ТМИН} \cdot I_2)^2} \rightarrow I_{2КЗ МАКС} = \frac{U_{XX}}{X_{ТМИН}} = \frac{45}{0,3} = 150 \text{ А};$$

$$0 = \sqrt{(U_{XXМИН})^2 - (X_{ТМАКС} \cdot I_2)^2} \rightarrow I_{2КЗ МИН} = \frac{U_{XXМИН}}{X_{ТМАКС}} = \frac{40,5}{1,15} = 35,2 \text{ А}.$$

Таблица 2.2 – Построение внешней характеристики при зазоре $\delta = 0$

$I_2, \text{ А}$	0	50	100	150
$U_2, \text{ В}$	45	42,4	33,5	0

Таблица 2.3 – Построение внешней характеристики при максимальном зазоре δ

$I_2, \text{ А}$	0	10	20	30	35,2
$U_2, \text{ В}$	40,5	38,8	33,3	21,2	0

После этого по точкам в масштабе строим графики.

Для построения нагрузочной характеристики необходимо взять две точки: $U_{ДМ} = 25 \text{ В}$ при $I_M = 125 \text{ А}$ и $U_{ДМИН} = 21,2 \text{ В}$ при $I_{СВМИН} = 30 \text{ А}$.

3 Практическое занятие № 3. Расчет и выбор элементов электрической схемы выпрямления однопостовых сварочных выпрямителей

3.1 Исходные данные к задаче

По заданной мощности, соответствующей сварке на номинальном токе, выберите требуемую схему сварочного выпрямителя, рассчитайте ее параметры и выберите силовые полупроводниковые вентили.

Исходные данные к задаче представлены в таблицах 3.1, 3.2.

3.2 Общие теоретические сведения

Сварочный выпрямитель состоит из следующих основных элементов: трансформатора, регулирующего устройства и полупроводниковых вентилях. Часто в комплект выпрямителей входит дроссель, включаемый в цепь постоянного тока для сглаживания пульсаций и обеспечения нормального переноса электродного металла при сварке [4].

Одной из задач, возникающих при проектировании сварочных выпрямителей, является выбор рациональной схемы выпрямления. При решении этой задачи принимаются во внимание тип и параметры применяемых вентилях, требования к расчетной мощности и конструкции трансформатора, форма внешних характеристик.

Таблица 3.1 – Технические характеристики выпрямителей для ручной дуговой сварки

Номер задачи	Номинальный сварочный ток $I_{дн}$, А	Номинальное рабочее напряжение $U_{дн}$, В	Минимальный сварочный ток, А	Минимальное рабочее напряжение, В	Номинальная продолжительность нагрузки ПН _н , %	Продолжительность нагрузки рабочая ПН _р , %
1	125	25	25	21	20	20
2					35	30
3					60	40
4	160	26	30	21	20	20
5					35	30
6					60	40
7	200	28	40	22	20	20
8					35	30
9					60	40
10	250	30	45	22	20	20
11					35	30
12					60	40
13	315	32	50	22	60	20
14	400	36	80	23	60	30
15	500	40	100	24	60	40

Таблица 3.2 – Технические характеристики выпрямителей для автоматической сварки под флюсом

Номер задачи	Номинальный сварочный ток $I_{дн}$, А	Номинальное рабочее напряжение $U_{дн}$, В	Минимальный сварочный ток, А	Минимальное рабочее напряжение, В	Номинальная продолжительность нагрузки ПН _н , %	Продолжительность нагрузки рабочая ПН _р , %
16	500	46	100	24	50	300
17					60	40
18					70	50
19	630	52	125	25	50	30
20					60	40
21					70	50
22	1000	56	300	26	100	50
23					100	70
24					100	90
25	1250	60	300	26	100	50
26					100	70
27					100	90
28	1600	66	600	30	100	50
29	1600	66	600	30	100	70
30	2000	100	800	34	100	90

Подавляющее большинство сварочных выпрямителей выпускается с питанием от трехфазной сети переменного тока с фазным напряжением

первичной обмотки трансформатора $U_{1\phi} = 220$ В. Преимуществами таких выпрямителей являются сглаженная форма кривых напряжения и тока, равномерная нагрузка сети, более рациональное использование вентиляей.

В сварке нашли широкое применение следующие схемы выпрямления: трехфазная мостовая схема, шестифазная схема с уравнительным дросселем и шестифазная кольцевая схема (рисунки 3.1 – 3.3) [4].

Сравнение схем выпрямления (таблица 3.3) показывает:

1) расчетная мощность трансформатора наименьшая у трехфазной мостовой схемы и наибольшая у схемы с уравнительным дросселем. В мостовой схеме наиболее простое и дешевое конструктивное решение трансформаторного оборудования: нет уравнительного дросселя, трансформатор с тремя вторичными обмотками;

2) использование вентиляей наихудшее в трехфазной мостовой схеме и наилучшее в схеме с уравнительным дросселем, двойные падения напряжения в вентиляях при прохождении прямого анодного тока в трехфазной мостовой схеме приводят к повышенным потерям в блоке и к снижению КПД выпрямителя в целом;

3) кольцевая схема занимает промежуточное положение как по расчетной мощности оборудования, так и по использованию вентиляей.

Таблица 3.3 – Сравнение схем выпрямления

Схема выпрямления	Средний ток вентиля I_{FAV_m}/I_d	Действующий ток вентиля I_{FRMS}/I_d	Амплитуда обратного напряжения вентиля U_{RRM}/U_d	Расчетная мощность трансформатора, S_T/P_d
Шестифазная с уравнительным дросселем	0,17	0,29	2,1	1,26 + 0,07
Шестифазная кольцевая	0,17	0,41	2,1	1,26
Трехфазная мостовая	0,33	0,58	1,05	1,05

3.3 Пример расчета

При расчете схем предполагаем, что вентиляи идеальны, т. е. их сопротивления в прямом направлении равны нулю, а в обратном – бесконечности; намагничивающая мощность и активные сопротивления обмоток трансформатора равны нулю; индуктивность рассеяния равна нулю [4].

Так как $P_{ВР}$ отличается от $P_{ВН}$, то определим величину допустимого выпрямленного сварочного тока по формуле

$$I_d = I_{dH} \cdot \sqrt{\Pi_{Н} / \Pi_{P}}, \quad (3.1)$$

При ручной дуговой и автоматической сварке под флюсом выпрямленное напряжение на дуге U_d и сварочный ток I_d связаны зависимостью

$$U_d = 20 + 0,04 \cdot I_d. \quad (3.2)$$

В зависимости от значения I_d , рассчитанного по формуле (3.1), выбирается одна из трех схем выпрямления:

- для токов до 300 А – трехфазная мостовая;
- для токов 400 – 600 А – шестифазная с уравнивающим дросселем;
- для токов свыше 600 А – шестифазная кольцевая.

