

ГОСУДАРСТВЕННОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«БЕЛОРУССКО-РОССИЙСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Кафедра «Оборудование и технология сварочного производства»

ОБОРУДОВАНИЕ СВАРКИ ПЛАВЛЕНИЕМ

*Методические указания и задания к практическим занятиям
для студентов специальности 1-36 01 06 «Оборудование и технология сва-
рочного производства» дневной и заочной формы обучения*



Задача 4. Расчет инверторного сварочного источника

Требуется рассчитать сварочный трансформатор и электромагнитные элементы инверторного сварочного источника, предназначенного для работы от сети переменного тока 220/380 В, 50 Гц и обеспечивающего максимальный сварочный ток $I_{св}$. Исходные данные к задаче даны в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Исходные данные к задаче

№ п/п	Номинальный сварочный ток, А	Напряжение холостого хода, В	Частота инвертирования, кГц	Коэффициент заполнения импульса, D	Сетевое напряжение, В	Минимальный сварочный ток, А	Материал магнитопровода
Технические характеристики инверторных выпрямителей для ручной дуговой сварки							
1	125	60	30	0,5	220	5	2500HMC1
2	125	60	40	0,5	220	5	3000HMC
3	125	70	50	0,5	220	10	CF101
4	125	70	60	0,5	220	10	CF124
5	125	80	70	0,5	220	10	CF138
6	160	60	30	0,5	220	5	CF196
7	160	60	40	0,5	220	5	2500HMC1
8	160	70	50	0,5	220	10	3000HMC
9	160	70	60	0,5	220	10	CF101
10	160	80	70	0,5	220	10	CF124
11	200	60	40	0,5	220	10	CF138
12	200	70	50	0,5	220	10	CF196
13	200	70	60	0,5	220	10	2500HMC1
14	200	80	70	0,5	220	20	3000HMC
15	200	80	80	0,5	220	20	CF101
16	250	60	40	0,5	380	10	CF124
17	250	70	50	0,5	380	10	CF138
18	250	70	60	0,5	380	10	CF196
19	250	80	70	0,5	380	20	2500HMC1
20	250	80	80	0,5	380	20	3000HMC
21	315	70	50	0,5	380	10	CF101
22	315	70	60	0,5	380	10	CF124
23	315	80	70	0,5	380	20	CF138
24	315	80	80	0,5	380	20	CF196
25	315	90	90	0,5	380	20	2500HMC1
26	400	70	50	0,5	380	10	3000HMC
27	400	70	60	0,5	380	10	CF101
28	400	80	70	0,5	380	20	CF124
29	400	80	80	0,5	380	20	CF138
30	400	90	90	0,5	380	20	CF196

1. Общее описание инверторного сварочного источника

Принципиальные отличия, предопределяющие 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. В инверторных сварочных выпрямителях нашли применение такие высокочастотные преобразователи (конверторы): однотактные с прямым и обратным включением выходного диода, мостовой и полумостовой двухтактные, а также все они с резонансным инвертором.

Однотактный преобразователь с прямым включением диода в составе выходного выпрямительного блока показан на рис. 4.1, а. Он имеет половинное количество транзисторов в сравнении с мостовым двухтактным преобразователем.

Использование в инверторных сварочных источниках однотактного прямоходового преобразователя абсолютно не случайно. В условиях резко переменной нагрузки, каковой является сварочная дуга, этот преобразователь выгодно отличается от различных двухтактных преобразователей тем, что не требует симметрирования и не подвержен возникновению так называемых сквозных токов. Следовательно, для управления этим преобразователем требуется более простая схема управления по сравнению с той, которая потребуется для двухтактного преобразователя.

При выборе между прямоходовым и обратходовым однотактными преобразователями выбор падает на прямоходовый. Ведь он, в отличие от обратходового, имеет большую удельную мощность. Это объясняется тем, что в обратходовом преобразователе через ключевой транзистор протекает ток треугольной формы, а в прямоходовом – прямоугольной. Следовательно, при одном и том же максимальном токе ключа среднее значение тока у прямоходового преобразователя получается в два раза выше.

2. Расчет трансформатора прямоходового преобразователя

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. рис. 4.1, а). Когда транзисторы VT1, VT2 преобразователя открыты, энергия источника питания E через трансформатор T передается в нагрузку. При этом сердечник трансформатора намагничивается в прямом направлении (участок $a - b$ на рис. 4.1, б). Когда транзисторы VT1, VT2 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 рис. 4.1, б).

