

Электронные компоненты

для мощных импульсных источников питания

В статье рассмотрен спектр основных электронных компонентов, необходимых для реализации современных ИВЭ с выходной мощностью 600–5000 Вт. Анализ компонентной базы сделан на основе структуры силовой части типа «входное (сетевое) устройство — корректор коэффициента мощности (ККМ/PFC) — одноконтный прямоходовой (forward) преобразователь» с двумя последовательно включенными силовыми ключами по схеме так называемого «косого» моста. Подробно описаны компоненты основных узлов мощных ИВЭ, таких как сетевой выпрямитель, корректор коэффициента мощности на входе преобразователя напряжения, выходной высокочастотный выпрямитель и фильтр. Приведены параметры и свойства магнитопроводов для накопительных дросселей и силовых высокочастотных трансформаторов. Алгоритм выбора основных компонентов пояснен на примере расчета блоков питания мощностью 1215 Вт (220 В 50 Гц/27 В; 45 А) и 2400 Вт (220 В 50 Гц/48 В; 50 А).

Саркис Эраносян,
К. Т. Н.

sarkiseran@svs.ru

Владимир Ланцов

vlantsov@list.ru

В настоящее время проблемы разработки мало-мощных (от 1 до 50 Вт) импульсных источников вторичного электропитания (ИВЭ) и источников средней мощности (от 50 до 500 Вт) довольно полно описаны в статьях и книгах, как отечественных, так и зарубежных. Кроме того, на рынке продаж достаточно много моделей отечественных и импортных источников питания — AC/DC- и особенно DC/DC-преобразователей. В то же время выбор мощных покупных источников (от 500 Вт до 3–5 кВт и более) существенно меньше. К тому же на практике часто требуются источники со специальными характеристиками. На Всероссийской конференции «Разработка электроники на заказ» (Санкт-Петербург, 3 ноября 2005 года) отмечалось, что «рынок источников питания небольшой мощности перенасыщен, а рынок заказных, в первую очередь, мощных источников еще далек от насыщения».

Мощные источники сегодня востребованы достаточно широко, и потребность в них будет расти. Они используются в системах бесперебойного питания, в радиопередающей и различной аналитической аппаратуре, лазерной технике и т. п. Вместе с тем, по мнению авторов, нигде комплексно и достаточно полно не рассмотрены алгоритм выбора современных электронных компонентов и их номенклатурный набор, ориентированный именно на разработку мощных источников питания. В то же время особенности структуры, схемотехники и характеристики источников (КПД, показатели электромагнитной совместимости, надежности функционирования, масса и габариты) в значительной степени определяются типами использованных компонентов.

Типовые структуры и некоторые замечания по выбору компонентов

Для большей наглядности и конкретики предложено это сделать на основе одной из распространен-

ных структур и схемотехники мощного импульсного источника, структуры типа «входной выпрямитель — корректор коэффициента мощности (ККМ/PFC) — одноконтный прямоходовой (forward) преобразователь» с двумя последовательно включенными силовыми ключами. Такая структура может без особой сложности обеспечить выходную мощность источника от 500 до 1500 Вт при частотах преобразования 100–250 кГц и правильном выборе силовых компонентов. Для обеспечения большей выходной мощности до 5000 Вт целесообразно использовать схему сдвоенного одноконтного преобразователя, в котором силовые ключи ведомого преобразователя работают со сдвигом по фазе на 180° (относительно ключей ведущего преобразователя). При этом принципиально, что выходные обмотки силовых трансформаторов обоих преобразователей через высокочастотные (ВЧ) выпрямители работают на общий выходной фильтр. Другой путь построения мощных блоков питания связан с использованием квазирезонансных ИВЭ (аналогичных модулям фирмы Vicor). Преобразователь с мощностью в несколько киловатт также может быть выполнен одинарным (по одноконтной структуре) с силовым ключом на мощном биполярном транзисторе с изолированным затвором (БТИЗ/IGBT). Однако сегодня частота преобразования на IGBT составляет не более 100–150 кГц (реально не более 100 кГц).

Прежде чем перейти к анализу компонентной базы, на основе которой выполняются типовые узлы мощных ИВЭ, отметим некоторые особенности разработки именно такого рода силовых устройств:

Разумные ограничения номенклатуры компонентной базы. Это касается, прежде всего, ограничения возможности выбора силовых транзисторов и диодов, так сказать «снизу», то есть практически для любого источника можно использовать компоненты, рассчитанные только на токи большие, чем заданные. В то же время при разработке ИВЭ малой