3.3.1 Трехфазная мостовая схема.

Трехфазная мостовая схема (рисунок 3.1) состоит из трехфазного двухобмоточного трансформатора и шести вентилей. Вентили V1, V3, V5, имеющие общие катоды, образуют катодную группу; вентили V2, V4, V6 – анодную. Число пульсаций выпрямленного напряжения за период $m = 6$.

На рисунке 3.1 также представлены кривые фазных напряжений u_a, u_b, u_c вторичных обмоток трансформатора (ось 1), выпрямленного напряжения u_d (ось 2), анодных токов $i_1 - i_6$ (ось 3) и фазного тока i_{2a} вторичных обмоток трансформатора (ось 4). Кривые на осях 3, 4 соответствуют активному характеру нагрузки ($x_d \approx 0$), при этом кривая выпрямленного тока по форме совпадает с кривой напряжения u_d (см. рисунок 3.1, оси 2, 3) [4].

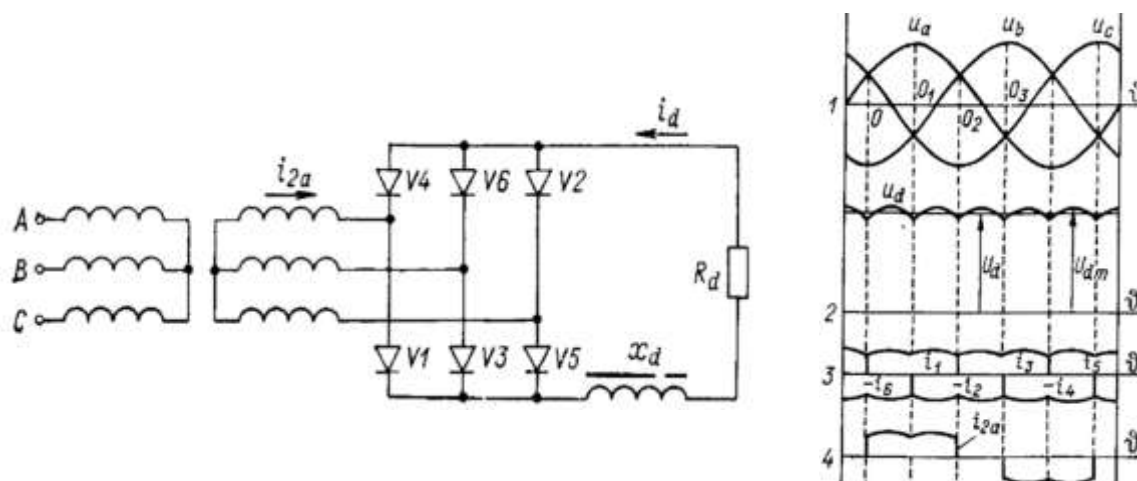


Рисунок 3.1 – Трехфазная мостовая схема на неуправляемых вентилях и линейные диаграммы напряжений и токов

Амплитуда выпрямленного напряжения (см. рисунок 3.1, ось 2)

$$U_{dm} = \sqrt{6} \cdot E_2,$$

где E_2 – действующее фазное напряжение вторичных обмоток трансформатора (см. рисунок 3.1, ось 1).

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения

$$U_d = 2,34E_2;$$

$$E_2 = 0,428U_d.$$

Амплитуда анодного и выпрямленного токов

$$I_{dm} = U_{dm}/R_d = 1,045 I_d,$$

где R_d - активное сопротивление сварочной дуги, $R_d = U_d/I_d$.

Связь между выпрямленным током I_d и действующим фазным током вторичной обмотки трансформатора выражается в виде

$$I_2 = \sqrt{2/3} \cdot I_d.$$

Ток первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = I_2/n,$$

где n - коэффициент трансформации, $n = U_{1\phi}/E_2$;

$U_{1\phi}$ - фазное напряжение первичной обмотки трансформатора.

Расчетные мощности обеих обмоток трансформатора в данной схеме равны между собой и равны расчетной мощности трансформатора:

$$S_T = S_1 = S_2 = 3I_2E_2 = 1,05P_d,$$

где P_d - активная мощность приемника энергии, $P_d = I_d \cdot U_d$.

Как видно из последнего соотношения, расчетная мощность трансформатора незначительно отличается от мощности приемника энергии, что свидетельствует о хорошем использовании трансформатора в этой схеме.

3.3.2 Шестифазная схема с уравнительным дросселем.

Схема (рисунок 3.2) состоит из трехфазного трансформатора, уравнительного дросселя L и шести вентилях. Трансформатор имеет две группы вторичных обмоток (a', b', c' и a'', b'', c''), каждая из которых соединена в звезду; причем в первой группе нулевая точка звезды образована концами обмоток, а во второй группе — началами. В результате имеем два трехфазных выпрямителя с нулевой точкой, сдвинутые по фазе относительно друг друга на 180° . Уравнительный дроссель выполнен на замкнутом магнитопроводе и имеет две обмотки, включенные между нулевыми точками обеих трехфазных звезд. Наличие дросселя приводит к выравниванию мгновенных напряжений трехфазных групп и позволяет осуществить их параллельную работу. Таким образом, выпрямленный ток проходит параллельно через две фазы вторичных обмоток трансформатора, расположенные на разных стержнях трансформатора, и через соответствующие им вентили.

На рисунке 3.2 представлены кривые фазных напряжений двух групп вторичных обмоток трансформатора $u_a', u_b', u_c', u_a'', u_b'', u_c''$ и выпрямленного напряжения u_d (ось 1), анодных токов $i_1 - i_6$ (ось 2) и фазного тока i_{2a} вторичных обмоток трансформатора (ось 3) [4].