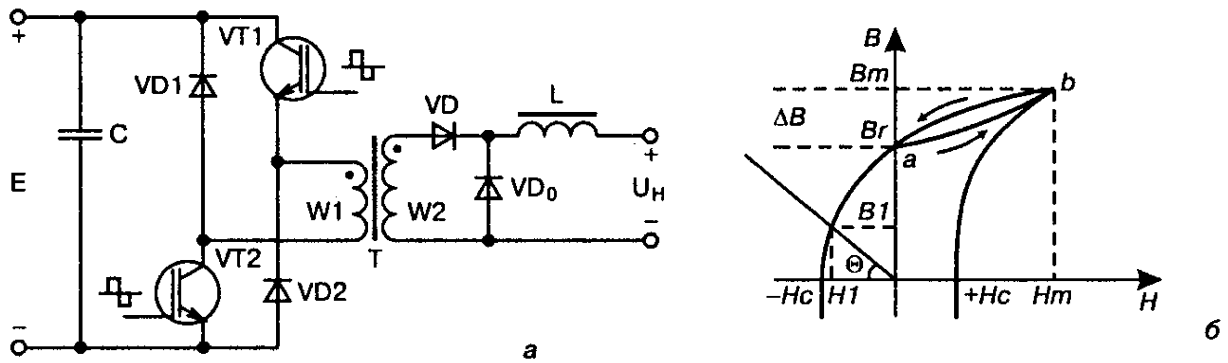


Рис. 4.1. Двухтранзисторный одноканальный прямоходовый преобразователь: а — принципиальная электрическая схема двухтранзисторного одноканального прямоходового преобразователя; б — процесс перемагничивания сердечника прямоходового преобразователя

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

Некоторый прирост ΔB можно получить с помощью введения немагнитного зазора δ в сердечник. При этом остаточная индукция становится меньше, чем B_r . В случае наличия немагнитного зазора в сердечнике новое значение остаточной индукции можно найти в точке пересечения прямой, проведенной из начала координат под углом θ к кривой перемагничивания (точка $B1$ на рис. 4.1, б) [13]:

$$\operatorname{tg}\theta = \mu_0 \cdot l_c / \delta, \quad (4.1)$$

где μ_0 — магнитная проницаемость, представляющая собой отношение индукции B к напряженности H для вакуума (также справедливо и для немагнитного воздушного зазора), $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м;

l_c — длина средней силовой магнитной линии магнитопровода, мм;

δ — длина немагнитного зазора, мм.

Величину $\operatorname{tg}\theta$ можно рассматривать как проводимость немагнитного зазора, приведенную к длине сердечника. Таким образом, введение немагнитного зазора эквивалентно введению отрицательной напряженности магнитного поля

$$H1 = -B1 / \operatorname{tg}\theta. \quad (4.2)$$

Материал сердечника трансформатора должен быть рассчитан на работу в сильных полях (наличие индекса С в конце обозначения марки феррита [14]). В отличие от обычных ферритов, они могут использоваться в сравнительно сильных магнитных полях (таблица 4.2). Например, сердечник ПК40х18 выполнен из Mn-Zn- феррита М3000НМС1 и имеет следующие параметры петли гистерезиса:

- $B_s = 0,45$ Тл (при $H = 800$ А/м) — магнитная индукция насыщения;

- $B_m = 0,33$ Тл (при $H = 100$ А/м и $T = 60$ °С) — максимальная магнитная индукция;

- $B_r = 0,1$ Тл — остаточная магнитная индукция;

- $H_c = 12$ А/м — коэрцитивная сила.

Сердечник ПК40х18 имеет:

площадь сечения $S_c = 2,2 \text{ см}^2$;

площадь сечения окна $S_0 = 14,4 \text{ см}^2$;

длину средней силовой линии $l_c = 200 \text{ мм}$.

Конструкция П-образного сердечника типа ПП представлена на рис. 4.2, геометрические размеры сердечников типа ПП – в таблице 4.3.

Таблица 4.2 – Основные характеристики ферритов.