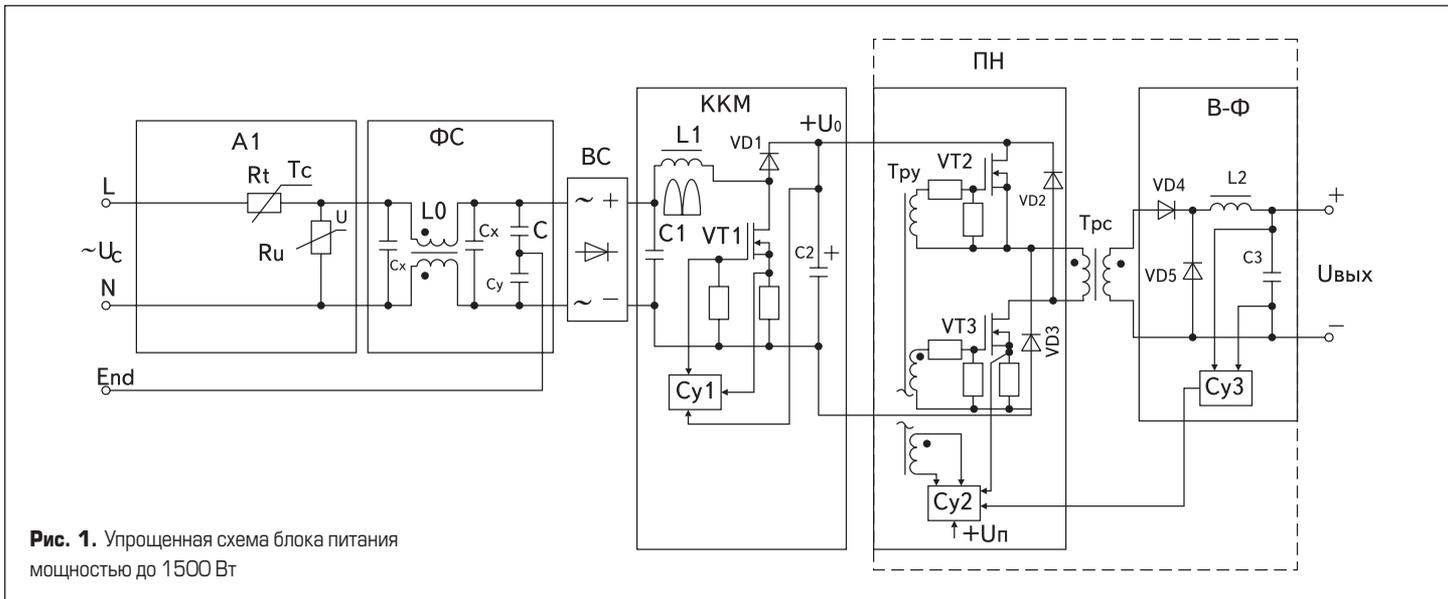


Рис. 1. Упрощенная схема блока питания мощностью до 1500 Вт

и средней мощности, как правило, рабочие токи меньше 3–5 А. Это позволяет в ряде случаев использовать силовые компоненты с большим запасом по току и, соответственно, с меньшим сопротивлением открытого канала МОПТ- или MOSFET-транзистора. Тем самым удастся снизить статические потери мощности; одновременно повышается надежность работы блока питания в предельных или аварийных режимах. Для мощных блоков питания такая возможность существенно ограничена. Как показывает анализ номенклатуры силовых ВЧ-диодов и MOSFET ведущих фирм-производителей, доля компонентов для применения в ИВЭ мощностью от 600 Вт до 5 кВт составляет 15–20% всего типоминимального ряда элементов.

Характеристика схемы управления мощного блока. Речь идет о соотношении мощности и объема системы управления относительно аналогичных параметров силовой части. Расчеты показывают, что мощность системы управления в сетевых блоках мощностью от 600 Вт до 5 кВт составляет 1–0,3%. При этом по объему узел управления составляет 2,0–1,2% от всего объема блока. Такое соотношение объясняется тем, что в настоящее время удельная объемная мощность для маломощных (5–12 Вт) служебных ИВЭ может достигать значений 60–80 Вт/дм³. В результате этого достаточно просто (в сравнении с ИВЭ средней мощности) решается проблема оптимизации системы управления.

Модульный синтез мощных сетевых блоков. И наконец, как показано в работах [1, 2], мощные источники питания хорошо синтезируются с помощью набора унифицированных силовых модулей, а еще лучше — интегрированных силовых модулей (SIPM). Причем в процессе создания более высоких технологий и внедрения новой компонентной базы, можно оперативно модернизировать ранее разработанные силовые устройства путем замены определенного типового модуля на более современный. С той же особенностью связана основная концепция разработки мощных ИВЭ, которая заключается в дополнительных мерах по повышению надежности этих блоков путем резервирования маломощного слу-

жебного узла питания «своих» цепей управления, а также использования специальных микроконтроллеров и цифровых сигнальных процессоров (DSP-контроллеров). Благодаря этим дополнительным современным устройствам возникают сервисные функции: диагностика работы основных энергонапряженных узлов и компонентов, выполнение различных измерительных задач, регистрации и запоминания нестационарных и предаварийных режимов и т. п. Таким образом обеспечивается анализ и мониторинг предельных режимов силовых элементов с целью предупреждения их повреждения. Соответственно, при проведении регламентных работ можно осуществлять предупредительную замену ненадежных узлов в мощном блоке питания.