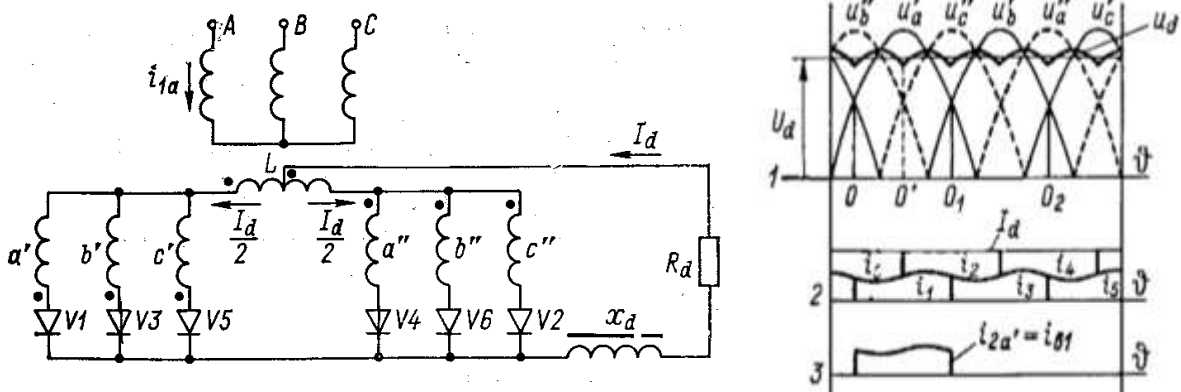


Рисунок 3.2. – Шестифазная схема с уравнивающим дросселем и линейные диаграммы напряжений и токов

Амплитуда выпрямленного напряжения (см. рисунок 3.2, ось 1)

$$U_{dm} = \sqrt{1,5} \cdot E_2.$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения

$$U_d = 3/\pi \cdot \sqrt{1,5} \cdot E_2 = 1,17 \cdot E_2;$$

$$E_2 = 0,855 \cdot U_d,$$

где E_2 – действующее фазное напряжение вторичных обмоток трансформатора (см. рисунок 3.2, ось 1).

Фазный ток вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = I_d / (2\sqrt{3}).$$

Ток первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = \frac{1}{n} \cdot \sqrt{2} \cdot I_2 = \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot I_d,$$

где n – коэффициент трансформации, $n = U_{1\phi} / E_2$.

Расчетная мощность первичных обмоток трансформатора

$$S_1 = 3I_1U_1 = 1,05P_d.$$

Расчетная мощность вторичных обмоток

$$S_2 = 6I_2 E_2 = 1,48P_d.$$

Расчетная мощность трансформатора

$$S_T = (S_1 + S_2)/2 = 1,26P_d,$$

т. е. на 26 % выше мощности приемника энергии.

Расчетная мощность уравнивающего дросселя

$$S_L = 0,07P_d.$$

3.3.3 Шестифазная кольцевая схема.

Схема (рисунок 3.3) состоит из трехфазного трансформатора и шести вентилях. Трансформатор имеет две группы вторичных обмоток (a', b', c' и a'', b'', c''), соединенных в две звезды; нулевые точки каждой звезды образованы концами обмоток. Блок вентилях замкнут в «кольцо», причем к точкам соединения анодов вентилях подсоединены начала обмоток одной группы, а к катодам – начала обмоток другой группы. Выпрямленное напряжение снимается с нулевых точек двух групп вторичных обмоток.

На рисунке 3.3 представлены кривые фазных напряжений u_a, u_b, u_c (ось 1), выпрямленного напряжения u_d (ось 2), анодных токов $i_1 - i_6$ (ось 3) и фазного тока i_{2a} вторичных обмоток трансформатора (ось 4) [4].

Амплитуда выпрямленного напряжения (см. рисунок 3.3, ось 2)

$$U_{dm} = \sqrt{6}E_2.$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения

$$U_d = 3/\pi \cdot \sqrt{6}E_2 = 2,34E_2;$$

$$E_2 = 0,428U_d,$$

где E_2 – действующее фазное напряжение вторичных обмоток трансформатора (см. рисунок 3.3, ось 1).

Фазный ток вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = I_d/\sqrt{3}.$$

Ток первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = \frac{1}{n} \cdot \sqrt{2} \cdot I_2 = \frac{1}{n} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d.$$

Расчетная мощность первичных обмоток трансформатора

$$S_1 = 3I_1U_1 = 1,05P_d.$$

Расчетная мощность вторичных обмоток

$$S_2 = 6I_2E_2 = 1,475P_d.$$

Расчетная мощность трансформатора

$$S_T = (S_1 + S_2)/2 = 1,26P_d,$$

т. е. на 26 % выше мощности приемника энергии.

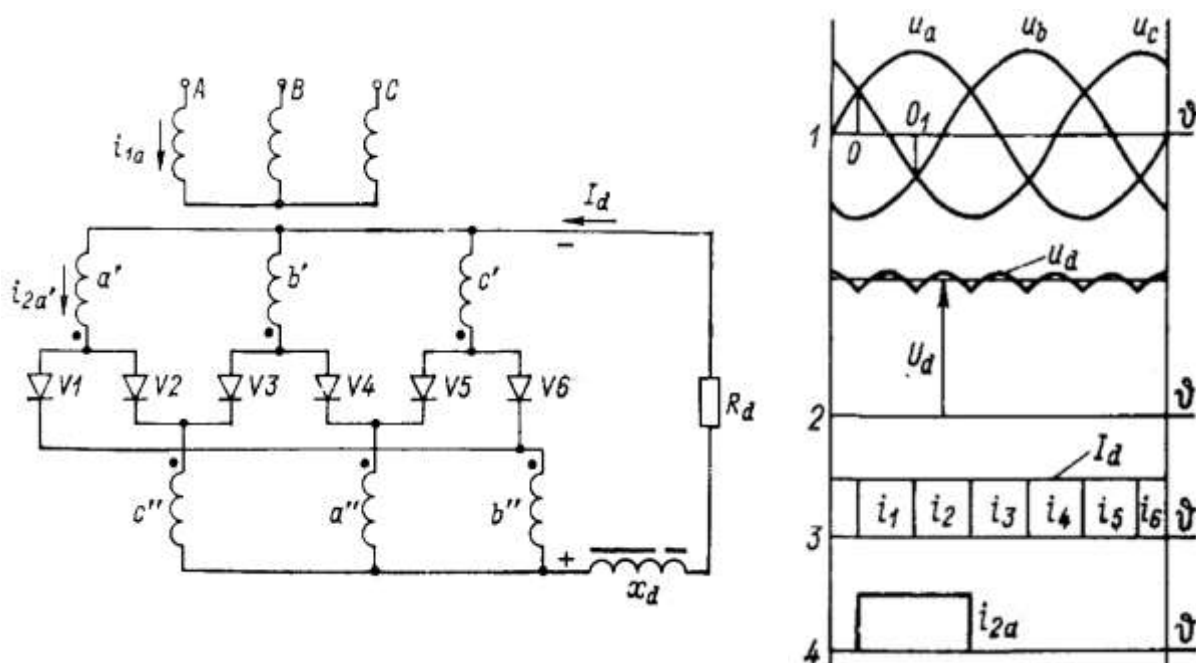


Рисунок 3.3 – Шестифазная кольцевая схема выпрямления и линейные диаграммы напряжений и токов

3.3.4 Выбор полупроводниковых вентиляей.