Марка феррита	Начальная магнитная проницаемость μ_H	Магнитная индукция B_m , Тл, при $H_m=240 \text{ А/м}$ и $t = 100 \pm 3 \text{ }^\circ\text{C}$	Магнитная индукция B_m , Тл, при $H_m=240 \text{ А/м}$ и $t = 120 \pm 3 \text{ }^\circ\text{C}$	μ_{\max}	B_s , Тл	B_r , Тл	H_c А/м
2500НМС1	2500	0,29	—	4800	0,45	0,1	16
3000НМС	3000	—	0,25	4800	0,45	0,1	12

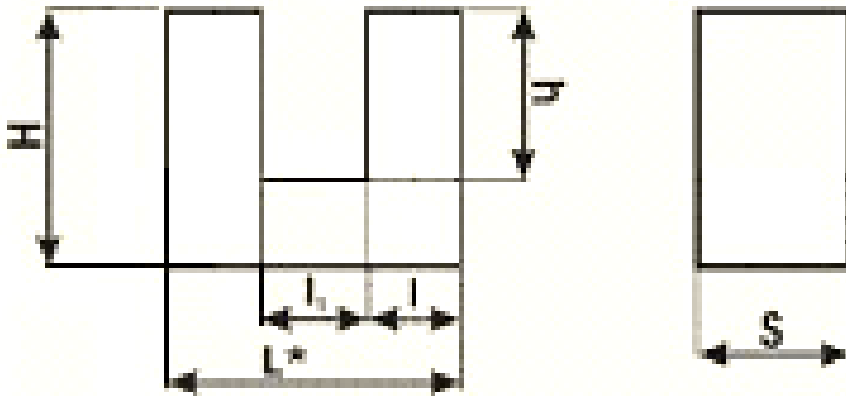


Рис. 4.2 - П-образные сердечники типа ПП

Таблица 4.3 – Геометрические размеры сердечников типа ПП:

Типоразмер	S (мм)	H (мм)	h (мм)	L* (мм)	l ₁ (мм)	l (мм)
ПП 6x5,5x7	7-0,5	12-0,5	6,5-0,5	17-0,5	6-0,5	5,5-0,5
ПП7,2x4,9x6,3	6,3-0,5	10,8-0,7	6,5-0,5	17,0-0,7	7,2+0,5	4,9
ПП 12x6x6	6-0,3	16-0,3	10	24-0,52	12	6-0,3
ПП 30x20x20	20±1,0	45±1,0	25±1,0	70±1,0	30±1,0	20

Рассмотрим кривую намагничивания для сердечника М3000НМС1. Будем считать, что на участке от $H = -H_c$; $B = 0$ до $H = 0$; $B = B_r$ (рис. 4.1, б) кривая перемагничивания практически линейна. Теперь зададимся целью путем введения немагнитного зазора снизить остаточную индукцию в сердечнике до $B_l = 0,03 \text{ Тл}$. Для этого проведем горизонтальную линию на уровне B_l до пересечения с кривой намагничивания и найдем отрицательную напряженность поля в сердечнике $H_l = -8 \text{ А/м}$, соответствующую данной индукции. В этом случае немагнитный зазор должен иметь проводимость

$$\text{tg } \Theta = B_l / H_l = 0,03 / 8 = 0,00375.$$

Снижение остаточной индукции в сердечнике до 0,03 Тл позволит увеличить изменение индукции до величины

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

Из (4.1) найдем длину немагнитного зазора δ , мм

$$\delta = \frac{l_c \cdot \mu_o}{\text{tg}\theta} = \frac{200 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{0,00375} = 0,07 \text{ мм.}$$

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

$$H_\delta = \frac{B_m}{\mu_o} = \frac{0,33}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} = 262700 \text{ А/м.}$$

Магнитное напряжение (ампервитки) в сердечнике для максимальной индукции:

$$\begin{aligned} I \cdot W &= H_\delta \cdot \delta + H_m \cdot l_c = \\ &= 262700 \cdot 0,07 \cdot 10^{-3} + 100 \cdot 200 \cdot 10^{-3} = 38,4 \text{ А.} \end{aligned}$$

Длину зазора можно увеличить до 0,1 – 0,2 мм, соответственно уточнив магнитное напряжение в сердечнике.

Определим исходные данные, необходимые для расчета трансформатора ИСИ.

В режиме холостого хода напряжение на конденсаторе фильтра С (см. рис. 4.1) равняется амплитудному значению сетевого напряжения

$$U_{ca} = U_c \cdot 1,414 = 220 \cdot 1,414 = 310 \text{ В.}$$

С учетом падения напряжения на ключевых транзисторах и в сопротивлении обмотки будем считать, что к первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение $U_{1a} = 300 \text{ В}$.

