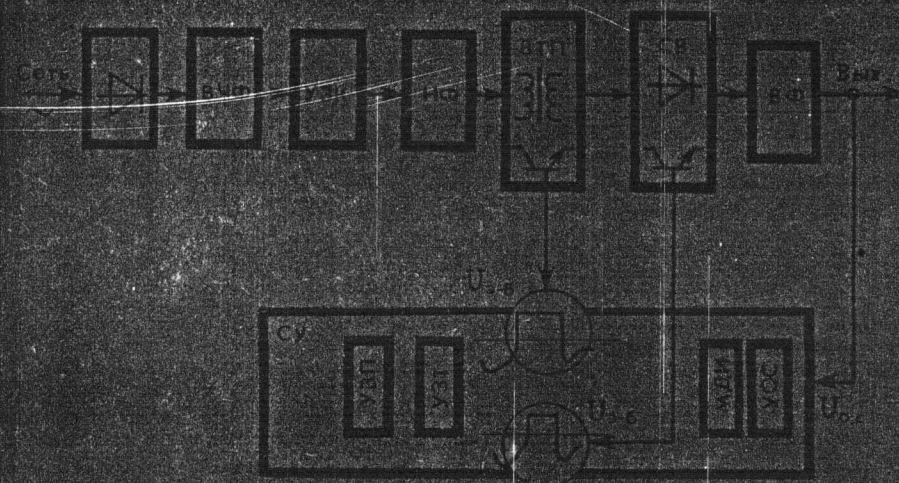


Для большинства специалистов источник питания — это молчаливый труженик в том наборе блоков, из которых формируется типичная электронная система. Да так и должно быть: все заинтересованные лица, от разработчика до пользователя оборудованием, ждут от источника питания хорошей и надежной работы без привлечения излишнего внимания к себе.



ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
Ленинградское отделение

СЕТЕВЫЕ БЛОКИ ПИТАНИЯ С ВЫСОКОЧАСТОТНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ



ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ.

ющейся в этих трансформаторах. Это сказалось на уменьшении времени реагирования до 3,5 мкс.

Необходимо отметить, что в момент закорачивания трансформаторов электронный ключ $S_{ум}$ уже разомкнут сигналом от устройства $ПУ_2$.

На третьем этапе реализуется закорачивание трансформаторов T_1 и T_2 и подключение форсирующей цепи ФЦ в цепи системы сложения. Это позволяет значительно уменьшить время реагирования благодаря режиму активного запирающего базового перехода силового высоковольтного транзистора конденсатором, заряженным во время действия отпирающего импульса управления. Необходимо подчеркнуть, что это напряжение может быть приложено к базе силового транзистора только при условии обеспечения эквивалентного закорачивания трансформаторов усилителей $УМ_1$ и $УМ_2$.

В заключение отметим, что описанные основные пути к решению серьезных проблем разработки современных высокочастотных сетевых преобразователей не претендуют на исключительность. Однако многолетняя практика эксплуатации и настройки серийно изготавливаемых сетевых блоков питания, построенных на основе предлагаемых схемных решений, подтвердила правильность и надежность изложенных концепций, алгоритмов и рекомендаций.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

МЕТОДИКА СКВОЗНОГО РАСЧЕТА ИСТОЧНИКА ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

3.1. Структура алгоритма расчета преобразователей источников вторичного электропитания

Расчеты блоков питания на относительно небольшую мощность до 200 Вт практически не различаются для различных видов входного напряжения.

Бестрансформаторные ИВЭ отличаются от блоков с входным напряжением постоянного тока только значением напряжения, поступающего на транзисторный преобразователь. Так, в бортовой аппаратуре с напряжением 27 В диапазон его изменения составляет обычно 20...32 В. В приборах и системах средств связи исполь-

зуются номинальные напряжения 24, 48 и 60 В с диапазоном изменения, не превышающим $\pm 20\%$. В то же время для сетевых блоков питания при входном однофазном напряжении 220 В, 50 Гц напряжение после выпрямителя и низкочастотного фильтра находится в пределах от 260 до 315 В при номинальной нагрузке. В режиме, близком к режиму холостого хода, входное напряжение может повышаться до 360...370 В в зависимости от максимального допуска на повышение напряжения сети 15...20%.

Представляется целесообразным обобщить методику расчета блока питания на все типы питающих напряжений, считая, что она начинается с учетом подачи на вход преобразователя постоянного напряжения. При этом для полного расчета сетевого блока питания необходимо рассчитать дополнительно только входной выпрямитель и фильтр.

Анализу ИВЭ и методикам их расчета посвящены многочисленные публикации [17, 58, 59, 60]. Не умаляя достоинств существующих методик расчета всех видов преобразователей, применяемых в ИВЭ, представляется целесообразным их обобщение и изложение в компактном виде. Строгая методика сквозного расчета преобразователя ИВЭ желательна для большинства специалистов.

В настоящее время наибольшее распространение среди разработчиков средств вторичного электропитания получили схемы одноконтурного преобразования, в частности преобразователи с прямым ходом и размагничивающей обмоткой (ПРО) [32]. В этих преобразователях применяется относительно простая силовая часть, которая содержит один (или два) транзистора и два выпрямительных диода и как следствие — более простая схема управления.

Широкое применение одноконтурных схем подтверждает также и зарубежный опыт. Предлагаемая методика расчета охватывает три типа структур силовой части регулируемых преобразователей (рис. 3.1).

Схема, приведенная на рис. 3.1, а, применяется в том случае, когда максимальное допустимое напряжение коллектор — эмиттер силового транзистора превышает двойное значение предельного входного напряжения.

Схема на рис. 3.1, б несколько сложнее и применяется, когда необходимо уменьшить напряжение коллек-

вичной обмотки и обмотки размагничивания (оценим ее коэффициентом 0,97);

2) большой разброс реального времени рассасывания силовых транзисторов (оценим разброс коэффициентом 0,9);

3) необходимость отработки входной пульсации напряжения, подаваемого на преобразователь при минимальном входном напряжении, т. е. сохранение в этом режиме динамического диапазона регулирования цепи обратной связи и модулятора длительности импульсов силовой части (оценим это коэффициентом 0,9).

Следует принять коэффициент заполнения равным 0,38 с учетом коэффициента нестабильности временных интервалов в схеме управления, равного 0,97. Таким образом, $\gamma_{\max} = 0,38$, причем это предельный коэффициент заполнения при минимально допустимом входном напряжении $U_{\text{вх max}}$.

Алгоритм расчета состоит из девяти этапов, которые в совокупности образуют сквозную методику расчета блока питания:

1-й этап — определяются исходные данные для расчета параметров высокочастотного трансформатора, на основании которых производится детальный расчет его параметров;

2-й этап — рассчитываются потери мощности в высокочастотном трансформаторе, его перегрев и КПД;

3-й этап — рассчитываются режимы работы силового транзистора преобразователя для оценки запасов основных электрических параметров выбранного типа транзистора;

4-й этап — производится расчет режимов работы силовых диодов преобразователя для оценки запасов основных электрических параметров выбранного диода;

5-й этап — рассчитываются параметры выходного фильтра блока питания;

6-й этап — рассчитываются потери мощности в силовых транзисторах преобразователя;

7-й этап — рассчитываются потери мощности в силовых диодах преобразователя;

8-й этап — определяются потери мощности в дросселе фильтра;

9-й этап — рассчитываются суммарные потери мощности и КПД силовой части блока питания.

3.2. Расчет электрических параметров высокочастотного трансформатора и составляющих потерь мощности в нем

1-й этап алгоритма. Определение исходных данных для расчета трансформатора.

1. Мощность нагрузки блока (в ваттах)

$$P_n = U_n I_n, \quad (3.3)$$

где U_n — в вольтах; I_n — в амперах.