Выбор типа диода для выпрямительной схемы осуществляется по следующим параметрам: средний ток вентиля I_{FAV_m} , действующий ток вентиля I_{FRMS} и амплитуда обратного напряжения вентиля U_{RRM} . Значения этих параметров определяются в зависимости от средней величины сварочного тока I_d для различных схем выпрямления по таблице 3.3.

Типы диодов выбираются из справочной литературы, например, по [5, таблицы 5.1, 5.4, 5.7, 5.10, 5.13].

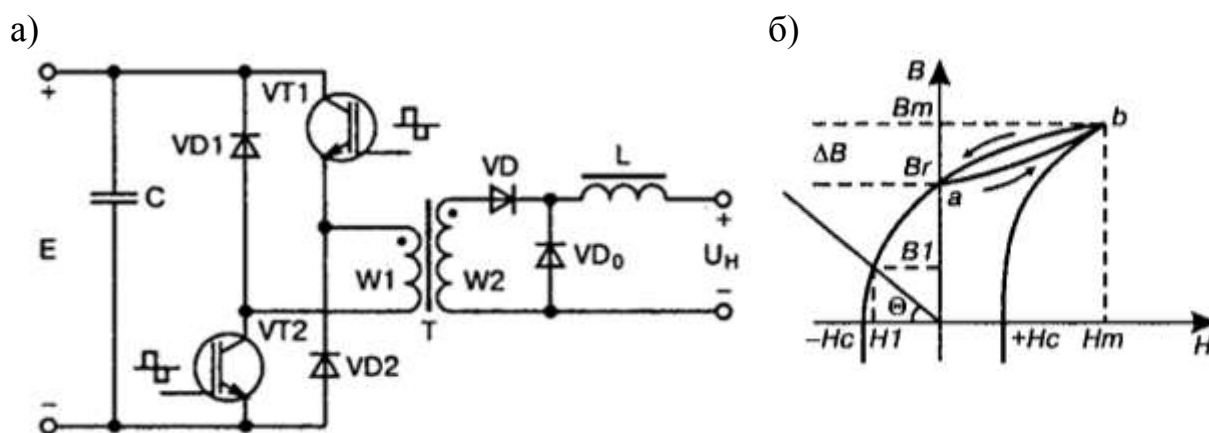
4 Практическое занятие № 4. Расчет конструкции высокочастотного трансформатора инверторного источника питания для дуговой сварки

4.1 Общие теоретические сведения

Принципиальные отличия, определяющие возможности и свойства выпрямителей с инвертором, относятся в основном к стадии преобразования высокого постоянного напряжения в низкое постоянное с промежуточным звеном высокой частоты, т. е. к конструкции конвертора, включающего в себя инвертор, трансформатор и выходной выпрямительный блок.

Однотактный преобразователь с прямым включением диода показан на рисунке 4.1, а. Общим недостатком однотактных преобразователей является то, что их трансформаторы работают в условиях с односторонним намагничиванием. Магнитная индукция B в трансформаторе с односторонним намагничиванием может изменяться только в пределах от максимальной B_m до остаточной B_r , описывая частную петлю гистерезиса.

Рассмотрим подробнее процесс перемагничивания магнитопровода трансформатора в схеме двухтранзисторного однотактного прямоходового преобразователя (см. рисунок 4.1, а). Когда транзисторы VT_1 , VT_2 преобразователя открыты, энергия источника питания E через трансформатор T передается в нагрузку. При этом сердечник трансформатора намагничивается в прямом направлении (участок $a - b$ на рисунке 4.1, б). Когда транзисторы VT_1 , VT_2 заперты, ток в нагрузке поддерживается за счет энергии, запасенной в дросселе L . При этом ток замыкается через диод VD_0 . В этот момент под действием ЭДС обмотки W_1 открываются диоды VD_1 , VD_2 , и через них протекает ток размагничивания сердечника трансформатора в обратном направлении (участок $b - a$ на рисунке 4.1, б).



а – принципиальная электрическая схема двухтранзисторного однотактного прямоходового преобразователя; б – процесс перемагничивания сердечника прямоходового преобразователя

Рисунок 4.1 – Двухтранзисторный однотактный прямоходовой преобразователь:

Из-за остаточной индукции B_r изменение индукции в сердечнике не может превышать $\Delta B = B_m - B_r$, значительно меньшей $\Delta B_{\max} = 2B_r$, возможного для двухтактного преобразователя.

Прирост ΔB можно получить с помощью введения немагнитного зазора в сердечник. При этом остаточная индукция становится меньше B_r . В случае наличия зазора в сердечнике новое значение остаточной индукции находим в точке пересечения прямой, проведенной из начала координат под углом θ к кривой перемангничивания (точка B_1 на рисунке 4.1, б).

4.2 Пример решения

Рассчитать сварочный трансформатор, электромагнитные и силовые полупроводниковые элементы инверторного источника питания с прямоходовым преобразователем для ручной дуговой сварки постоянным током, питающего от сети переменного тока 220 В, 50 Гц и обеспечивающего диапазон сварочного тока I_{CB} от 5 до 140 А при ПН % = 25 %. Частота инвертирования $F = 40$ кГц. Выходное напряжение холостого хода источника $U_{XX} = 80$ В.

Определим амплитуды первичного U_{1A} и вторичного U_{2A} напряжений и коэффициент трансформации K_{TP} трансформатора.