Выходное напряжение холостого хода источника $U_{xx} = 50 \text{ В}$. Расчет будем производить для случая максимального приращения индукции в сердечнике. Это происходит тогда, когда формируемый импульс заполняет половину периода. В этом случае амплитуда вторичного напряжения трансформатора должна быть в два раза выше требуемого значения напряжения холостого хода

$$U_{2a} = 2 \cdot U_{xx} = 100 \text{ В.}$$

Коэффициент трансформации трансформатора

$$K_{mp} = U_{1a} / U_{2a} = 300 / 100 = 3.$$

Для оценки нагрева обмотки трансформатора необходимо определить действующее или эффективное значение тока, протекающего через нее. Действующее значение тока равно эквивалентному постоянному току $I_{2\varnothing}$, вызывающему аналогичный тепловой эффект.

Так как во вторичной обмотке трансформатора протекают прямоугольные импульсы тока сварки I_{CB} , то на активном сопротивлении обмотки R2 выделяется мощность

$$I_{2\varnothing}^2 \cdot R2 = I_{CB}^2 \cdot R2 \cdot D,$$

где R2 – активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора;
 $D = t_H / T$ — коэффициент заполнения импульса.

Следовательно, действующее значение тока во вторичной обмотке равно

$$I_{2э} = I_{CB} \cdot \sqrt{D}.$$

Для коэффициента заполнения равного $D = 0,5$ эффективный ток вторичной обмотки трансформатора $I_{2э} \approx 0,7 \cdot I_{CB}$.

Для сварочного тока $I_{CB} = 140\text{ А}$, $I_{2э} = 98\text{ А}$.

Действующий ток в первичной обмотке $I_{1э} = I_{2э} / K_{mp} = 33\text{ А}$.

Импульсный ток первичной обмотки $I_1 = I_{CB} / K_{mp} = 46,7\text{ А}$.

Так как потери в ферритовом сердечнике на частоте 30 кГц незначительны, то основные потери будут происходить в обмотке.

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 устранения этого явления обмотки трансформатора мотаются проводом типа литцендрат, сечение которого набрано из переплетенных или скрученных изолированных проводников малого диаметра. Для частоты 30 кГц рекомендуется для этих целей выбирать эмалированный обмоточный провод диаметром не более 0,7 мм [10].

Примем плотность тока в обмотках трансформатора равной 4 А/мм² и изменение индукции в сердечнике $\Delta B = 0,3\text{ Тл}$.

Амплитудное значение ЭДС одного витка обмотки трансформатора можно найти по формуле

$$E_{ea} = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot \Delta B \cdot S_c}{T_u} = \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_c}{D},$$

где $d\Phi$ – приращение магнитного потока, сцепленного с витком, за время dt ;

ΔB – приращение индукции в сердечнике (Тл), за время действия импульса напряжения длительностью T_u ;

S_c – сечение сердечника, см²;

F – частота следования импульсов, Гц.

Среднее значение ЭДС одного витка обмотки трансформатора можно найти по формуле $E_e = E_{ea} \cdot D$.

Количество витков уместяющихся в окне сердечника

$$W = \frac{50 \cdot S_o \cdot k_o \cdot J}{I_э},$$

где S_o – сечение окна сердечника, см²;

k_o – коэффициент заполнения окна сердечника, $k_o = 0,25$;

$I_э$ – эффективный ток в обмотке, А;

J – плотность тока в обмоточном проводе, А/мм².

Для определения параметров сердечника введем величину, равную произведению среднего напряжения и действующего тока обмотки трансформатора, и, т. к. она имеет размерность мощности, назовем ее условной мощностью трансформатора. Условная мощность трансформатора:

$$P_y = E_e \cdot W \cdot I_э = 5 \cdot 10^{-3} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_c \cdot S_o \cdot k_o \cdot J,$$

где P_y – условная мощность равная

$$P_y = U_a \cdot D \cdot I_э = U_{2a} \cdot D \cdot I_{2э} = 100 \cdot 0,5 \cdot 98 = 4900\text{ Вт}.$$

Из (8.3) найдем $S_c \cdot S_o$:

$$S_c S_o = \frac{200 \cdot P_y}{F \cdot \Delta B \cdot k_o \cdot J} = \frac{200 \cdot 4900}{30000 \cdot 0,3 \cdot 0,25 \cdot 4} = 109 \text{ см}^4.$$

Для выбранного сердечника ПК40x18: $S_c = 2,2 \text{ см}^2$, $S_o = 14,4 \text{ см}^2$, $S_c \cdot S_o = 2,2 \cdot 14,4 = 31,68 \text{ см}^4$.