С целью систематизации рассмотрения параметров современной компонентной базы для мощных ИВЭ предложены две типовые схемы сетевых блоков с ККМ на основе:

- одинарного однотактного прямоходового преобразователя (рис. 1);
- сдвоенного однотактного прямоходового преобразователя (рис. 2).

Рассмотрим основные устройства (узлы) и компоненты схемы ИВЭ (рис. 1). Выбор конкретных компонентов для рассматриваемого источника приведен ниже (пример 1).

Входное устройство. Во входной цепи (A1) однофазного переменного тока (220 В 50 Гц) последовательно включен мощный ограничитель пусковых токов (Inrush current limiter) — терморезистор (термистор) Rt с отрицательным температурным коэффициентом (NTC). Для ограничения импульсных перенапряжений, амплитуда которых может достигать 2 кВ (и даже 4 кВ), применен высоковольтный быстродействующий варистор RU. Сетевой помехоподавляющий фильтр (ФС) типа CxLCxCy осуществляет как подавление электромагнитных помех со стороны сети, так и со стороны самого импульсного ИВЭ. Сетевые фильтры могут применяться как в виде готовых узлов, так и выполняться на печатной плате из «рассыпных» дискретных компонентов (дроссели, помехоподавляющие конденсаторы). Типовые фильтры мощных ИВЭ выполняются по схемам C LC CyL-типа или двойного П-образного

фильтра. Преимущество фильтра на «рассыпных» компонентах — меньшая стоимость, удобство компоновки, возможность выбора параметров элементов. Важно и то обстоятельство, что имеется больше возможностей для комплексного подавления сильных электромагнитных помех со стороны самого ИВЭ. Выпрямительный мост (BC) должен выбираться с максимальным обратным напряжением URRM, равным 600, 800, 1000 В, и выпрямленным током I₀, равным 8–50 А, в зависимости от мощности источника.

Корректор коэффициента мощности (ККМ) является повышающим (до напряжения U_o = +350–400 В) импульсным стабилизатором выпрямленного сетевого напряжения. В настоящее время за рубежом и в России наиболее перспективными являются импульсные источники питания с активной коррекцией коэффициента мощности ККМ (Power Factor Correction — PFC). Такие корректоры мощности обеспечивают практически синусоидальную форму потребления тока из сети и способны нормально функционировать в расширенном диапазоне изменения входного сетевого напряжения частоты 47–400 Гц. Вступившие в действие в Европе и в других развитых странах новые стандарты по электромагнитной совместимости (EN61000-3-2; МЭК/IEC 6100-3-2 и др.) вызвали в России появление аналогичных стандартов, например ГОСТ Р 51317.3-2-99.

Основные элементы ККМ: силовой ключ VT1, бустерный диод VD1, накопительный дроссель L1, выходной буферный конденсатор C2, схема управления (Cy1) на основе специального контроллера. Силовой ключ — чаще всего мощный высоковольтный (600, 800 В) MOSFET на токи 20–60 А, имеющий низкое сопротивление открытого канала сток-исток (RDSon = 0,05–0,3 Ом) и высокое быстродействие: суммарное время включения (t_{on}) и выключения (t_{off}) должно быть порядка 50–100 нс. Также могут быть использованы IGBT: быстродействующие (fast) и сверхбыстродействующие (ultrafast), способные работать на высоких частотах 50–150 кГц. Такие MOSFET и IGBT выпускаются зарубежными фирмами IR, Infineon, Advanced Power Technology (APT), IXYS и другими.