2. Минимальное амплитудное значение напряжения на первичной обмотке трансформатора

$$U_{1\text{м min}} = U_{\text{вх min}} - U_{\text{к-э,н}}, \quad (3.4)$$

где

$$U_{\text{вх min}} = k_{\text{вх1}} U_{\text{вх ном}}; \quad (3.5)$$

$U_{\text{к-э,н}}$ — напряжение коллектор—эмиттер силового транзистора в режиме насыщения; на этом этапе принимаем его равным 0,7 В.

3. Минимальное амплитудное значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора

$$U_{2\text{м min}} = \frac{U_n + \Delta U_{\text{др}} + \Delta U_{\text{д}}}{\gamma_{\max}}, \quad (3.6)$$

где $\Delta U_{\text{др}} = R_{\text{др}} I_n$ — падение напряжения на дросселе $L_{\text{ф}}$; $R_{\text{др}}$ — сопротивление обмотки дросселя.

Падение напряжения на этом этапе выбираем из следующих соотношений:

$$\Delta U_{\text{др}} \approx 0,1 \text{ В} \text{ — при } U_n \leq 5 \text{ В};$$

$$\Delta U_{\text{др}} \approx 0,2 \text{ В} \text{ — при } U_n > 5 \text{ В};$$

$\Delta U_{\text{д}}$ — падение напряжения на выпрямительных диодах VD_1 и VD_2 ; на этом этапе $\Delta U_{\text{д}}$ принимается равным 0,7 В.

Отметим, что влияние активных сопротивлений первичной и вторичной обмоток силового трансформатора учтено соответствующим выбором числовых значений параметров в формулах (3.4) и (3.6).

4. Коэффициент трансформации (отношение числа витков его вторичной обмотки к числу первичной — ω_2/ω_1)

$$k_{\text{тр}} = U_{2\text{м min}}/U_{1\text{м min}}. \quad (3.7)$$

5. Максимальное амплитудное напряжение на вторичной обмотке трансформатора

$$U_{2\text{м max}} = k_{\text{тр}} U_{1\text{м max}}, \quad (3.8)$$

где

$$U_{1\text{м max}} = k_{\text{вх2}} U_{\text{вх.ном}} - U_{\text{к-э.н}} \quad (3.9)$$

— максимальное амплитудное напряжение на первичной обмотке трансформатора.

6. Минимальное значение коэффициента заполнения импульсов напряжения на трансформаторе

$$\gamma_{\text{min}} = \frac{U_{\text{н}} + \Delta U_{\text{др}} + \Delta U_{\text{л}}}{U_{2\text{м max}}} \quad (3.10)$$

7. Эффективные значения напряжений на первичной и на вторичной обмотках трансформатора запишем:

$$U_{1\text{эф}} = U_{1\text{м min}} \sqrt{\gamma_{\text{max}}}; \quad (3.11)$$

$$U_{2\text{эф}} = U_{2\text{м min}} \sqrt{\gamma_{\text{max}}}. \quad (3.12)$$

8. Эффективные значения токов во вторичной и первичной обмотках трансформатора запишем:

$$I_{2\text{эф}} = I_{\text{н}} \sqrt{\gamma_{\text{max}}} \quad (3.13)$$

или

$$I_{2\text{эф}} = I_2 \sqrt{\gamma_{\text{max}}}, \quad (3.14)$$

где I_2 — амплитудное значение тока вторичной обмотки трансформатора;

$$I_{1\text{эф}} = I_{2\text{эф}} k_{\text{тр}}. \quad (3.15)$$

Следует подчеркнуть, что формулы (3.13) и (3.14) справедливы при малой пульсации тока через дроссель фильтра, поэтому для практических расчетов можно использовать вместо тока I_2 ток нагрузки ИВЭ.

9. Теперь можно найти габаритную мощность трансформатора (в ваттах)

$$P_{\text{габ}} = \frac{U_{1\text{эф}} I_{1\text{эф}} + U_{2\text{эф}} I_{2\text{эф}}}{2} + k_y P_{\text{н}}, \quad (3.16)$$

где k_y — коэффициент потерь на питание схемы управления с учетом ее потребления $P_{\text{потрСУ}}$. Примем $k_y = 0,02$, тогда можно определить добавочную мощность в трансформаторе:

$$P_{\text{потрСУ}} = P_{\text{н}} k_y. \quad (3.17)$$

10. Рассчитаем параметр, характеризующий электромагнитную мощность трансформатора — $S_{\text{ст}} S_0$ (в сантиметрах в четвертой степени). Это произведение пло-

щади активного поперечного сечения магнитопровода трансформатора $S_{\text{ст}}$ (в квадратных сантиметрах) на площадь окна сердечника S_0 (в квадратных сантиметрах), заполняемого обмотками трансформатора:

$$S_{\text{ст}} S_0 \geq \frac{P_{\text{габ}}}{10 \Delta B i_{\text{тр}} k_c k_m f}, \quad (3.18)$$

где ΔB — диапазон изменения магнитной индукции в сердечнике трансформатора за время рабочего импульса $t_{\text{н}}$, Тл; f — частота работы преобразователя, кГц.

Анализ кривых перемагничивания различных марок ферритов показывает, что в одноканальном режиме работы трансформатора диапазон рабочей индукции следует выбирать с учетом изменения петли перемагничивания при повышенной температуре, а также других параметров, таких, как остаточная индукция B_r , увеличение тока намагничивания при «заходе» в процессе работы на «колени» петли гистерезиса, разброс магнитной проницаемости. Исходя из этого при расчетах следует рекомендовать значения ΔB , приведенные в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Марка феррита	Диапазон рабочей индукции ΔB , Тл, при	
	$P_{\text{н}} \leq 10$ Вт	$P_{\text{н}} > 11$ Вт
M2000HM1-A, M2000HM1-B, M2000HM1-17	0,12	0,1
M3000HM1-A	0,16	0,14
M6000HM-1	0,25	0,2

Плотность тока в обмотках трансформатора j выбирается в зависимости от выходной мощности блока:

$P_{\text{н}}$, Вт	1...7	8...15	16...40	41...100	101...200
j , А/мм ²	7...12	6...8	5...6	4...5	4...4,5

Коэффициент полезного действия трансформатора на этом этапе примем:

$$\begin{aligned} \eta_{\text{тр}} &= 0,95 \text{ — для } 50 \geq P_{\text{н}} > 11 \text{ Вт;} \\ \eta_{\text{тр}} &= 0,97 \text{ — для } P_{\text{н}} > 50 \text{ Вт;} \\ \eta_{\text{тр}} &= 0,93 \text{ — для } P_{\text{н}} \leq 10 \text{ Вт.} \end{aligned}$$

где $l_{ср.в}$ — средняя длина витка при намотке, см, определяется по выражениям:

$$l_{ср.в1} = 0,12 (D_{вш} - D + 2H); \quad (3.30)$$

$$l_{ср.в2} = 0,14 (D_{вш} - D + 2H),$$

где $D_{вш}$, D и H — размеры сердечника магнитопровода, мм

11.8. Активное сопротивление постоянному току (в омах) первичной и вторичной обмоток:

$$R_1 = \frac{R_{l1} l_{1п}}{NN_1}; \quad R_2 = \frac{R_{l2} l_{2п}}{NN_2}, \quad (3.31)$$

где R_{l1} и R_{l2} — сопротивление одного метра намоточного провода; его значения приведены в табл. П.2 приложения.

11.9. Рассчитаем полное сопротивление обмоток с учетом эффекта вытеснения тока на высокой частоте (поверхностного эффекта).

Как известно, с ростом частоты преобразования увеличивается сопротивление медного проводника. Этому явлению посвящены работы [18, 68, 69], однако представляется полезным дать относительно простые соотношения для учета этого явления.