Таким образом Ш-образный (броневой) сердечник трансформатора можно собрать из четырех комплектов ПК40x18. В этом случае сечение полученного сердечника $S_c = 8,8 \text{ см}^2$, а его размер $S_c \cdot S_o = 126,72 \text{ см}^4$. Найдем амплитудное значение ЭДС одного витка

$$E_{ea} = \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_c}{D} = \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot 30000 \cdot 0,3 \cdot 8,8}{0,5} = 15,84 \text{ В}.$$

Количество витков первичной обмотки

$$W_1 = U_{1a} / E_e = 300 / 15,84 = 18,9 \text{ витков}.$$

Выберем ближайшее, большее найденного и кратное коэффициенту трансформации $K_{mp} = 3$ количество витков первичной обмотки трансформатора: $W_1 = 21$ виток.

Тогда $W_2 = W_1 / K_{mp} = 21 / 3 = 7$ витков.

Зная количество витков первичной обмотки, можно найти амплитуду намагничивающей составляющей тока обмотки, равную:

$$I_{1m} = I W_m / W_1 = 38,4 / 21 = 1,83 \text{ А}.$$

Амплитуда тока транзисторов и первичной обмотки трансформатора увеличится до $I_{1a} = 46,7 + 1,83 = 48,53 \text{ А}$. Форма тока в первичной обмотке трансформатора изображена на рис. 4.3.

Вычислим эффективного значения для полученной формы тока:

$$I_{1\text{э}} = \sqrt{F \cdot \left(\int_0^{T/2} (a \cdot t + I_1)^2 dt + \int_{T/2}^T (a \cdot T/2 - a \cdot (t - T/2))^2 dt \right)},$$

где $a = I_{1m} / T_H$ — скорость нарастания тока намагничивания.

$$I_{1\text{э}} = \sqrt{0,5 \cdot \left(\frac{2 \cdot I_{1m}^2}{3} + I_{1m} \cdot I_1 + I_1^2 \right)} = \sqrt{0,5 \cdot \left(\frac{2 \cdot 1,83^2}{3} + 1,83 \cdot 46,7 + 46,7^2 \right)} = 33,68 \text{ А}.$$

Сечение провода первичной обмотки $S_1 = I_{1\text{э}} / J = 33,68 / 4 = 8,4 \text{ мм}^2$, а вторичной $S_2 = I_{2\text{э}} / J = 98 / 4 = 24,5 \text{ мм}^2$. Если, например, обмотки мотаются литцендратом, набранным из обмоточного провода $\varnothing 0,55 \text{ мм}$, то для первичной обмотки необходим пучок из 36 проводников, а для вторичной — из 103.

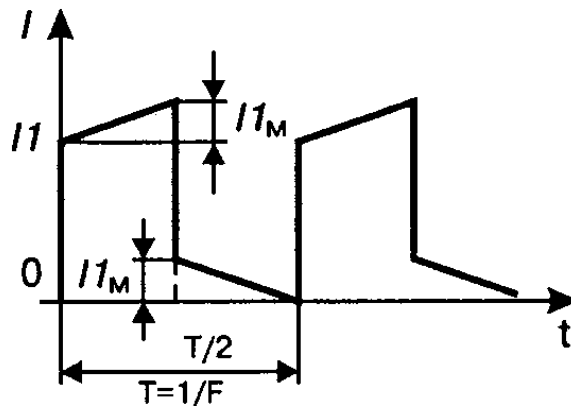


Рис. 4.3. Форма тока в первичной обмотке трансформатора

3. Расчет мощности потерь на транзисторах преобразователя

Для расчета мощности потерь вначале требуется осуществить предварительный выбор транзисторов. Все данные транзисторов IGBT, необходимые для расчета указаны в табл. 4.4. Теперь необходимо убедиться, что эти транзисторы на самом деле можно использовать в преобразователе сварочного источника. Предварительно выбираем транзисторы IRG4PC50U (рис. 4.4).