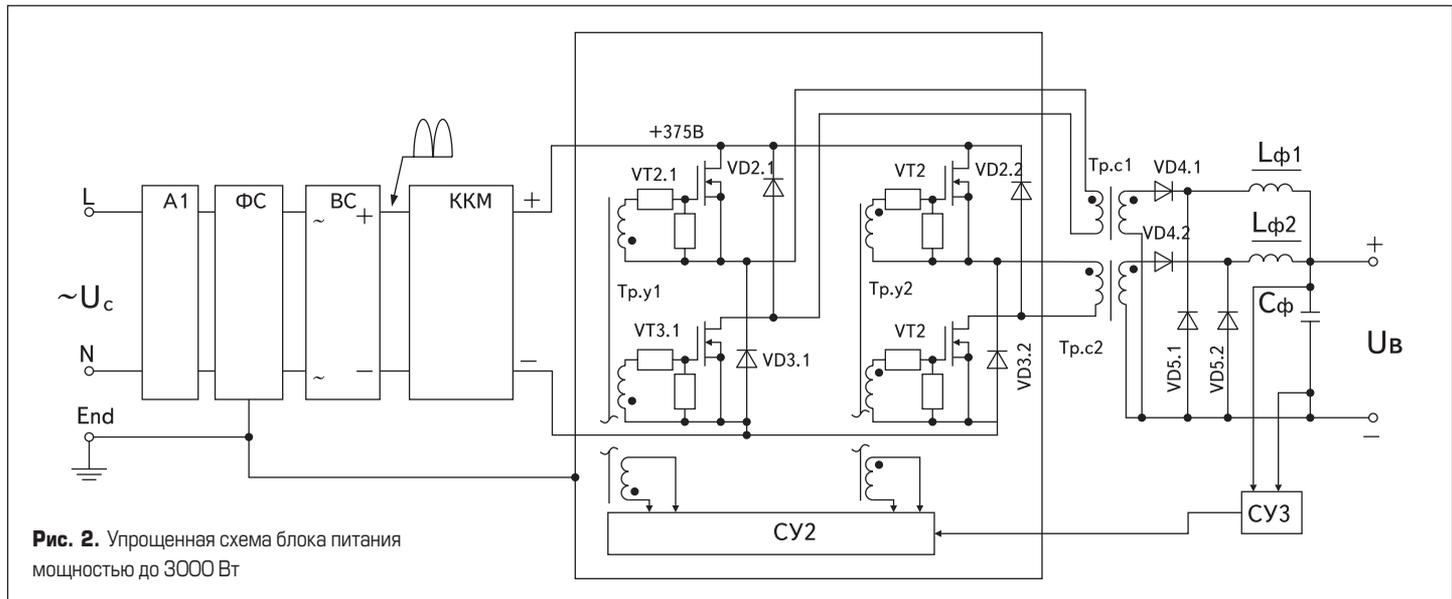


Рис. 2. Упрощенная схема блока питания мощностью до 3000 Вт

Диод VD1 должен иметь обратное напряжение URRM не ниже 600 В, а время восстановления обратного сопротивления t_{tr} — десятки наносекунд. Поэтому обычно использовались FRED-диоды со сверхбыстрым восстановлением (ultrafast recovery). Еще лучшие результаты в настоящее время дает применение диодов Шоттки из карбида кремния (SiC), у которых минимальное значение t_{tr} , по мнению разработчиков, близкое к нулю — Zero recovery. Их применение позволяет отказаться от использования дополнительной подсхемы с так называемым мягким преключением силового транзистора (ZVS-ключом). Технологией производства SiC-диодов Шоттки владеют зарубежные фирмы Cree Inc., IR, Infineon, APT, IXYS и другие. В России такую технологию освоило НПП «ТЭЗ» (Томилино), но для сравнительно слаботочных диодов [3].

Накопительный дроссель (L1) чаще всего выполняется на кольцевых сердечниках из молибденового пермаллоя, например, МП140, МП250 или их зарубежных аналогов. Возможно его выполнение и на сердечниках из аморфного железа [4]. (Об этом подробнее будет рассказано в одном из примеров.) Обычные требования к дросселю: индуктивность 200–1000 мкГн, эффективный ток 5–50 А, минимальные паразитные параметры (Cs), максимально допустимое импульсное напряжение — не менее 500 В. Выходной (буферный) конденсатор (C2) включает один высокочастотный, например, полипропиленовый, а другой электролитический с напряжением ≥ 450 В и низким выходным импедансом на частотах пульсаций (не менее 100 кГц). Увеличение емкости C2 сверх расчетных значений обычно связано с необходимостью обеспечения стандартного времени удержания напряжения на выходе источника при пропадании одного периода переменного сетевого напряжения (20 мс). С этой целью приходится применять параллельное соединение конденсаторов для удобства компоновки.

Преобразователь напряжения (ПН) (DC/DC) — однотактный прямоходовой по схеме так называемого «косого» моста. В «высоковольтном» ($U_0 = 350\text{--}400$ В) инверторе к силовым ключам, работающим синхронно, в полной

мере относятся все ранее сделанные замечания и рекомендации для ключей KKM. Это тем более справедливо, что ключи инвертора работают при вдвое меньшем напряжении на их выводах. Диоды VD2 и VD3, рекуперирющие энергию намагничивания силового трансформатора Tr.c на вход преобразователя (выход KKM), должны иметь обратное напряжение URRM не ниже 600 В, токи порядка $I_F AV = 2\text{--}5$ А и время обратного восстановления $t_{tr} = 35\text{--}80$ нс. Управление силовыми ключами производится от схемы управления (CY2) на основе ШИМ-контроллера с развязкой посредством управляющего трансформатора Tr.y. Сегодня больше внимания уделяется различным моделям драйверов, что проще при проектировании и изготовлении источников. Тем не менее, по мнению авторов, управляющие трансформаторы не потеряли своего значения и в наши дни, а в некоторых применениях они позволяют обеспечить большую надежность, особенно при возникновении различных аварийных ситуаций

Выходной ВЧ-выпрямитель (диоды VD4, VD5) выполнен на мощных диодах Шоттки, имеющих наименьшее падение напряжения порядка $U_F = 0,35\text{--}0,65$ В (величина которого уменьшается при нагреве), токи 20–80 А, а также традиционно малое время восстановления ($t_{tr} = 35\text{--}75$ нс). Обратное напряжение диодов Шоттки должно быть порядка 45–200 В, в зависимости от величины выходного напряжения источника. Для рассматриваемой схемы важно, что выпускаются «двойки» диодов Шоттки с общим катодом в одном корпусе. Возможно параллельное соединение диодов для уменьшения токов через них, прямого падения напряжения и, следовательно, уменьшения потерь мощности. Сглаживающий фильтр ВЧ-пульсаций LC-типа для простоты изображен однозвенным. Вместе с тем на практике в фильтре устанавливается еще одно более высокочастотное LC-звено для лучшего подавления коммутационных выбросов. При низких выходных напряжениях (≤ 15 В) и больших токах предпочтительнее использовать схему синхронного выпрямителя на низковольтных (≤ 50 В) MOSFET-транзисторах, обладающих сверхнизким сопротивлени-

ем канала в открытом состоянии (единицы миллиом).