Фундаментальная формула расчета сопротивления медного проводника круглого сечения на высокой частоте [69] будет

$$R_{п} = k_f r_0, \quad (3.32)$$

где $R_{п}$ — полное сопротивление проводника с учетом поверхностного эффекта; r_0 — сопротивление проводника постоянному току; k_f — коэффициент поправки на влияние высокой частоты.

В общем случае коэффициент поправки k_f для синусоидального тока высокой частоты

$$k_f = \frac{m D_M}{4} \frac{b_0}{b_1} \cos(\beta_0 - 45 - \beta_1), \quad (3.33)$$

где

$$m = \sqrt{\omega \mu_a \gamma_{п}} \quad (3.34)$$

— параметры функции Бесселя нулевого порядка: $\omega = 2\pi f$ — круговая частота тока высокой частоты; $\mu_a = \mu_m \mu_0$ — абсолютная магнитная проницаемость для материала проводника; для меди $\mu_m = 1$; μ_0 — относитель-

ная проницаемость, равная $4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; $\gamma_{п}$ — удельная проводимость, для меди $\gamma_{п.м} = 5,75 \cdot 10^7$ (Ом·м)⁻¹; b_0 , b_1 , β_0 , β_1 — коэффициенты функции Бесселя [70]; D_M — диаметр меди проводника.

Строго говоря, необходимо для расчета полного сопротивления на высокой частоте произвести разложение в ряд Фурье прямоугольного импульса тока в обмотках трансформатора. Однако ввиду значительного «веса» именно первой гармоники разложения в ряд на практике хорошее совпадение с экспериментом показывает применение коэффициентов, вычисленных по формуле (3.33) и приведенных в табл. 3.2.

Таблица 3.2

Частота, f , кГц	Значение коэффициента поправки k_f для проводников диаметром, D_M , мм, равным						
	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
20							1,014
50							1,065
75		$k_f \approx 1$			1,06	1,097	1,24
100				1,025	1,08	1,24	1,3
150				1,072	1,11	1,28	1,41
200		1,03	1,083	1,2	1,27	1,43	1,6
250		1,034	1,1	1,23	1,38	1,57	1,76
300		1,06	1,14	1,3	1,48	1,7	1,9
400		1,085	1,21	1,46	1,67	1,93	2,16
500	1,026	1,13	1,32	1,59	1,85	2,12	2,37

11.15. Толщина вторичной обмотки (в миллиметрах)

$$H_2 = N_2 (D_{2из} + \Delta_2), \quad (3.43)$$

где Δ_2 — толщина межслойной изоляции при намотке вторичной обмотки; примем $\Delta_2 = 0,03$ мм.

11.16. Теперь можно рассчитать внутреннюю толщину (в миллиметрах) всех обмоток:

$$H_{обм} = H_1 + H_2 + \Delta_{с.в}, \quad (3.44)$$

где

$$\Delta_{с.в} = \frac{D_{вн}}{D} \Delta h \quad (3.45)$$

— толщина изоляции сердечника по внутренней стороне трансформатора, мм (Δh — толщина изоляционного материала для сердечника, мм).

11.17. Внешний диаметр трансформатора (в миллиметрах)

$$D_{тр} = \sqrt{2H_{обм}(D + D_{вн} - 2\Delta h) + (D_{вн} + 2\Delta h)^2 + 2\Delta_{из}}, \quad (3.46)$$

где $\Delta_{из}$ — толщина наружной изоляции трансформатора; примем $\Delta_{из} = 0,05$ мм.

11.18. Действительный диаметр окна катушки трансформатора (проверочный параметр)

$$D_o = D - 2 \left[H_{обм} + \Delta h + \frac{D_{тр} \Delta_{из}}{D - 2(H_{обм} + \Delta_{из})} \right]. \quad (3.47)$$

2-й этап алгоритма. Расчет потерь в высокочастотном трансформаторе, его перегрева и КПД.

1. Потери мощности (в ваттах) в меди первичной и вторичной обмоток трансформатора:

$$P_{1м} = I_{1сф}^2 R_{1п}; \quad (3.48)$$

$$P_{2м} = I_{2сф}^2 R_{2п}. \quad (3.49)$$

2. Суммарные потери в меди в обеих обмотках трансформатора с учетом изменения сопротивления при увеличении температуры будут

$$P_m = (P_{1м} + P_{2м}) [1 + 0,004 (T_{доп} - T_0)], \quad (3.50)$$

где $T_{доп}$ — максимальная допустимая температура материала сердечника; для ферритов рассматриваемых марок $T_{доп} = 100...120$ °С; $T_0 = 15$ °С.

3. Рассчитываем по выражению, приведенному в ра-

боте [71], удельные потери в магнитопроводе в зависимости от частоты и индукции:

$$P_{уд} = P_1 f^\alpha \Delta B^\beta (1 + kT), \quad (3.51)$$

где P_1 , α , β и k — коэффициенты, значения которых приведены в табл. 3.3; T — температура сердечника трансформатора; на этом этапе примем $T = 100$ °С.

Таблица 3.3

Коэффици- циент	Значение коэффициента при частоте, кГц						
	0,4... 100	100...1000	0,4... 100	100...1000	0,4...200	20...50	50...100
	ферритов марок						
	M2000HM1-A, M2000HM1-B		M2000HM1-17		M3000HM-A	M6000HM-1	
P_1 , Вт/кг	32±7	13±3	63±10	25±4	48±8	11±2	38±0,8
α	1,2	1,4	1,2	1,4	1,2	1,35	1,6
β	2,4		2,85		2,76	2,69	2,6
k , (°C) ⁻¹	0,004		0,004		0,008	0,008	

4. Найдем потери в сердечнике трансформатора (в ваттах) на его перемагничивание, пренебрегая потерями на вихревые токи:

$$P_{ст} = \frac{P_{уд} m_{тр.с}}{10^3}, \quad (3.52)$$

где $m_{тр.с}$ — масса сердечника трансформатора, г; ее значение находится из табл. П.1 приложения.

5. Теперь можно определить суммарные потери мощности (в ваттах) в трансформаторе:

$$P_\Sigma = P_m + P_{ст}. \quad (3.53)$$

6. Соответственно найденным суммарным потерям

Теперь можно определить составляющую I_{or} по формуле (3.58).

Эффективное значение тока холостого хода определим из выражения

$$I_{x.x} = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2}. \quad (3.62)$$

2. Найдем индуктивность рассеяния трансформатора (в микрогенри) [72]

$$L_s = 2 \cdot 10^{-4} a \omega_1^2 \ln \left[1 + \frac{16 D_c r \Delta r^2}{(D_c^2 - r^2)^2} \right], \quad (3.63)$$

где коэффициенты a , r , Δr и D_c находятся по формулам:

$$a = H_{обм} + H_1 + H + 2\Delta_{с.в};$$

$$r = H_{обм} + H_1 + (D_{вн} - D)/2 + 2\Delta_{с.в};$$

$$\Delta r = (H_{обм} - H_1)/2;$$

$$D_c = (D_{вн} + D)/2.$$

3. Расчет емкости между обмотками трансформатора зависит от многих факторов, таких, как геометрия трансформатора, близость обмоток к заземляющему основанию, наличие экранированной обмотки и т. п.

Строгий расчет емкости между обмотками чрезвычайно сложен и зависит от выбранной эквивалентной схемы трансформатора. Для одной из таких схем [64] в качестве справочного расчета можно предложить следующую процедуру нахождения собственных емкостей трансформатора.

3.1. Емкость (в пикофарадах) между первым слоем обмотки и магнитопроводом

$$C_1 = \frac{8\epsilon\epsilon_0 (D_{1м}/2) \omega_{1сл} [D_{вн} - D + 2H + 4\Delta h] \cdot 10^{11}}{2D_{1нз} + 4\Delta h - \pi (D_{1м}/2)}, \quad (3.64)$$

где $\epsilon\epsilon_0$ — абсолютная диэлектрическая проницаемость диэлектрика: $\epsilon = 4$; $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-14}$ Ф/см; $D_{1м}/2$ — радиус поперечного сечения голого провода первичной обмотки; $D_{вн} - D + 2H + 4\Delta h$ — периметр витка провода; $D_{1нз}/2 + \Delta h$ — расстояние между магнитопроводом и осью провода обмотки.