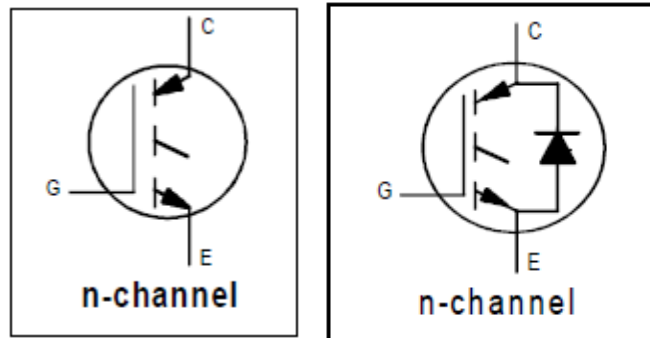


Рисунок 4.4 – Условное обозначение транзисторов IGBT с n-каналом

Таблица 4.4. – Основные параметры силовых транзисторов IGBT

Тип транзистора	Параметры										
	V_{CES} , В	I_{CM} , А	I_C , А	T_J , °С	$R_{\theta JC}$, °С/Вт	$R_{\theta CS}$, °С/Вт	$V_{CE(ON)}$, В		f, кГц	t_r , нс	t_f , нс
IRG4PC50U	600	220	27	150	0,64	0,24	1,65 ($I_C=27A$)	2 ($I_C=55A$)	40	20	130
IRG4PSC71K	600	200	60	150	0,36	0,24	1,83 ($I_C=60A$)	2,2 ($I_C=100A$)	40	56	177
IRG4PC50W	600	220	27	150	0,64	0,24	1,93 ($I_C=27A$)	2,25 ($I_C=55A$)	150	33	57
IRG4PC50S	600	140	41	150	0,64	0,24	1,28 ($I_C=41A$)	1,62 ($I_C=80A$)	100	30	400
IRG4PC50KD	600	104	30	150	0,64	0,24	1,84 ($I_C=30A$)	2,19 ($I_C=52A$)	40	49	95
IRG4PC40KD	600	84	25	150	0,77	0,24	2,1 ($I_C=25A$)	2,7 ($I_C=42A$)	100	37	140

Основные параметры транзисторов:

- максимальное рабочее напряжение V_{CES} , В;
- максимальный импульсный ток коллектора I_{CM} , А;
- максимальный средний ток для температуры кристалла 100 °С I_C , А;
- максимальная температура кристалла T_J , °С;
- тепловое сопротивление кристалл-корпус $R_{\theta JC}$, °С/Вт;
- тепловое сопротивление корпус-радиатор $R_{\theta CS}$, °С/Вт;
- максимальное напряжение коллектор-эмиттер в открытом состоянии при токе 55 А, $V_{CE(ON)}$, 2 В;
- время нарастания тока коллектора t_r , нс;
- время спада тока коллектора не более t_f , нс;
- рекомендуемый максимальная частота включения f, кГц в режиме жесткой коммутации.

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

$$P_C = P_{VT.нр} + P_{VT.ком}$$

У IGBT транзисторов потери проводимости имеют практически линейную зависимость от тока коллектора I_C :

$$P_{VT.нр} = I_C \cdot V_{CE(ON)}$$

Учитывая максимальное заполнение импульса тока

$$D_{MAX} = U_{Д.МАХ}/U_{2А.МІN},$$

потери проводимости можно определить по формуле

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

Где $I_{C.МАХ}$ – максимальный ток коллектора транзистора, который равен амплитудному значению импульсного тока первичной обмотки трансформатора $I_1 = 46,7$ В.

Определим максимальное напряжение дуги, соответствующее максимальному сварочному току:

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

Если предположить, что амплитуда напряжения на вторичной обмотке трансформатора не ниже $U_{2А.МІN} = 80$ В, то $D_{MAX} = 25,6/80 = 0,32$. Следовательно,

$$P_{VT.нр} = 0,32 \cdot 46,7 \cdot 2 = 30 \text{ Вт.}$$

После выключения IGBT еще некоторое время сохраняет некоторую проводимость. Этот эффект получил название tail (хвост) и объясняется конечным временем рассасывания заряда в области базы PNP транзистора. Поскольку база у IGBT недоступна, то для устранения данного эффекта невозможно использовать активные методы запираания, применяемые для биполярных транзисторов. Поэтому для определения коммутационных потерь IGBT лучше использовать данные, которые предоставляет производитель.

Обычно для условий коммутации заданных по умолчанию указываются:

- энергия потерь включения E_{ON} ;
- энергия потерь выключения E_{OFF} ;
- суммарная энергия потерь E_{TS} .

Кроме этого приводятся графики, позволяющие приблизительно учесть поправку на реальные условия работы, которые отличаются от указанных по умолчанию. В справочных данных на транзистор IRG4PC50U указаны суммарные потери E_{TS} . Согласно поправкам в текущем режиме коммутации ($T_J = 150$ °С, $I_C = 46,7$ А, $V_{CC} = 310$ В, $V_{GE} = 15$ В, $R_G = 5$ Ом) потери не превысят 3 мДж.