Схема импульсного ИВЭ на основе сдвоенного однотактного прямоходового преобразователя (сдвоенный «косой» мост) представлена на рис. 2.

В таком преобразователе силовые ключи ведомого преобразователя работают со сдвигом по фазе на 180° относительно ключей ведущего преобразователя. Такая схема позволяет получить большую выходную мощность — 1500–5000 Вт. По структуре и схемотехнике входное устройство A1, ΦС, BC и корректор коэффициента мощности KKM аналогичны ранее рассмотренной схеме ИВЭ с одинарным преобразователем (рис. 1). Но естественно, что указанные устройства рассчитаны на большую мощность (пример 2). Одинарные инверторы преобразователя (на силовых ключах VT2.1, VT3.1 и VT2.2, VT3.2) работают каждый на свой (но идентичный) силовой трансформатор Tr.C1 и Tr.C2. Выходные ВЧ-выпрямители (VD4.1, VD5.1 и VD4.2, VD5.2) через «свои» сглаживающие дроссели (Lф.1, Lф.2) подсоединены к общему выходному конденсатору (C3). Отметим, что частота ВЧ-пульсаций на конденсаторе C3 равна удвоенной частоте преобразования, что является дополнительным доводом в пользу подобной схемы. В остальном, все ранее сделанные замечания и приведенные соображения по отдельным устройствам (узлам), а также сформулированные требования по выбору электронных компонентов в целом идентичны схеме ИВЭ (рис. 1).

Основные компоненты мощных импульсных источников питания

Терморезисторы. В качестве терморезистора могут быть использованы, например, отечественные, типа TP-10, или более мощные зарубежные модели серии SG фирмы Rhopoint, B5723xSxxxM (Epcos) [5, 6] и другие. Начальное сопротивление термисторов (без тока — «холодный») в зависимости от типа составляет 40–0,5 Ом, а под током («горячий») 0,6–0,01 Ом.

Варисторы. В качестве защитных компонентов от импульсных перенапряжений

Таблица 1. Параметры MOSFET-транзисторов

Наименование (фирма)	Технология	UDSS, В	ID, А 25 °С	PD, Вт	RDS on, Ом	tr/tf, нс/MOS	ttr, нс (Qrr, мкКл)/диод	Корпус
КП1809Б (Россия)		500	10	100	0,6	50/100	нет	ТО-3
IRP460 (IR)	HEXFET	500	20	280	0,27	77/43	570 (6,6)	ТО-247 АС
IXFN48N50Q (IXYS)	HiPerFET	500	48	500	0,1	22/10	250 (1,0)	SOT-227B
IXFH20N60Q (IXYS)	HiperFET	600	20	298	0,35	20/20	250 (0,85)	ТО-247AD
IPW60R099CS (Infineon)	CoolMOS	600	31	255	0,099	5*/5*	450 (12,0)	PG-TO-247-3
IRFPS40N60K (IR)	HEXFET®	600	40	570	0,11	110/60	630 (14,0)	Super-247
IXFK52N60Q2 (IXYS)	HiPerFET	600	52	735	0,115	13/5	250 (1,0)	ТО-264
IXFN60N60 (IXYS)	HiPerFET	600	60	694	0,075	52/26	250 (1,5)	SOT-227 В
IPW60R045CS (Infineon)	CoolMOS	600	60	431	0,045	20/10	660 (17,0)	PG-TO-247
IXFK70N60Q2 (IXYS)	HiPerFET	600	70	890	0,08	25/12	250 (1,2)	SOT-227 (ISOTOP)
SPP17N80C3 (Infineon)	CoolMOS	800	17	208	0,3	15/16	550	P-TO247-3-1
IXFN38N80Q2 (IXYS)	HiPerFET	800	38	735	0,22	16/12	250 (1,0)	SOT-227 В

(импульсы длительностью от десятков наносекунд до сотен микросекунд) используются металлоокисные варисторы (SIOV). Могут применяться отечественные варисторы, например, типа ВР-12. Но более широкое применение находят импортные дисковые варисторы зарубежных фирм, например, типа VR-595 (Philips), типа VxxxLA (xxx — значение переменного напряжения) фирмы Littelf и особенно фирмы Epcos [5]. При применении на входе сети (220 В 50 Гц) выбираются мощные дисковые варисторы этой фирмы с диаметром диска 16,5 и 22,5 мм. В частности, для Ø16,5 мм и номинала 275 В (50 Гц) варистор В72214S271К101 имеет напряжение срабатывания 430 В (1 мА), максимальную неразрушающую энергию $E_{max} = 71$ Дж, максимальный импульсный ток $I_{max} = 4500$ А. У варистора В72220S271К101 (Ø22,5мм) такие данные: $E_{max} = 151$ Дж, $I_{max} = 8500$ А_{имп}.