В режиме холостого хода напряжение на конденсаторе фильтра C (см. рисунок 4.1) равно амплитудному значению сетевого напряжения:

$$U_{CA} = U_{1A} = U_C \cdot \sqrt{2} = 220 \cdot 1,414 = 310 \text{ В.}$$

Амплитуда вторичного напряжения трансформатора должна быть равна значению напряжения холостого хода:

$$U_{2A} = U_{XX} = 80 \text{ В.}$$

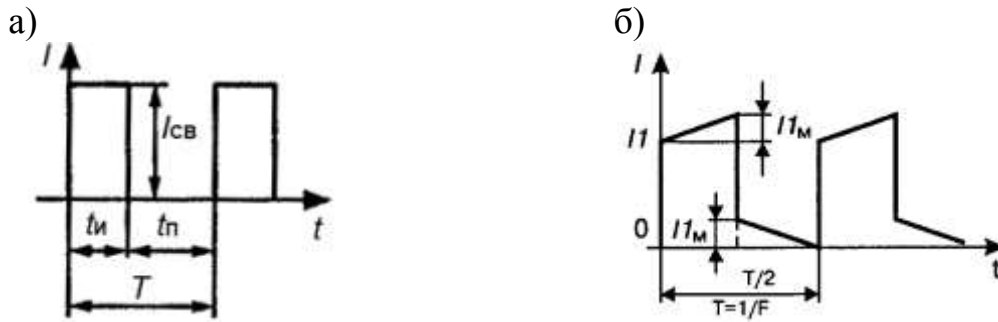
Коэффициент трансформации трансформатора

$$K_{TP} = U_{1A}/U_{2A} = 310/80 = 3,875 \approx 4.$$

Для оценки нагрева обмоток трансформатора необходимо определить действующее или эффективное значение токов в первичной $I_{1Э}$ и вторичной $I_{2Э}$ обмотках. Действующее значение тока во вторичной обмотке

$$I_{2Э} = I_{CB} \cdot \sqrt{D},$$

где D – коэффициент заполнения импульса, $D = t_{и}/T$;
 T – период следования импульса тока, $T = t_{и} + t_{п} = 1/F$;
 $t_{и}$ – время протекания импульса тока;
 $t_{п}$ – время паузы (рисунок 4.2, а).



а – сварочный ток во вторичной обмотке трансформатора; б – ток в первичной обмотке

Рисунок 4.2 – Форма тока высокочастотного трансформатора

Для сварочного тока $I_{CB} = 140$ А при коэффициенте заполнения $D = 0,5$ эффективный ток вторичной обмотки

$$I_{2Э} \approx I_{CB} \cdot 0,7 = 140 \cdot 0,7 = 98 \text{ А.}$$

Действующий $I_{1Э}$ и импульсный I_1 токи в первичной обмотке (рисунок 4.2, б)

$$I_{1Э} = I_{2Э} / K_{тр} = 98 / 4 = 24,5 \text{ А;}$$

$$I_1 = I_{CB} / K_{тр} = 140 / 4 = 35 \text{ А.}$$

Для определения параметров сердечника рассчитаем условную мощность трансформатора по формуле

$$P_y = U_{XX} \cdot I_{2Э} = 80 \cdot 98 = 7840 \text{ Вт.}$$

Амплитудное значение ЭДС одного витка обмотки трансформатора

$$E_{BA} = \frac{dF}{dt} = \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot \Delta B \cdot S_C}{t_{и}} = \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_C}{D},$$

где dF – приращение магнитного потока витка за время dt ;
 ΔB – приращение индукции в сердечнике за время действия импульса напряжения длительностью $t_{и}$, Тл;

S_C – сечение сердечника магнитопровода, см^2 ;

F – частота следования импульсов, Гц.

Среднее значение ЭДС одного витка обмотки трансформатора

$$E_B = E_{BA} \cdot D,$$

Количество витков, уместяющихся в окне сердечника

$$W = \frac{50 \cdot S_O \cdot K_O \cdot J_{II}}{I_{\Delta}}$$

где S_O – сечение окна сердечника, см^2 ;
 K_O – коэффициент заполнения окна сердечника, $K_O = 0,25$;
 I_{Δ} – эффективный ток в обмотке, А;
 J_{II} – допустимая плотность тока в обмоточном проводе, А/мм^2 .

Чтобы рассчитать плотность тока J_{II} для любого требуемого значения продолжительности нагрузки ПН %, можно воспользоваться формулой

$$J_{II} = J / \sqrt{\text{ПН \%}/100},$$

где J – плотность тока для продолжительного режима работы (ПН = 100 %), А/мм^2 ; для трансформатора допускается плотность тока $J = 4 \text{ А/мм}^2$.

Вычислим допустимую плотность тока в медных обмотках сварочного трансформатора для ПН = 25 %:

$$J_{II} = 4 / \sqrt{25/100} = 8 \text{ А/мм}^2.$$

Условная мощность трансформатора может быть найдена, исходя из среднего значения ЭДС E_B одного витка обмотки, количества витков W и действующего тока I_{Δ} в обмотке:

$$P_y = E_B \cdot W \cdot I_{\Delta} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_C \cdot S_O \cdot K_O \cdot J_{II}.$$

Найдем произведение $S_C S_O$:

$$S_C S_O = \frac{200 \cdot P_y}{F \cdot \Delta B \cdot K_O \cdot J_{II}}.$$

Ферритовые магнитопроводы с немагнитным зазором используются при построении трансформатора или дросселя, работающих в условиях однополярного тока. Это приводит к снижению остаточной магнитной индукции и к увеличению амплитуды напряжённости магнитного поля. Увеличение зазора снижает эффективную магнитную проницаемость собранного сердечника. При использовании Ш-образных ферритовых сердечников из двух половинок суммарный зазор $s = g_1 + g_2$ (рисунок 4.3).

Сердечники трансформаторов и дросселей из марганцево-цинковых ферритов MnZn имеют способность работать в сильных магнитных полях. Об этом свидетельствует наличие индекса С в конце обозначения марки феррита. Силовые MgZn -ферриты для сильных магнитных полей и их характеристики представлены в таблице 4.2.