3.2. Емкость (в пикофарадах) между слоями первичной обмотки

$$C_{12} = \frac{4\epsilon\epsilon_0 (D_{1м}/2) \omega_{1сл} l_{ср.в1} \cdot 10^{11}}{[2D_{1нз} + 2\Delta_1 - \pi (D_{1м}/2)] (N_1 - 1)}. \quad (3.65)$$

Следует помнить, что если первичная обмотка состоит из одного слоя, то $C_{12} = 0$.

3.3. Емкость (в пикофарадах) между слоями вторичной обмотки,

$$C_{22} = \frac{4\epsilon\epsilon_0 (D_{2м}/2) \omega_{2сл} l_{ср.в2} \cdot 10^{11}}{[2D_{2нз} + 2\Delta_2 - \pi (D_{2м}/2)] (N_2 - 1)}. \quad (3.66)$$

Если вторичная обмотка состоит из одного слоя, то емкость $C_{22} = 0$.

3.4. Емкость (в пикофарадах) между обмотками

$$C_3 = \frac{4\epsilon\epsilon_0 [(D_{1м} + D_{2м})/4] [(\omega_{1сл} + \omega_{2сл})/2] [D_{вн} - 2H_2] \pi \cdot 10^{11}}{2D_{1нз} + 2D_{2нз} + 4\Delta_{нз} - \pi [(D_{1м} + D_{2м})/4]},$$

где $D_{вн}$ берется из п. 11.10, а $\Delta_{нз}$ — из п. 11.17; $(D_{вн} - 2H_2)\pi$ — средний периметр канала между первичной и вторичной соседними обмотками.

3.5. Емкость, приведенная к первичной обмотке:

$$C_{22\text{пр}} = C_{22} (\omega_2/\omega_1)^2; \quad (3.68)$$

$$C_{1\text{пр}} = C_1 \frac{1}{N_1^2}; \quad (3.69)$$

$$C_{3\text{пр}} = C_3 [(\omega_1 - \omega_2)/\omega_1]^2. \quad (3.70)$$

3.6. Полная собственная емкость (в пикофарадах) трансформатора, приведенная к его первичной обмотке,

$$C_0 = C_{12} + C_{1\text{пр}} + C_{3\text{пр}} + C_{22\text{пр}}. \quad (3.71)$$

Следует подчеркнуть, что, как правило, расчеты паразитных параметров высокочастотных трансформаторов, приведенные на основе упрощенных выражений, дают заниженные значения по сравнению с реально получаемыми в образцах.

4. Расчет резонансных частот трансформатора проведем с учетом индуктивности первичной обмотки L_{μ_1} , индуктивности рассеяния L_s и собственной емкости трансформатора C_0 .

4.1. Индуктивность первичной обмотки трансформатора зависит от материала магнитопровода и разброса магнитной проницаемости. Учитывая справочные данные на ферриты, можно записать следующие выражения.

4.1.1. Индуктивность (в генри) для ферритов марок М2000НМ1-А, М2000НМ1-Б и М2000НМ1-17

$$L_{\mu_1} = \frac{0,26 (\omega_1/100)^2 S_{ст}}{l_{ср}}, \quad (3.72)$$

перах) через силовой транзистор в момент его выключения:

для схем, представленных на рис. 3.1, а и б,

$$I_{1и} = I_{х.х.и} + I_{1эф} \frac{1}{\sqrt{\gamma_{\max}}}; \quad (3.82)$$

для схемы рис. 3.1, в

$$I_{1и} = \frac{I_{х.х.и}}{2} + I_{1эф} \frac{1}{2\sqrt{\gamma_{\max}}}; \quad (3.83)$$

5. Определим ток коллектора транзистора, который образуется путем усреднения эквивалентного прямоугольного импульса тока в зависимости от коэффициента заполнения.

Амплитуда изменения тока коллектора зависит от коэффициента заполнения и определяется соотношением

$$\Delta I_k = \frac{U_{1ми} t_{и1}}{L_{\mu_1}}, \quad (3.84)$$

где $U_{1ми}$ — амплитудное значение напряжения на первичной обмотке трансформатора, при текущем значении $t_{и1}$, т.е. в момент времени, для которого рассчитывается режим работы транзистора.

Так, при минимальном входном напряжении $U_{1ми} = U_{1м\min}$ и времени $t_{и1} = t_{и\max} = \gamma_{\max} T$ имеем

$$\Delta I_k = \frac{U_{1м\min} t_{и\max}}{L_{\mu_1}}, \quad (3.85)$$

где $t_{и\max}$ — в микросекундах; L_{μ_1} — в микрогенри; ΔI_k — в амперах.

Теперь видно, что средний ток коллектора (в амперах) при минимальном входном напряжении

$$I_{к.ср} = (I_{1и} - \Delta I_k/2) \gamma_{\max}. \quad (3.86)$$

6. Найдем максимальное значение напряжения коллектор — эмиттер транзистора $U_{к-э}$ без учета выброса напряжения, вызванного индуктивностью рассеяния трансформатора:

$$U_{к-э, \max} = 2k_{вх2} U_{вх.ном} \text{ — для схемы рис. 3.1, а; } \quad (3.87)$$

$$U_{к-э, \max} = k_{вх2} U_{вх.ном} \text{ — для схемы рис. 3.1, б и в. } \quad (3.88)$$

4-й этап алгоритма. Расчет режимов работы силовых диодов преобразователя.

1. Максимальное значение среднего тока (в амперах) диода VD_1 выпрямителя

$$I_{VD_1, ср} = I_n \gamma_{\max}. \quad (3.89)$$

2. Максимальное значение среднего тока (в амперах) (без учета импульса в момент запираания) коммутающего диода VD_2

$$I_{VD_2, ср} = I_n (1 - \gamma_{\min}). \quad (3.90)$$

3. Максимальное значение (без учета паразитного выброса) для обратного напряжения на диодах VD_1 и VD_2 находим по соотношению

$$U_{обр\max} = U_{2м\max}. \quad (3.91)$$

3.4. Расчет выходного фильтра блока питания

5-й этап алгоритма.

1. Проведя анализ соотношений, приведенных в работах [55, 61], с учетом того, что наибольшая пульсация напряжения имеет место на входе фильтра при минимальном коэффициенте заполнения, после преобразования получим относительное значение пульсации (в процентах) 1-й гармоники на входе выходного высокочастотного фильтра

$$S = \frac{4}{\pi} \frac{100}{\gamma_{\min}} \sin [90^\circ (\gamma_{\min})] \cos [90^\circ (\gamma_{\min})]. \quad (3.92)$$

2. Коэффициент пульсаций (в процентах) на выходе блока питания

$$\alpha_{п} = \frac{U_{п\sim}}{2U_{п}} 100, \quad (3.93)$$

где $U_{п\sim}/2$ — амплитуда переменной составляющей на выходе фильтра блока питания.

3. Теперь можно найти требуемый коэффициент подавления пульсаций выходным фильтром:

$$Q_{п} = S/\alpha_{п}. \quad (3.94)$$

4. Минимальная индуктивность (в микрогенри) дросселя фильтра на основании изложенного в работах [25, 61] при условии сохранения непрерывности тока через дроссель будет

$$L_{др\min} = \frac{U_{п\sim} \cdot 10^3 \cdot 0,4}{f I_{н\min} \gamma_{\min}} \sin [90^\circ (\gamma_{\min})], \quad (3.95)$$

$$\left. \begin{aligned} k_{эф} &= 76,3/f^{1,48} \text{ — для } 100 \text{ мкФ на } 6,3 \text{ и } 16 \text{ В;} \\ k_{эф} &= 1,87/f^{0,93} \text{ — для } 220 \text{ мкФ на } 6,3 \text{ В;} \\ k_{эф} &= 681,5/f^{1,95} \text{ — для } 220 \text{ мкФ на } 16 \text{ и } 25 \text{ В.} \end{aligned} \right\} \text{ при } 200 \text{ кГц} < f \leq 10^3 \text{ кГц.} \quad (3.102)$$

Коэффициент k_N , отражающий разброс номинального значения, для всех типов конденсаторов принимается равным 0,8.