Сетевые помехоподавляющие фильтры.

Преимущество готовых (покупных), например, однофазных фильтров типа FN2070-х/06 (Schaffner) [7] — это рациональная компоновка и наличие экрана. Готовый покупной фильтр обеспечивает нормированный коэффициент подавления помех, например 30–80 дБ в стандартном диапазоне частот 0,15–30 МГц. Фильтр рассчитан на рабочие токи 6, 10, 12, 16 А.

Выпрямительные однофазные мосты.

Для примера укажем выпрямительные мосты фирмы International Rectifier (IR): 8BGB06 (URRM = 600 В; I₀ = 8 А); 26MB80A (800 В; 25 А); 36MB100 А (1000 В; 35 А) [8].

Силовые ключи. В таблице 1 приводятся основные параметры и особенности некоторых моделей высоковольтных MOSFET [5–12], оптимальных для использования в ККМ и преобразователях большой мощности.

В частности, в их числе транзисторы на 500, 600 и 800 В по технологиям CoolMOS, HiPerFET [3]. Для примера укажем некоторые модели:

- IXFN48N50Q (IXYS): UDSS = 500 В, ID = 48 А, PD = 500 Вт, RDS on = 0,1 Ом:
 - (tr/tf) = (20/10) нс;
 - встроенный антипараллельный диод — ttr = 250 нс (ток 1 А);
 - корпус SOT-227B (Isotop);
- IPW60R045CS (Infineon): UDSS = 600 В, ID = 60 А PD = 431 Вт, RDS on = 0,045 Ом:
 - (tr/tf) = (22/10) нс;
 - встроенный антипараллельный диод — ttr = 660 нс (ток 17 А);
 - корпус ТО-247 В.

Как известно, MOSFET-ключи можно включать параллельно, для уменьшения величины сопротивления открытого канала и увеличения выходной мощности.

Также для силовых ключей могут быть использованы IGBT: быстродействующие (fast) и «сверхбыстродействующие» (ultrafast), основные параметры и особенности которых указаны в таблице 2 [5–12].

В настоящее время такие IGBT выполняют по новым технологиям NPT, WARP, TRENCH и другим, что позволяет снизить величину напряжения насыщения коллектор-эмиттер UCE sat и повысить быстродействие. Рабочий диапазон частот IGBT, приведенных в таблице 2, — от 50 кГц (APT25GT120BRDQ2 — на 1200 В/54 А) до 150 кГц (IRG4PC40W — на 600В/40 А). Отметим, что в таблице 2 предельные значения токов со знаком * приведены при повышенной температуре 100 ±10 °С (для разных фирм по-разному, т. е. 90, 100 или 110 °С). Для повышения быстродействия некоторые модели IGBT не имеют встроенного антипараллельного диода, что позволяет совместно

с ними использовать дискретные высоковольтные, более быстродействующие диоды. Это могут быть FRED-и Ultra FRED-диоды на напряжения 600, 1000 или 1200 В (табл. 3). В последнее время большой интерес вызывают высоковольтные (600 В) диоды Шоттки на основе карбида кремния (табл. 5), которые обладают временем восстановления обратного сопротивления (trr) в два с лишним раза меньшим и более «мягкой» характеристикой восстановления, чем лучшие представители эпитаксиальных быстродействующих диодов. Для примера приведем основные характеристики IGBT по NPT-технологии:

- APT40GT60BR (APT): UCES = 600 В, IC = 40*/80 А, UCE sat = 2,5 В, PCE max = PD = 345 Вт;
 - (tr/tf) = (110/ 500)нс;
 - без диода;
 - fmax =150 кГц;
 - корпус ТО-247.

Быстродействующие высоковольтные диоды.

В таблице 3 приведены основные характеристики и особенности некоторых импортных высоковольтных (600, 1000 и 1200 В) диодов повышенной и большой мощности с высоким быстродействием, так называемых fast-FRED- и ultrafast-Ultra FRED. Представлены диоды фирм IR, IXYS, APT, у которых диапазон по среднему прямому току составляет от 8 до 60 А, время восстановления — от 20 нс (при токе 1 А) до 400 нс (при токе 60 А). Отметим, что за исключением некоторых случаев, значение времени восстановления стандартно приводится для тока 1 А. В этой связи разработчику приходится обязательно анализировать кривые восстановления, приводимые в data sheets, а иногда и запрашивать фирму-производителя. Из приведенных моделей в данном смысле наилучшим значением времени восстановления обладает 15ETH06S (IR), у которого ttr = 22 нс (1 А) и 35 нс (15 А) при выполнении как в корпусе ТО-220FP, так и в D2-Pak (SMD-220).