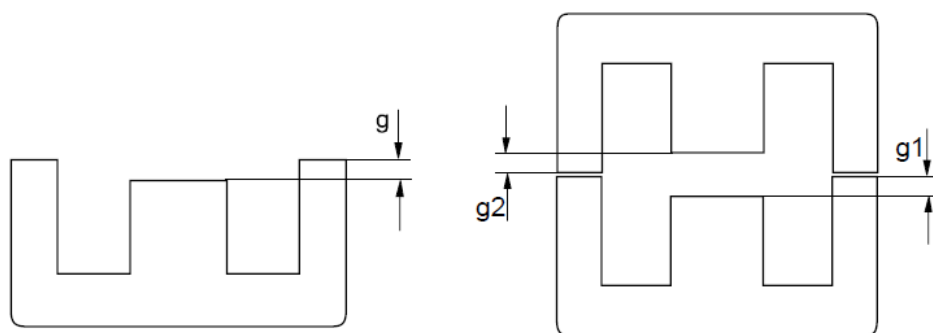


Рисунок 4.3 – Ш-образные ферритовые сердечники трансформаторов с суммарным зазором $s = g_1 + g_2$ в магнитопроводе

Таблица 4.2 – Характеристики ферритов для сильных магнитных полей

Марка феррита	Начальная магнитная проницаемость μ_{iac}	Напряженность магнитного поля H_m , А/м	Температура T , °С	Магнитная индукция B_m , Тл	Магнитная индукция насыщения B_s , Тл	Остаточная магнитная индукция B_r , Тл	Коэрцитивная сила H_c , А/м
2500НМС1	2500	100	20	0,40	0,45	0,10	16
3000НМС	3000	100	20	0,35	0,45	0,10	12
CF101	3000	100	25	0,31	0,50	0,20	15
CF124	2500	100	25	0,34	0,48	0,20	16
CF196	2000	100	25	0,33	0,52	0,21	16

Размеры Ш-образных ферритовых сердечников из MgZn- ферритов (рисунок 4.4) приведены в таблице 4.3. Тип магнитопровода выбирается согласно расчету его геометрических размеров $S_c S_o$. Размеры зазоров Ш-образных ферритовых сердечников g могут быть 0,1; 0,25; 0,34; 0,5; 1,0 мм.

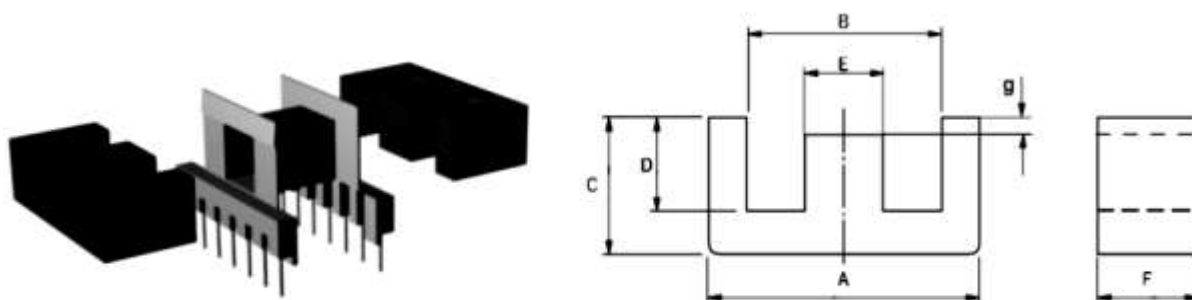


Рисунок 4.4 – Типоразмеры Ш-образных сердечников

Например, сердечник ПК40x18 выполнен из MnZn-феррита М3000НМС1 и имеет следующие параметры петли гистерезиса:

- магнитная индукция насыщения $B_s = 0,45$ Тл;
- максимальная магнитная индукция при перемагничивании $B_m = 0,33$ Тл (при $H_m = 100$ А/м и $T = 60$ °С);
- максимальная напряженность магнитного поля при перемагничивании (при $T = 60$ °С) $H_m = 100$ А/м;
- остаточная магнитная индукция $B_r = 0,1$ Тл;
- коэрцитивная сила $H_c = 12$ А/м.

Таблица 4.3 – Номинальные размеры Ш-образных сердечников

Тип	Размер, мм						$S_O, \text{см}^2$	$S_C, \text{см}^2$	$S_C S_O, \text{см}^4$
	A	B	C	D	E	F			
EE5525	55	37,5	27,8	18,5	17,2	25	3,76	4,3	16,1487
EE6527	66,5	44,2	32,5	22,2	20	27,4	5,37	5,48	29,4408
EE7032	70,5	48	33,2	21,9	22	32	5,69	7,04	40,0858
EE8020	80	60,3	38,1	28,53	19,8	19,8	11,55	3,92	45,2989
EE8527	85	55	88	28,7	27,2	26,5	7,98	7,21	57,5098
EE8532	85	55	88	28,7	27,2	31,5	7,99	8,57	68,3606
EE10028	100,3	73,2	59,5	46,8	27,5	27,6	21,39	7,59	162,3319
EE13020	130	89	63	43	40	20	21,07	8	168,56

Путем введения немагнитного зазора снизим остаточную индукцию в сердечнике до $B_1 = 0,03$ Тл. Снижение остаточной индукции в сердечнике до $0,03$ Тл позволит увеличить изменение индукции до

$$\Delta B = B_m - B_1 = 0,33 - 0,03 = 0,3 \text{ Тл.}$$

Найдем произведение $S_C S_O$:

$$S_C S_O = \frac{200 \cdot P_y}{F \cdot \Delta B \cdot K_O \cdot J_{II}} = \frac{200 \cdot 7840}{40000 \cdot 0,3 \cdot 0,25 \cdot 8} = 65,3 \text{ см}^4.$$

По таблице 4.3 выбираем Ш-образный (броневой) сердечник трансформатора типа EE8532 со следующими параметрами: площадь сечения $S_C = 8,57 \text{ см}^2$, площадь сечения окна $S_O = 7,99 \text{ см}^2$, $S_C S_O = 68,36 \text{ см}^4$. Для сердечника выбираем длину немагнитного зазора $\delta = 0,1$ мм.

Длина средней силовой магнитной линии магнитопровода l_C рассчитывается, исходя из размеров выбранного магнитопровода (см. таблицу 4.3):

$$l_C = B - E + 4D + \pi \cdot E/2;$$

$$l_C = 55 - 27,2 + 4 \cdot 28,7 + \pi \cdot 27,2/2 = 185,3 \text{ мм.}$$

В немагнитном зазоре происходит дополнительное падение магнитного напряжения, что приводит к снижению проницаемости сердечника. Напряженность H_δ в зазоре при максимальной индукции B_m :

$$H_\delta = \frac{B_m}{\mu_0} = \frac{0,33}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} = 262605 \text{ А/м.}$$

Магнитное напряжение в сердечнике для максимальной индукции

$$I \cdot W = H_{\delta} \cdot \delta + H_m \cdot l_C = 262605 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3} + 100 \cdot 185,3 \cdot 10^{-3} = 44,8 \text{ А}$$