Таким образом, необходимо вести поиск нужного типа конденсатора, исходя из выражения

$$C_{ф1} = \frac{C_{ф}}{k_{эф} \cdot 0,8}. \quad (3.103)$$

Зная емкость $C_{ф1}$, производим выбор номинальной емкости $C_{фв}$ (ближайшее большее значение) из ряда, приведенного в соответствующих технических условиях.

7. Рассчитаем реальную емкость $C_{фв}$ конкретного выбранного конденсатора на высокой частоте с учетом разброса номинального значения. Обозначим эту величину $C_{фf}$ и вычислим по формуле

$$C_{фf} = C_{фв} k_{эф} \cdot 0,8. \quad (3.104)$$

8. Уточним значение переменной составляющей выходного напряжения при выбранных реальных значениях $L_{ф}$ и $C_{ф}$. Обозначим эту величину $U_{p.n\sim}$ и определим (в вольтах) по уравнению

$$U_{p.n\sim} = U_{н\sim} \frac{C_{ф}}{C_{фf}}, \quad (3.105)$$

при этом напряжение $U_{p.n\sim}$ должно быть меньше или равно $U_{н\sim}$.

3.5. Расчет потерь в силовых транзисторах и диодах преобразователя

6-й этап алгоритма. Расчет потерь в транзисторах. Точный расчет динамических потерь в транзисторе является задачей все еще актуальной, так как он связан с вычислением траекторий переключения рабочей точки транзистора, которые, в свою очередь, определяются как частотными свойствами транзистора (постоянная времени [12], время рассасывания избыточных носителей в ба-

зе [38], интегральный коэффициент усиления по току [16, 18] и др.), так и параметрами эквивалентной схемы, отражающей комплексный характер цепи коллекторной нагрузки.

Существенно нелинейный характер процессов коммутации при попытке их аппроксимации привел к большому количеству рекомендуемых подходов и методик, изложенных в работах [12, 38, 39, 61, 74...76].

Общим недостатком этих методик является то, что в основном предлагаются решения частных случаев, например строго оговоренный тип нагрузки или класс коммутируемых транзисторов. Иногда вводятся в соотношения для расчета экспериментальные характеристики для некоторых типов полупроводниковых приборов. Порой авторы этих методик оперируют такими параметрами транзисторов, которые отсутствуют в технических условиях, а зачастую не строго определены даже разработчиками высокочастотных транзисторов. Иногда рассматриваются конструктивные параметры самого полупроводникового прибора, что значительно ограничивает возможности разработчика блока питания. Неизвестны и зарубежные публикации, в которых рассматривались бы серьезные практические рекомендации по расчетам процессов коммутации силовых транзисторов в преобразователях.

Учитывая изложенное, представляется целесообразным для разработчика в настоящее время отказаться от попыток точного расчета траекторий переключения транзистора ввиду неизбежного весьма большого разброса значений параметров, что в конечном итоге приводит к недостоверным результатам. Свою долю в неопределенность расчетов вносят и цепи коррекции траекторий переключения, вводимые разработчиками для уменьшения мгновенной мощности, выделяющейся на фронтах в процессе коммутации энергии.

Кроме изложенного, необходимо учитывать, что основной задачей данного расчета является интегральная оценка мощности потерь для последующего расчета радиатора и суммарного КПД блока питания.

В связи с этим автор считает и практика применения сквозного алгоритма расчета преобразователя подтверждает, что хорошее инженерное приближение получается при использовании соотношения, приведенного в работе [39], которое позволяет оценить динамические потери в

для схем рис. 3.1, в

$$P_{\text{дин}} = f \cdot 10^{-3} \left(\frac{U_{\text{вх max}}}{2} I_{\text{н}} \frac{2}{3} t_{\text{ф}} + U_{\text{вх max}} I_{\text{н}} \frac{2}{3} t_{\text{с}} \right), \quad (3.116)$$

где $I_{\text{н}} = I_{\text{эф}} / (2 \sqrt{\gamma_{\text{max}}})$.

4. Статические потери (в ваттах) в транзисторе

$$P_{\text{ст}} = (U_{\text{к-э, н}} I_{\text{н}} + U_{\text{б-э, н}} I_{\text{б}}) \gamma_{\text{max}}, \quad (3.117)$$

где $U_{\text{к-э, н}}$ — напряжение коллектор — эмиттер транзистора в режиме насыщения; необходимое значение берется по графикам из технических условий с учетом $I_{\text{н}}$; $U_{\text{б-э, н}}$ — напряжение база — эмиттер транзистора в режиме насыщения базового перехода; также берется из технических условий; $I_{\text{б}}$ — ток через переход база — эмиттер, протекающий в режиме открытого транзистора.

5. Суммарные потери (в ваттах) в одном транзисторе преобразователя

$$P_{\text{тс}} = P_{\text{дин}} + P_{\text{ст}}. \quad (3.118)$$

6. Наконец, можно рассчитать суммарные потери мощности во всех силовых транзисторах преобразователя:

для схемы рис. 3.1, а

$$P_{\text{т.сх}} = P_{\text{тс}}; \quad (3.119)$$

для схемы рис. 3.1, б

$$P_{\text{т.сх}} = 2P_{\text{тс}}; \quad (3.120)$$

для схемы рис. 3.1, в

$$P_{\text{т.сх}} = 4P_{\text{тс}}. \quad (3.121)$$

7-й этап алгоритма. Расчет потерь в силовых диодах.

Динамические потери в высокочастотном выпрямителе будем рассчитывать с учетом работ [12, 18].

1. Динамические потери (в ваттах) в выпрямительном диоде VD_1

$$P_{\text{дин}VD_1} = 1,2 I_{\text{н}} \cdot 0,6 U_{2\text{млп}} t_{\text{вст}} f \cdot 10^{-3}, \quad (3.122)$$

где $t_{\text{вст}}$ — время восстановления обратного сопротивления диода, мкс.

2. Статические потери (в ваттах) в диоде VD_1

$$P_{\text{ст}VD_1} = \Delta U_{\text{д}VD_1} I_{\text{н}} \gamma_{\text{max}}, \quad (3.123)$$

где $\Delta U_{\text{д}VD_1}$ — напряжение на открытом диоде VD_1 при

протекании тока нагрузки; берется из технических условий при заданном токе через диод.

3. Суммарные потери (в ваттах) в выпрямительном диоде VD_1

$$P_{\text{VD}_1\text{с}} = P_{\text{дин}VD_1} + P_{\text{ст}VD_1}. \quad (3.124)$$

4. Динамические потери (в ваттах) в коммутирующем диоде VD_2

$$P_{\text{дин}VD_2} = 0,6 U_{2\text{млп}} k_{\text{д}} I_{\text{н}} f t_{\text{вст}} \cdot 10^{-3}, \quad (3.125)$$

где $k_{\text{д}}$ — коэффициент из уравнения (3.108).

5. Статические потери (в ваттах) в диоде VD_2 при протекании тока нагрузки в запертом состоянии силового транзистора

$$P_{\text{ст}VD_2} = \Delta U_{\text{д}VD_2} I_{\text{н}} (1 - \gamma_{\text{max}}), \quad (3.126)$$

где $\Delta U_{\text{д}VD_2}$ — напряжение на открытом диоде VD_2 при протекании тока нагрузки; берется из графика в технических условиях.