Диоды Шоттки. Применение диодов Шоттки (ДШ), как известно, позволяет минимизировать главным образом статические потери (малое UFM), но и их динамические потери при запираии диода не хуже, чем у FRED-диодов. В таблице 4 приведены основные характеристики и особенности большого количества низковольтных (80, 100, 150 и 200 В) ДШ зарубежных фирм (IR, IXYS, APT) повышенной и большой мощности. Конструктивно они выполнены в корпусах ТО-220, ТО-247, SOT-227В и в корпусах для поверхностного монтажа типа D2-Pak (SMD-220).

Таблица 2. Параметры IGBT-транзисторов

Наименование (фирма)	Технология	UCES, В	IC*/IC, А (Т*/25 °С)	PD (PCE max), Вт	UCE (sat), В	td on/tr // td off/ tf, нс/IGBT	ttr, нс/диод	Etot, (Eoff), мДж	Диапазон частот, кГц	Корпус
IRG4PC40W (IR)	WARP	600	20*/40	160	2,5	–	без диода	–	60–150 кГц	ТО-247АС
IRGB20B60PD1 (IR)	WARP	600	20*/40	215	2,35	–	–	–	60–150 кГц	ТО-220AB
APT30GT60BRDQ2 (APT)	NPT IGBT	600	30*/64	250	2,5	12/20//245/100	(0,6)	1,4 (0,83)	до 100 кГц	ТО-247
APT40GT60BR (APT)	NPT IGBT	600	40*/80	345	2,5	30/110//310/500/	без диода	1,75–4,0	до 150 кГц	ТО-247
IRGP50B60PD1 (IR)	WARP	600	45*/75	390	2,35	–	–	–	до 100 кГц	ТО-247
IXGH50N60C2 (IXYS)	HiPer Fast IGBT	600	50*/75	400	2,7	18/25//115/48	без диода	(0,38–0,7)	до 150 кГц	ТО-247AD
IRG4PF50WD (IR)	WARP	900	28*/51	200	2,7	26/220	без диода	–	20–100 кГц	ТО-247АС
APT25GT120BRDQ2 (APT)	NPT IGBT	1200	25*/54	347	3,7	14/27//150/38	(1,86)	1,65 (0,72)	50 кГц	ТО-247

Таблица 3. Параметры ultrafast recovery-диодов

Наименование (фирма)	Особенности	URRM, В	IF(AV), А	UFM, В	t _{rr} , нс (IF(AV), А)	Корпус
8EWF06S (IR)	1 диод	600	8,0	1,2	55 (1,0)	D-Pak (То-252AA0)
15ETH06S (IR)	—	600	15,0	1,8–2,2	22 (1,0), 35 (15,0)	D2-Pak (SMD-220)
15ETH06FP (IR)	—	600	15,0	1,8–2,2	22 (1,0), 35 (15,0)	TO-220FP
DSEI 2x30-06C (IXYS)	2 свободных диода	600	30,0	1,6	50 (1,0)	SOT-227B
DSEI 30-06A (IXYS)	1 диод	600	30,0	1,6	50 (1,0)	TO-247AD
DSEI 60-06A (IXYS)	1 диод	600	60,0	1,8	50 (1,0)	TO-247AD
DSEI 30-10A (IXYS)	1 диод	1000	30,0	2,4	50 (1,0)	TO-247AD
HFA16TB120S (IR)	1 диод	1200	16,0	3	30 (1,0)	D2-Pak
HFA30PB120 (IR)	1 диод	1200	30,0	3	37 (1,0)	TO-247AC
APT 2x61D120J (APT)	2 свободных диода	1200	53	2,5	38 (1,0); 400 (60,0)	SOT-227 B (ISOTOP)

Таблица 4. Параметры диодов Шоттки

Наименование (фирма)	Особенности	URRM, В	IF(AV), А	UFM, В	t _{rr} , нс	Корпус
40CPQ080 (IR)	2 диода, общий катод	80	40	0,77	—	TO-247AC
40CTQ080GS (IR)	—	80	40	0,81	—	D2-PAK
83CNQ80A (IR)	—	80	80	0,67	—	D61-8
DSS2x111-008A (IXYS)	2 свободных диода	80	110	0,84	—	SOT-227B
63CPQ100A (IR)	—	100	60	0,64	—	TO-247AC
83CNQ100A (IR)	—	100	80	0,67	—	D61-8
DSS2x160-01A (IXYS)	2 диода, общий катод (основание)	100	160	0,92	—	SOT-227 B (не изолирован)
60CTQ150S (IR)	—	150	20	0,83	—	D2-Pak
40STQ150 (IR)	—	150	40	0,93	—	TO-220AB
60CPQ150 (IR)	—	150	60	0,85	—	—
80CPQ150 (IR)	—	150	80	0,86	—	TO-247AC
DSS2x101-015A (IXYS)	2 свободных диода	150	100	0,9	—	SOT-227 B
APT60S20B (APT)	1 диод	200	75	0,8–0,9	55 (80 А)	ISOTOP (SOT-227 B)
APT2X101D20J (APT)	2 свободных диода	200	100 (120)	0,95	55 (100 А)	TO-247
APT100S20 (APT)	1 диод	200	120	0,95	70 (100 А)	TO-247
DSS2x101-02A (IXYS)	2 свободных диода	200	100	0,94	—	SOT-227 B