Зависимость суммарных потерь переключения E_{TS} от величины тока коллектора I_C по справочным данным для транзистора IRG4PC50U представлена на рис. 4.5.

Определим коммутационные потери на частоте 30000 кГц:

$$P_{VT.ком} = E_{TS} \cdot F = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 30000 = 90 \text{ Вт.}$$

Определим суммарные потери:

$$P_C = P_{VT.нр} + P_{VT.ком} = 30 + 90 = 120 \text{ Вт.}$$

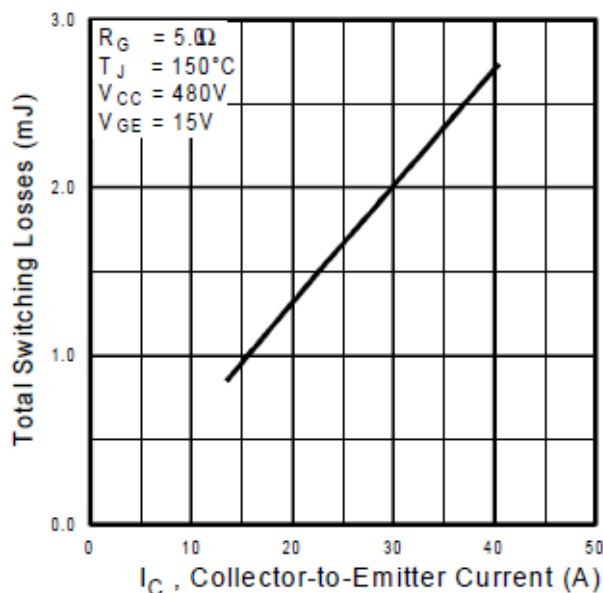


Рисунок 4.5 - Зависимость суммарных потерь переключения E_{TS} от величины тока коллектора I_C для транзистора IRG4PC50U

Общее тепловое сопротивление на участке кристалл- радиатор

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

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

$$T_{\theta j,MAX} = 120 \cdot 0,88 + 85 = 190 \text{ } ^\circ\text{C},$$

что на $40 \text{ } ^\circ\text{C}$ превышает максимально допустимое значение. Из расчетов видно, что коммутационные потери во много раз превышают потери проводимости.

Для снижения коммутационных потерь можно использовать параллельное включение нескольких транзисторов. При этом ток коллектора делится на число транзисторов в одном блоке. Далее производится пересчет коомутационных потерь и температуры перегрева.

4. Расчет дросселя фильтра сварочного тока

Сначала определим минимальную индуктивность дросселя L (рис. 4.1), обеспечивающего непрерывность сварочного тока:

$$L_{min} = \frac{(U_{2a} - U_{Д.МІN}) \cdot U_{Д.МІN}}{2 \cdot U_{2a} \cdot I_{СВ.МІN} \cdot F} = \frac{(100 - 20,2) \cdot 20,2}{2 \cdot 100 \cdot 5 \cdot 30000} = 53,7 \text{ мкГн},$$

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

На рис. 4.6 изображена форма тока в дросселе L , соответствующая границе неразрывности.

В качестве материала сердечника дросселя используем электротехническую сталь с толщиной листа $0,08 \text{ мм}$, 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 $\beta = 1,8$ [28].

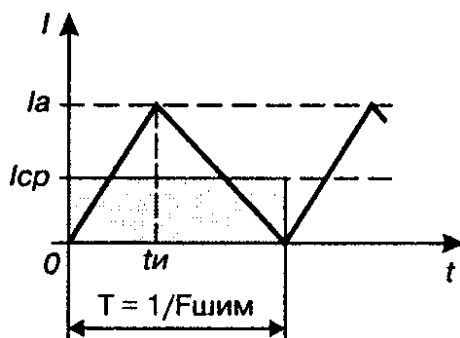


Рис. 4.6 - Форма тока в дросселе L , соответствующая границе неразрывности.