6. Суммарные потери (в ваттах) мощности в коммутирующем диоде VD_2

$$P_{\text{VD}_2\text{с}} = P_{\text{ст}VD_2} + P_{\text{дин}VD_2}. \quad (3.127)$$

7. Наконец, можно найти суммарные потери мощности в диодах выпрямителя преобразователя:

$$P_{\text{д.сх}} = P_{\text{VD}_1\text{с}} + P_{\text{VD}_2\text{с}}. \quad (3.128)$$

3.6. Расчет потерь мощности в дросселе фильтра и КПД источника вторичного электропитания

8-й этап алгоритма. Расчет потерь мощности в дросселе фильтра. Расчет потерь мощности при использовании готового дросселя типа Д13 или иного, имеющегося в распоряжении проектировщика блока питания, проводится в следующем порядке.

1. Вначале найдем число витков обмотки дросселя из выражения, приведенного в работе [77], для расчета индуктивности:

$$\omega_{\text{др}} = 10^3 \sqrt{\frac{L_{\text{др}} l_{\text{ср}}}{4\pi S_{\text{ст}}}}, \quad (3.129)$$

где $L_{\text{др}}$ — индуктивность дросселя, мГн; $l_{\text{ср}}$ — средняя длина силовой магнитной линии магнитопровода дрос-

от ударных контуров и снижается собственная емкость между монтажом и корпусом блока.

Оптимальное исполнение тороидальных трансформаторов БИВЭ позволяет уменьшить собственную межобмоточную емкость в трансформаторе, что приводит к значительному уменьшению высокочастотной составляющей пульсации выходного напряжения блока питания:

1) между всеми обмотками силового трансформатора, связанными с потенциалом сетевого напряжения, и всеми обмотками, которые соединены с выходной частью блока, необходимо располагать две отдельные экранированные обмотки;

2) между обмоткой трансформатора управления, подающей импульсное напряжение на переход база — эмиттер силового высоковольтного транзистора, и другими обмотками, связанными со схемой управления, необходимо располагать экранированную обмотку, так как экранная обмотка тороидального трансформатора выполняется тонким проводом, который укладывается виток к витку по внутреннему диаметру кольца магнитопровода после намотки соответствующей обмотки.

Необходимо помнить следующее: если рассчитанное по формуле (3.38) количество витков экранной обмотки получается соизмеримым с числом витков первичной (сетевой) обмотки, то в ней будет наводиться весьма высокий потенциал. В этом случае экранную обмотку необходимо выполнять в виде трех — четырех секций [62, 64], а свободные концы экранных секций — соединять в один вывод. Экранная обмотка тороидального трансформатора, как известно, выполняется так: один вывод обмотки заглушается, например, в начале намотки, а второй, свободный, выводится наружу для последующего соединения с одной из точек силовой части блока.

Из практики известны различные места присоединения вывода экранной обмотки, например описанные в работе [10]. Иногда этот вывод вообще может не быть подключенным. Оптимальный вариант соединения экранной обмотки определяется экспериментальным образом в реальной конструкции сетевого блока.

В заключение отметим, что неоднократные попытки определить степень решающего влияния одного из описанных способов монтажа и конструктивных приемов на высокочастотные пульсации выходного напряжения оказались несостоятельными, так как любой, отдельно взя-

тый, способ дает небольшой эффект уменьшения пульсации — примерно 10...15 %. Однако, применяя всю совокупность мер, направленных на снижение высокочастотной пульсации, можно добиться существенных результатов. Комплексный эффект, не поддающийся разложению на составляющие ввиду бесчисленных взаимных комбинаций всех известных мер борьбы с электромагнитными помехами, представляет собой своеобразный технический парадокс. Этим, по-видимому, объясняется упорное нежелание многих разработчиков применять в БИВЭ совокупность уже известных технических решений.

Многолетняя практика разработки сетевых блоков питания с высокочастотными преобразователями убедительно подтвердила, что в схемотехнике, конструкции, а также в монтаже этих устройств мелочей нет.

Только применение всех перечисленных рекомендаций и предложений приводит к получению высоких стабильных и повторяемых параметров блоков питания, значительно улучшающих его потребительские качества.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ПРИМЕР РАСЧЕТА СЕТЕВОГО БЛОКА ПИТАНИЯ

Требуется рассчитать блок питания с высокочастотным преобразователем со следующими входными и выходными параметрами, работающего при температуре окружающего воздуха 65 °С:

входное напряжение — однофазная сеть 220 В ± 20 %, частота 50 Гц;

выходное напряжение $U_n = 15$ В;

ток нагрузки $I_n = 1,5$ А; $I_{n \text{ min}} = 0,15$ А;

пульсация выходного напряжения (размах) $U_n \sim = 0,1$ В;

в соответствии с изменением сетевого напряжения получим $k_{nx1} = 0,8$ и $k_{nx2} = 1,2$;

выходная мощность $P_n = 15 \cdot 1,5 = 22,5$ Вт.

Расчет БИВЭ согласно изложенному заданию проводим в следующем порядке.

преобразователя при минимальном входном напряжении сети по формуле (3.141) будет

$$U_{0 \min} = U_{\text{вх.а}} - \frac{\Delta U_{\text{сф}}}{2} = 237,65 \text{ В} \approx 238 \text{ В.}$$

2. Постоянная составляющая выпрямленного тока

$$I_{0 \min} = \frac{P_0}{U_{0 \min}} = 0,13 \text{ А.}$$

3. По формуле (3.140) с учетом разброса емкости определим

$$\sin \delta = \frac{I_0}{2\pi f_{\text{с}} C_{\text{ф.ном}} \cdot 0,8 U_{\text{вх.а}}} = 0,045, \quad (5.2)$$

а $\delta = 0,045$ рад.

4. Угол отсечки θ вычислим по формуле (3.142). Можно упростить эту формулу при питании БИВЭ от однофазной сети 50 Гц при мостовой схеме НВ:

$$\pi = \theta + \delta + \frac{\theta^2}{2 \sin \delta}. \quad (5.3)$$

Уравнение (5.3) получено с учетом того; что $\cos \delta \approx 1$, а $\cos \theta \approx 1 - \theta^2/2$.

Подставив в выражение (5.3) соответствующие численные значения, получим

$$\theta = 0,486 \text{ рад; } \cos \theta = 0,884.$$

5. Уточненное значение напряжения на входе преобразователя найдем по формуле (3.145):

$$U_{0 \min} = U_{\text{вх.а}} (1 + \cos \theta)/2 = 231,2 \text{ В.}$$

6. Наконец, напряжение на входе высокочастотного преобразователя при номинальном входном напряжении и при линейной зависимости его от напряжения сети будет

$$U_{\text{вх.ном}} = \frac{U_{0 \min}}{k_{\text{вх1}}} = 289 \text{ В} \approx 290 \text{ В.}$$

Расчет высокочастотного преобразователя БИВЭ.

Перед процедурой расчета необходимо принять следующие условия:

для трансформатора используем феррит марки М2000НМ1-А,
силовые транзисторы — типа 2Т841А;

силовые диоды — типа 2Д2997А;

конденсатор выходного фильтра ИВЭ — типа К53-31;

дроссель фильтра — типа Д13.

С целью выбора оптимальной частоты преобразования будем проводить параллельный расчет параметров и режимов для двух частот: $f_1 = 50$ кГц и $f_2 = 100$ кГц.

Схему преобразования принимаем одноконтурной с двумя транзисторами, включаемыми одновременно, т. е. схеме рис. 3.1, б.

Все обозначения получаемых величин будем использовать из алгоритма расчета преобразователя (гл. 3).

Расчет проводим в соответствии с этапами алгоритма.

Расчеты 1-го этапа алгоритма. Исходные данные для расчета трансформатора приведены в табл. 5.1. В таблице приводятся условные обозначения параметра, номер формулы, по которой проводился его расчет, а также численное значение для каждого варианта, т. е. при частотах f_1 и f_2 .