Найдем амплитудное значение ЭДС одного витка:

$$E_{BA} = \frac{10^{-4} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_c}{D} = \frac{10^{-4} \cdot 40000 \cdot 0,3 \cdot 8,57}{0,5} = 20,57 \text{ В.}$$

Количество витков первичной обмотки

$$W_1 = U_{1A} / E_{BA} = 310 / 20,57 = 15 \text{ витков.}$$

Выберем ближайшее, большее найденного и кратное коэффициенту трансформации $K_{TP} = 4$, количество витков первичной обмотки трансформатора: $W_1 = 16$ витков. Тогда

$$W_2 = W_1 / K_{TP} = 16 / 4 = 4 \text{ витка.}$$

Амплитуда тока намагничивания первичной обмотки:

$$I_{1M} = IW / W_1 = 44,8 / 16 = 2,8 \text{ А.}$$

Амплитуда тока транзисторов и первичной обмотки трансформатора (см. рисунок 4.2, б) увеличится до значения

$$I_{1A} = I_1 + I_{1M} = 35 + 2,8 = 37,8 \text{ А.}$$

Сечение проводов первичной и вторичной обмоток

$$S_1 = I_1 / J_{II} = 37,8 / 8 = 4,7 \text{ мм}^2;$$

$$S_2 = I_{23} / J_{II} = 98 / 8 = 12,25 \text{ мм}^2.$$

На частотах в несколько десятков килогерц и выше потери в проводниках увеличиваются за счет вытеснения тока к поверхности проводника, что приводит к уменьшению эффективного сечения проводника. Этот эффект носит название поверхностного эффекта или скин-эффекта.

Для минимизации потерь, возникающих из-за скин-эффекта, применяются проводники особой конструкции, называемые *литцендратом*, которые состоят из большого числа тонких жил, изолированных одна от другой. Для частоты 40 кГц для этих целей выбираем эмалированный обмоточный провод диаметром не более 0,7 мм.

5 Практическое занятие № 5. Расчет мощности потерь высокочастотных транзисторов инверторных источников

Для расчета мощности потерь вначале требуется осуществить предварительный выбор транзисторов. Следует убедиться, что эти транзисторы на самом деле можно использовать в преобразователе сварочного источника. Предварительно выбираем транзисторы IRG4PC50U (рисунок 5.1).

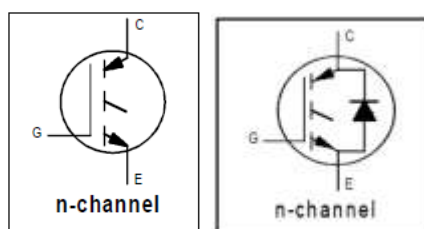


Рисунок 5.1 – Условное обозначение транзисторов IGBT с n-каналом

Основные параметры транзисторов:

- максимальное рабочее напряжение, $V_{CES} = 600 \text{ В}$;
- средний ток коллектора для температуры кристалла $100 \text{ }^\circ\text{C}$, $I_C = 27 \text{ А}$;
- максимальная температура кристалла, $T_J = 150 \text{ }^\circ\text{C}$;
- тепловое сопротивление кристалл–корпус, $R_{\theta JC} = 0,64 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$;
- тепловое сопротивление корпус–радиатор, $R_{\theta CS} = 0,24 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$;
- максимальное напряжение коллектор–эмиттер в открытом состоянии при токе $I_C = 55 \text{ А}$, $V_{CE(ON)} = 2 \text{ В}$;
- рекомендуемая максимальная частота включения $f = 40 \text{ кГц}$.

Потери мощности на транзисторе складываются из потерь проводимости (статические потери) и потерь коммутации (динамические потери):

$$P_C = P_{VT.PP} + P_{VT.KOM}$$

У IGBT-транзисторов потери проводимости имеют почти линейную зависимость от тока коллектора I_C

$$P_{VT.PP} = I_C \cdot V_{CE(ON)}$$

Потери проводимости можно определить, учитывая максимальное заполнение импульса тока $D_{MAX} = U_{DMAX} / U_{2A.MIN}$, по формуле

$$P_{VT.PP} = D_{MAX} \cdot I_{C.MAX} \cdot V_{CE(ON)},$$

где $I_{C.MAX}$ – максимальный ток коллектора транзистора, который равен амплитудному значению импульсного тока первичной обмотки трансформатора $I_{1A} = 37,8 \text{ А}$.

Определим максимальное напряжение дуги, соответствующее максимальному сварочному току:

$$U_{ДМАХ} = 20 + 0,04 \cdot I_{СВ.МАХ} = 20 + 0,04 \cdot 140 = 25,6 \text{ В.}$$

Если амплитуда напряжения на вторичной обмотке трансформатора не ниже $U_{2А.МІН} = 80 \text{ В}$, то $D_{МАХ} = 25,6/80 = 0,32$. Следовательно,

$$P_{VТ.ПР} = 0,32 \cdot 37,8 \cdot 2 = 24,2 \text{ Вт.}$$

Потери коммутации определяются потерями выключения E_{OFF} . В справочных данных на транзистор IRG4PC50U указаны суммарные потери выключения $E_{OFF} = 0,54 \text{ мДж}$ при заданном режиме измерения: $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$; $I_C = 27 \text{ А}$; $U_{CC} = 480 \text{ В}$. Текущий режим коммутации отличается от данного режима измерения: $T_J < 150 \text{ }^\circ\text{C}$; $I_C = I_{1А} = 37,8 \text{ А}$; $U_{CC}^* = U_{1А} = 310 \text{ В}$.

Скорректируем потери для текущего напряжения и тока коммутации:

$$E_{OFF}^* = E_{OFF} \cdot \frac{U_{CC}^*}{U_{CC}} \cdot \frac{I_C^*}{I_C} = 0,54 \cdot \frac{310}{480} \cdot \frac{37,8}{27} = 0,49 \text{ мДж.}$$

Увеличение температуры кристалла с 25°C до 150°C приведёт к увеличению потерь переключения в 2 раза: $E_{OFF}^* = 2 \cdot 0,49 = 0,98 \text{ мДж}$.