Найдем допустимый размах индукции для частоты 30000 Гц, который обеспечит такой же уровень потерь, как и на частоте 1000 Гц (9.17):

$$\Delta B = 2 \cdot B_y \cdot \left(\frac{F}{f_y} \right)^{\frac{\alpha}{\beta}} = 2 \cdot 1 \cdot \left(\frac{30000}{1000} \right)^{\frac{1.4}{1.8}} = 0,14 \text{ Тл.}$$

Предварительно определимся, что индукция в сердечнике для постоянного тока может достигать величины $B = 1,42$ Тл, плотность тока $J = 4$ А/мм², $K_0 = 0,25$ и $K_C = 0,9$. Найдем габаритный размер сердечника:

$$S_c S_o = \frac{100 \cdot L \cdot I^2}{B_m \cdot J \cdot K_c \cdot K_o} = \frac{100 \cdot 53,7 \cdot 10^{-6} \cdot 140^2}{1,42 \cdot 4 \cdot 0,9 \cdot 0,25} = 83 \text{ см}^4.$$

Выберем стандартный Ш-образный ленточный магнитопровод ШЛ25х25, у которого $S_C = 6,25$ см⁴, $S_o = 16$ см² и $S_C \cdot S_o = 100$ см². Определим количество витков дросселя:

$$W = \frac{100 \cdot S_o \cdot K_o \cdot J}{I} = \frac{100 \cdot 16 \cdot 0,25 \cdot 4}{140} = 11 \text{ витков.}$$

Обмотку дросселя наматываем медной шиной или литцендратом сечением:

$$S_{\text{ПР}} = \frac{I_{\text{МАХ}}}{J} = \frac{140}{4} = 35 \text{ мм}^2.$$

Определим немагнитный зазор:

$$\delta = \frac{I \cdot W}{796 \cdot B_m} = \frac{140 \cdot 11}{796 \cdot 1,42} = 1,4 \text{ мм (} 2 \cdot 0,7 \text{ мм)}.$$

Определим результирующую индуктивность:

$$L = \frac{1,25 \cdot 10^{-7} \cdot S_c \cdot K_c \cdot W^2}{\delta} = \frac{1,25 \cdot 10^{-7} \cdot 6,25 \cdot 0,9 \cdot 11^2}{1,4} \approx 60 \text{ мГн.}$$

Теперь следует убедиться, что размах высокочастотной пульсации индукции не превышает $\Delta B = 0,14$ Тл. Максимальный размах индукции в сердечнике дросселя имеет место при максимальном входном напряжении $U_{2a} = 100$ В и заполнении импульсов $D = 0,5$ и может быть найден по формуле

$$\Delta B = \frac{10000 \cdot U_{2a}}{4 \cdot F \cdot S_c \cdot K_c \cdot W} = \frac{10000 \cdot 100}{4 \cdot 30000 \cdot 6,25 \cdot 0,9 \cdot 11} = 0,134 \text{ Тл,}$$

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 **Куликов, В. П.** Технология и оборудование сварки плавлением и термической резки / В. П. Куликов. – Минск: Экоперспектива, 2003. – 412 с.
- 3 **Машиностроение. Энциклопедия / Ред. совет: К. В. Фролов (пред.) и др.** – М.: Машиностроение. Оборудование для сварки. Т. IV-6/ В. К. Лебедев [др.]; под ред. Б. Е. Патона 1999. – 496 с.
- 4 **Браткова, О. Н.** Источники питания сварочной дуги / О. Н. Браткова. – М.: Высш. шк., 1982. – 117 с.
- 5 **Закс, М. И.** Сварочные выпрямители / М. И. Закс, Б. А. Каганский. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 136 с.
- 6 **Чвертко, А. И.** Оборудование для механизированной дуговой сварки и наплавки / А. И. Чвертко, В. Е. Патон, В. А. Тимченко. – М.: Машиностроение, 1981. – 264 с.
- 7 **Технология и оборудование сварки плавлением: учебник для вузов / Под общ. ред. Г. Д. Никифорова.** – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Машиностроение, 1986. – 320 с.
- 8 **Оборудование для дуговой сварки: справочник / Под ред. В. В. Смирнова.** – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 320 с.
- 9 **Володин, В. Я.** Современные сварочные аппараты своими руками / В. Я. Володин. – СПб.: Наука и техника, 2008. – 304 с.
- 10 **Зубаль, И. Д.** Сварочный аппарат своими руками / И. Д. Зубаль. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 176 с.
- 11 **Милютин, В. С.** Источники питания и оборудование для электрической сварки плавлением / В. С. Милютин, Р. Ф. Катаев. – М.: Академия, 2010. – 368 с.
- 12 **Миловзоров В. П.** Электромагнитная техника. — М.: Высшая школа. — 1966. — С. 19, 20.