Расчеты 2-го этапа алгоритма. Результаты расчета потерь в высокочастотном трансформаторе, его перегрева и КПД, приведены в табл. 5.2.

Можно считать расчет высокочастотного трансформатора законченным.

Для проведения дальнейших расчетов БИВЭ необходимо выбрать тип силовых элементов. В качестве силового транзистора в настоящее время для сетевых блоков целесообразно использовать при частотах преобразователя до 20 кГц транзисторы типов 2Т839, 2Т704, 2Т812, 2Т826 и им подобные по частотным свойствам; при частотах преобразования от 50 до 150 кГц — транзисторы типов 2Т841, 2Т862Г, 2П802, а также новый полевой транзистор со статической индукцией (СИТ) типа 2П926.

В качестве диодов высокочастотного выпрямителя преобразователя применяют диоды Шоттки типов 2Д222БС, 2Д222ВС, 2Д2998; диоды на основе $p-n$ -переходов типов 2Д213, 2Д2997, 2Д212, а также так называемые диоды с тонкой базой типов 2Д237, 2Д251, 2Д231.

Выходной фильтр строится на основе применения высокочастотных дросселей типа Д13, которые используют в качестве магнитопровода МО-пермаллой, а для выходных конденсаторов блока питания применяют раз-

Таблица 5.4

Параметр, единица	Номер формулы, по которой произво- дится расчет	Значение параметра	
		$f_1=50$ кГц	$f_2=100$ кГц
I_{VD_1} ср, А	(3.89)	0,6	0,6
I_{VD_2} ср, А	(3.90)	0,9	0,9
$U_{обр\ max}$, В	(3.91)	62,1	62,1

Расчеты 5-го этапа алгоритма. Результаты расчета параметров выходного фильтра блока питания приведены в табл. 5.5.

Таблица 5.5

Параметр, единица	Номер формулы, по которой произво- дится расчет	Значение параметра	
		$f_1=50$ кГц	$f_2=100$ кГц
S , %	(3.92)	79,1	79,1
a_n , %	(3.93)	0,33	0,33
Q_n	(3.94)	537	537
$L_{др\ min}$, мГн	(3.95)	0,31	0,31
U_L эф, В	(3.97)	13,5	13,5
C_Φ , мкФ	(3.98)	6,0	1,6
$C_{\Phi\ в}$, мкФ	(3.103)	15,0	4,7
C_Φ ф, мкФ	(3.104)	7,0	1,8
$U_{p.n.}$, В	(3.105)	0,085	0,09

Расчеты 6-го этапа алгоритма. Результаты расчета потерь в транзисторах приведены в табл. 5.6.

Таблица 5.6

Параметр, единица	Номер формулы, по которой произво- дится расчет	Значение параметра	
		$f_1=50$ кГц	$f_2=100$ кГц
τ_x , мкс	(3.110)	0,016	0,016
t_Φ , мкс	(3.111)	0,16	0,16
t_c , мкс	(3.112)	0,165	0,168
$P_{дин}$, Вт	(3.115)	0,8	1,5
I_k , А	(3.116)	0,27	0,27
$P_{ст}$, Вт	(3.117)	0,05	0,05
$P_{т\Sigma}$, Вт	(3.118)	0,85	1,6
$P_{т.сх}$, Вт	(3.120)	1,7	3,1

Расчеты 7-го этапа алгоритма. Результаты расчета потерь в силовых диодах приведены в табл. 5.7.

Таблица 5.7

Параметр, единица	Номер формулы, по которой производится расчет	Значение параметра	
		$f_1=50$ кГц	$f_2=100$ кГц
$P_{дин\ VD_1}$, Вт	(3.122)	0,11	0,22
$P_{ст\ VD_1}$, Вт	(3.123)	0,14	0,14
$P_{VD_1\Sigma}$, Вт	(3.124)	0,25	0,36
$P_{дин\ VD_2}$, Вт	(3.125)	0,21	0,42
$P_{ст\ VD_2}$, Вт	(3.126)	0,26	0,26
$P_{VD_2\Sigma}$, Вт	(3.127)	0,47	0,68
$P_{д\ сх}$, Вт	(3.128)	0,72	1,04

При частоте 50 кГц выбираем дроссель типа Д13-20, соединение обмоток дросселя последовательное; при частоте преобразования 100 кГц — дроссель типа Д13-15, соединение обмоток параллельное.

Расчеты 8-го этапа алгоритма. Результаты расчета потерь в дросселе фильтра приведены в табл. 5.8.

Таблица 5.8

Параметр, единица	Номер фор- мулы, по которой про- изводится расчет	Значение параметра	
		$f_1=50$ кГц	$f_2=100$ кГц
$\omega_{др}$	(3.129)	$\omega_1 + \omega'_1 = 66$ вит; $R_{др} = 0,15$ Ом	$\omega_1 = \omega'_1 = 142$ вит; $R_{др} = 0,225$ Ом
$\Delta B_{др}$, Тл	(3.130)	$5,3 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-3}$
$P_{др.с}$, Вт	(3.131)	0,13	0,007
$P_{др.м}$, Вт	(3.132)	0,47	0,71
$P_{\Sigma др}$, Вт	(3.133)	0,6	0,717

Расчеты 9-го этапа алгоритма. Результаты расчета суммарного КПД силовой части блока питания для двух частот преобразований приведены в табл. 5.9.

Как видно из результатов расчетов, КПД БИВЭ, работающего на частоте преобразования 50 кГц выше, чем

ционной прокладки между прибором и радиатором, а также от конструкции его корпуса. Для силовых транзисторов в корпусе ТО-3, имеющем прокладку из оксида бериллия, сопротивление $R_{т.к-р}$ равно $0,6^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$; сопротивление прибора с изоляционной прокладкой из слюды в зависимости от ее толщины составляет $0,8...1,6^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$;

коэффициент теплоотдачи σ_t зависит от количества теплоты, отводимой от радиатора благодаря теплопроводности, конвекции и излучению; в нормальных атмосферных условиях этот коэффициент лежит в пределах от 1 до $2 \text{ мВт}/(\text{см}^2 \cdot \text{К})$;

мощность $P_{п.п}$ для рассчитываемой схемы определяется мощностью потерь в транзисторах схемы $P_{т.сх}$ и мощностью потерь в диодах схемы $P_{д.сх}$; в этом расчете определялась площадь общего радиатора для транзисторов и его объем, так же рассчитывалась площадь общего радиатора для диодов и его объем; суммарный объем обоих радиаторов для двух вариантов БИВЭ приведен в табл. 5.10.

После окончания основных расчетов силовой части можно сделать выбор из двух вариантов. Основными критериями для определения частоты преобразования являются два параметра: удельная мощность и КПД. КПД блока при частоте преобразования 50 кГц выше, чем КПД при частоте 100 кГц, на 5 %, но предполагаемая удельная мощность, по-видимому, будет меньше на 30 %.

С учетом изложенного выбирается БИВЭ с частотой преобразования 100 кГц.

С учетом действующих в схеме уровней мгновенной мощности в силовых транзисторах необходимость применения схемотехнических методов снижения мощности рассеивания отсутствует.

В заключение отметим, что разработчик блока, используя имеющуюся у него в распоряжении схему управления, может синтезировать по рекомендациям, изложенным в настоящей книге, принципиальную электрическую схему блока. После проведения экспериментальных исследований на макете БИВЭ уточняются схемы узлов и осуществляется его конструирование.

Аналогичным образом можно проектировать и другие сетевые блоки питания с высокочастотным преобразователем с целью получения заданных технических параметров.