Определим коммутационные потери на частоте 40 кГц:

$$P_{VТ.КОМ} = E_{OFF}^* \cdot F = 0,98 \cdot 10^{-3} \cdot 40000 = 39,2 \text{ Вт.}$$

Рассчитаем суммарные потери:

$$P_C = P_{VТ.ПР} + P_{VТ.КОМ} = 24,2 + 39,2 = 63,4 \text{ Вт.}$$

Общее тепловое сопротивление на участке кристалл–радиатор

$$R_{\theta JC} + R_{\theta CS} = 0,64 + 0,24 = 0,88 \text{ }^\circ\text{C/Вт.}$$

Схема термозащиты сварочного источника не допускает повышение температуры радиатора более $85 \text{ }^\circ\text{C}$. При этом температура кристалла может повыситься до температуры

$$T_{\theta J.МАХ} = 63,4 \cdot 0,88 + 85 = 141 \text{ }^\circ\text{C},$$

что меньше предельной температуры кристалла ($T_J = 150 \text{ }^\circ\text{C}$).

Для снижения коммутационных потерь можно использовать параллельное включение нескольких транзисторов. При этом ток коллектора делится на число транзисторов в одном блоке.

6 Практическое занятие № 6. Расчет дросселя фильтра сварочного тока инверторного источника питания

Определим минимальную индуктивность дросселя L , обеспечивающую непрерывность сварочного тока (рисунок 6.1):

$$L_{\text{MIN}} = \frac{(U_{2A} - U_{\text{Д,MIN}}) \cdot U_{\text{Д,MIN}}}{2 \cdot U_{2A} \cdot I_{\text{СВ,MIN}} \cdot F} = \frac{(80 - 20,2) \cdot 20,2}{2 \cdot 80 \cdot 5 \cdot 40000} = 37,7 \text{ мкГн},$$

где $U_{\text{Д,MIN}}$ – напряжение при минимальном сварочном токе, $U_{\text{Д,MIN}} = 20 + 0,04 \cdot I_{\text{СВ,MIN}} = 20 + 0,04 \cdot 5 = 20,2 \text{ В}$.

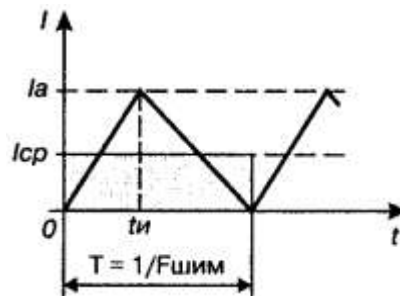


Рисунок 6.1 – Форма тока в дросселе L, соответствующая границе непрерывности

В качестве материала сердечника дросселя используем электротехническую сталь с толщиной листа 0,08 мм, которая на частоте $f_y = 1 \text{ кГц}$, при индукции $B_y = 1 \text{ Тл}$ и прямоугольной форме напряжения имеет потери $P_y = 22 \text{ Вт/кг}$. Частотные показатели стали $\alpha = 1,4$ и $\beta = 1,8$.

Найдем допустимый размах индукции для частоты 40000 Гц, который обеспечит такой же уровень потерь, как и на частоте 1000 Гц:

$$\Delta B = 2 \cdot B_y \cdot \left(\frac{F}{f_y} \right)^{-\frac{\alpha}{\beta}} = 2 \cdot 1 \cdot \left(\frac{40000}{1000} \right)^{-\frac{1,4}{1,8}} = 0,11 \text{ Тл}.$$

Предварительно определимся, что индукция в сердечнике для постоянного тока может достигать величины $B_m = 1,42 \text{ Тл}$, плотность тока $J = 4 \text{ А/м}^2$, $K_o = 0,25$ и $K_c = 0,9$. Найдем габаритный размер сердечника:

$$S_o S_c = \frac{100 \cdot L \cdot I_{\text{СВ,МАХ}}^2}{B_m \cdot J \cdot K_c \cdot K_o} = \frac{100 \cdot 37,7 \cdot 10^{-6} \cdot 140^2}{1,42 \cdot 4 \cdot 0,9 \cdot 0,25} = 57,8 \text{ см}^4.$$

Выберем стандартный Ш-образный сердечник EE8532, для которого $S_c = 8,57 \text{ см}^4$, $S_o = 7,99 \text{ см}^4$ и $S_c S_o = 68,36 \text{ см}^4$ (см. таблицу 4.3). Определим количество витков дросселя:

$$W = \frac{100 \cdot S_0 \cdot K_0 \cdot J}{I_{CB.MAX}} = \frac{100 \cdot 7,99 \cdot 0,25 \cdot 4}{140} = 6 \text{ витков.}$$

Обмотку дросселя намотаем медной шиной сечением

$$S_{\text{ПП}} = \frac{I_{CB.MAX}}{J} = \frac{140}{4} = 35 \text{ мм}^2.$$

Определим немагнитный зазор:

$$\delta = \frac{I_{CB.MAX} \cdot W}{796 \cdot B_m} = \frac{140 \cdot 6}{796 \cdot 1,42} = 0,74 \text{ мм.}$$

Рассчитаем результирующую индуктивность:

$$L = \frac{1,25 \cdot 10^{-7} \cdot S_c \cdot K_c \cdot W^2}{\delta} = \frac{1,25 \cdot 10^{-7} \cdot 8,57 \cdot 0,9 \cdot 6^2}{0,74} \approx 46,9 \text{ мГн.}$$

Далее следует убедиться, что размах высокочастотной пульсации индукции не превышает $\Delta B = 0,11$ Тл. Максимальный размах индукции в сердечнике дросселя имеет место при максимальном входном напряжении $U_{2A} = 80$ В. Он может быть найден следующим образом:

$$\Delta B = \frac{10000 \cdot U_{2A}}{4 \cdot F \cdot S_c \cdot K_c \cdot W} = \frac{10000 \cdot 80}{4 \cdot 40000 \cdot 8,57 \cdot 0,9 \cdot 6} = 0,108 \text{ Тл,}$$

что не превышает допустимого значения.

Список литературы

- 1 **Милютин, В. С.** Источники питания для сварки / В. С. Милютин, М. П. Шалимов, С. М. Шанчуров. – М.: Айрис-пресс, 2007. – 384 с.
- 2 **Милютин, В. С.** Источники питания и оборудование для электрической сварки плавлением / В. С. Милютин, Р. Ф. Катаев. – М.: Академия, 2013. – 368 с.
- 3 **Володин, В. Я.** Современные сварочные аппараты своими руками / В. Я. Володин. – СПб.: Наука и техника, 2008. – 304 с.
- 4 **Закс, М. И.** Сварочные выпрямители / М. И. Закс, Б. А. Каганский. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 136 с.
- 5 **Чебовский, О. Г.** Силовые полупроводниковые приборы: Справочник / О. Г. Чебовский, Л. Г. Моисеев, Р. П. Недошивин. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 400 с.