Справочные данные ферритовых сердечников, обмоточных проводов и дросселей фильтров Д13

Таблица П.1. Справочные данные ферритовых сердечников

Типоразмер сердечника	Число сердечников	Площадь сечения сердечника $S_{ст}$, см^2	Средняя длина магнитной силовой линии $l_{ср}$, см	Площадь окна S_0 , см^2	Масса m_c , г	$S_{ст} S_0$, см^3
K5×2×1,5	1	0,0225	1,1	0,031	0,14	0,0007
K5×3×1,5	1	0,015	1,26	0,07	0,12	0,001
K5×2×3	2	0,045	1,1	0,031	0,28	0,0014
K5×3×3	2	0,03	1,26	0,07	0,24	0,002
K7×4×1,5	1	0,0225	1,73	0,125	0,24	0,0028
K5×3×4,5	3	0,045	2,26	0,07	0,36	0,003
K7×4×2	1	0,03	1,73	0,125	0,32	0,0038
K7×4×3	2	0,045	1,73	0,125	0,48	0,0056
K7×4×4	2	0,06	1,73	0,125	0,64	0,0076
K10×6×2	1	0,04	2,51	0,282	0,59	0,0112
K10×6×3	1	0,06	2,51	0,282	0,86	0,017
K10×6×4	2	0,08	2,51	0,282	1,08	0,0224
K10×6×4,5	1	0,09	2,51	0,282	1,3	0,025
K12×8×3	1	0,06	3,14	0,502	1,12	0,03
K10×6×6	2	0,12	2,51	0,282	1,72	0,034
K12×5×5,5	1	0,192	2,67	0,196	2,83	0,038
K10×6×9	2	0,18	2,51	0,282	2,6	0,05
K12×8×6	2	0,12	3,14	0,502	2,24	0,06
K12×5×11	2	0,384	2,67	0,196	5,66	0,076
K12×8×9	3	0,18	3,14	0,502	3,36	0,09
K16×10×4,5	1	0,135	4,08	0,785	3,1	0,106
K16×8×6	1	0,240	3,77	0,502	4,9	0,12
K17,5×8,2×5	1	0,232	4,04	0,528	5,1	0,122
K12×8×15	5	0,3	3,14	0,502	5,6	0,15
K20×10×5	1	0,25	4,71	0,785	6,4	0,196
K16×10×9	2	0,27	4,08	0,785	6,2	0,219
K16×8×12	2	0,48	3,77	0,502	9,8	0,24
K17,5×8,2×10	2	0,464	4,04	0,528	10,2	0,244
K20×12×6	1	0,24	5,03	1,13	6,7	0,271

1. Керко/TDK Switching Power Supplies//EDN. — 1985. — № 15, June 27. — P. 169—196.
2. 115 Switching Power Supplies that do a lot more than supply power...//EDN. — 1985. — № 20, September 5. — P. 263—266.
3. Everett C. High-frequency off-line switching power supplies//EDN. — 1986. — № 8, April 17. — P. 130—135.
4. Лаймен Д. Человек на своем месте//Электроника. — 1986. — № 14. — Т. 59. — С. 93.
5. Гош Дж. Ускорение проектирования заказных источников питания//Электроника. — 1985. — № 20. — Т. 58. — С. 13—15.
6. Правильный выбор источника питания//Электроника. — 1981. — № 12. — Т. 54. — С. 103—120.
7. Пат. 3914679 США, МКИ³ H02M5/453. Источник питания на высоковольтных транзисторах, содержащий ключевой регулятор и преобразователь постоянного тока в переменный ток//Открытия. Изобретения. — 1976. — Вып. 50. — № 1.
8. Шаров Л. Н. Стабилизированный преобразователь с бестрансформаторным входом//Электронная техника в автоматике/Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1974. — Вып. 6. — С. 59—63.
9. Эраносян С. А., Журавлев Б. Н. Особенности построения бестрансформаторных инверторов//Тезисы докладов Всесоюзной НТК «Современные задачи преобразовательной техники». — Ч. 6. — Киев, 1975. — С. 391—395.
10. Мкртчян Ж. А. Электропитание электронно-вычислительных машин. — М.: Энергия, 1980. — 208 с.
11. Моин В. С., Лаптев Н. Н. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергия, 1972. — 512 с.
12. Ромаш Э. М. Транзисторные преобразователи в устройствах питания радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Энергия, 1975. — 176 с.
13. Драбович Ю. И., Комаров Н. С., Марченко Н. Б. Транзисторные источники электропитания с бестрансформаторным входом. — Киев: Наукова думка, 1984. — 160 с.
14. Бас А. А., Миловзоров В. П., Мусолин А. К. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. — М.: Радио и связь, 1987. — 160 с.
15. Мкртчян Ж. А. Основы построения устройств электропитания ЭВМ. — М.: Радио и связь, 1990. — 208 с.
16. Высокочастотные транзисторные преобразователи/Э. М. Ромаш, Ю. И. Драбович, Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко. — М.: Радио и связь, 1988. — 288 с.
17. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 156 с.
18. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/Под ред. Г. С. Найвельта. — М.: Радио и связь, 1985. — 576 с.
19. А. с. 1072026 СССР, МКИ³ G 05 F 1/58. Источник питания с бестрансформаторным входом/В. Р. Бирюков (СССР)//Открытия. Изобретения. — 1984. — № 5.
20. А. с. 1317420 СССР, МКИ³ G 05 F 1/569. Источник питания с бестрансформаторным входом/В. Г. Простаков (СССР)//Открытия. Изобретения. — 1987. — № 22.
21. А. с. 1554092 СССР, МКИ³ H 02 M 7/21. Источник питания с бестрансформаторным входом/С. А. Эраносян (СССР)//Открытия. Изобретения. — 1990. — № 12.
22. А. с. 767937 СССР, МКИ³ H 02 P 13/18. Устройство для управления транзисторным инвертором/С. А. Эраносян, Е. Н. Новосельцев (СССР)//Открытия. Изобретения. — 1980. — № 36.
23. Эраносян С. А., Новосельцев Е. Н., Козелецкий В. Г. Вопросы разработки транзисторного преобразователя с бестрансформаторным входом по переменному току//Магнитопроводниковые устройства автоматики. — Рязань, 1980. — С. 5—9.
24. Источники вторичного электропитания: Справочное пособие/С. С. Букреев, В. А. Головацкий, Г. Н. Гулякович и др.; Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1983. — 280 с.
25. Грейвер Е. С. Ключевые стабилизаторы напряжения постоянного тока. — Связь, 1970. — 152 с.
26. Виленкин А. Г. Импульсные транзисторные стабилизаторы напряжения. — М.: Энергия, 1970. — 64 с.
27. Александров Ф. И., Сиваков А. Р. Импульсные полупроводниковые преобразователи и стабилизаторы постоянного напряжения. — Л.: Энергия, 1970. — 188 с.
28. Куо С. Полумостовой транзисторный инвертор для преобразования энергии постоянного тока//IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation. — 1974. — Vol. IECI-21. — № 4. — P. 249—253.
29. Методика проектирования коммутируемых регуляторов//Толандисута гидзюцу=Транзисторная техника. — 1977. — Июль. — С. 114—131, 182—189.
30. Smith K. L. Ph. D. Switched-mode power supply//Wireless world Electronics. — 1985. — October. — P. 61—64.
31. Поликарпов А. Г., Сергеев Е. Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. — М.: Радио и связь, 1989. — 160 с.
32. Вельтховен, Ван К., Конне Г. Преобразователи с размагничивающей обмоткой в источниках питания//Электроника. — 1978. — № 3. — С. 50—56.
33. Бокуняев А. А. Релейные стабилизаторы постоянного напряжения. — М.: Энергия, 1978. — 88 с.
34. Колканов М. Ф. Релейные стабилизаторы напряжения с внутренней обратной связью//Полупроводниковые приборы в технике электросвязи/Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1974. — С. 14—21.
35. А. с. 559232 СССР, МКИ³ G 05 F 1/56. Ключевой стабили-