Таблица 5. Параметры диодов Шоттки из карбида кремния

Наименование	Особенности	URRM, В	IF(AV), А (160 °С)	UFM, В (25 °С)	Q, нКл	Корпус
CSD06060A	1 диод	600	6	1,8	17	TO-220-2
CSD10060A	1 диод	600	10	1,8	28	TO-220-2
CSD20060D	2 диода, общий катод	600	20 (2 10)	1,8	28	TO-247-3
CSD05120A	1 диод	1200	5	1,8	28	TO-220-2
CSD10120A	1 диод	1200	10	1,8	61	TO-220-2
CSD20120D	2 диода, общий катод	1200	20 (2 10)	1,8	61	TO-247-3

Для низковольтных ДШ характерно, что много моделей выполняется «двойкой». То есть в одном корпусе размещены или 2 свободных диода, или 2 диода, имеющие общий катод и свободные аноды. При больших токах (десятки и сотни ампер) для уменьшения потерь мощности осуществляют параллельное соединение ДШ, но с установкой на общем теплоотводящем радиаторе.

Диоды Шоттки на основе карбида кремния (SiC). Такие диоды иначе называют диодами Шоттки второго поколения. SiC-диоды Шоттки позволяют создавать устройства меньшего размера при тех же или лучших характеристиках, по сравнению с предыдущим поколением. При этом немаловажно, что себестоимость изготовления может быть снижена на 30–50%. Эти диоды идеально подходят для применения в активных ККМ/PFC в мощных импульсных источниках питания. Благодаря также повышенной температурной устойчивости, SiC-диоды Шоттки способствуют повышению общей надежности импульсных

ИБЭ. Прогнозируется, что объем продаж этих ДШ будет постоянно расти, и, соответственно, стоимость их начнет снижаться. Технологиями изготовления диодов Шоттки на основе карбида кремния обладают многие зарубежные фирмы — Cree, Infineon, IXYS, APT, IR и другие. Однако достаточно широкую номенклатуру SiC-диодов Шоттки, в том числе до токов 20 А, пока предлагает только фирма Cree. В таблице 5 приведены основные характеристики и особенности диодов Шоттки на основе карбида кремния фирмы Cree [5]. Диоды обладают минимальным временем восстановления (Zero recovery). Так, у SiC-диода Шоттки типа CSD20060B в корпусе TO-247: URRM = 600 В, IFM = 20 А, UF = 1,8–2 В, t_{rr} ≈ 20 нс.

Электролитические конденсаторы. Для применения в высокочастотных импульсных ИБЭ, работающих на частотах 100–250 кГц, необходимы электролитические конденсаторы с низким выходным импедансом в рабочем диапазоне пульсаций. Диапазон рабочих напряжений 15–450 В, величина емкости соответственно

220–4700 мкФ, большой срок службы. В частности, конденсаторы серии EXR фирмы Hitano обладают малым импедансом (данные приведены на частоте 100 кГц) [15–17].

Сердечники накопительных дросселей удобно выполнять на кольцевых магнитопроводах из молибденового пермаллоя, например МП-140, МП-250 или их зарубежных аналогов.

Контроллеры ККМ сейчас не являются дефицитом, и количество их существенно расширилось. Многие фирмы активно продвигают свои контроллеры, в их числе Motorola, Unitrode/Texas Instruments, Infineon, Linear Technology и другие. Предлагаются контроллеры, выполненные как в виде интегральных микросхем, так и в виде минипечатных плат на компонентах для планарного и поверхностного монтажа.

Интегрированные силовые модули (ИСМ или ИРМ). В последнее время широкое развитие получают интегрированные силовые модули (ИСМ/ИРМ — Integrated Power Modules). Имеется информация, что уже сейчас зарубежные фирмы (IR, Infineon, APT, IXYS и другие) осваивают и рекламируют такие ИРМ, как активный ККМ, однотактный ПН и другие узлы (устройства) для импульсных ИБЭ. Некоторые аспекты этой проблематики в России авторы изложили в нескольких работах [1, 2, 18].

Для иллюстрации возможности построения блоков питания с использованием приведенных выше таблиц компонентов был проведен подробный расчет для двух типов ИБЭ. Пример 1: блок питания на выходное напряжение U_в = 27 В и ток нагрузки I_н = 45 А. Пример 2: блок питания на напряжение U_в = 48 В и ток нагрузки I_н = 50 А.

Общий алгоритм расчета мощных ИБЭ состоит из двух этапов. На первом проводится оценочный расчет основных электрических параметров для силовых транзисторов и диодов блока.

Первый этап. Оценка параметров проводится следующим образом.

Найдем мощность потребления от узла ККМ преобразователем напряжения (ПН). Для этого необходимо задать прогнозируемый КПД преобразователя. При выходной мощности ИБЭ от 1 до 5 кВт он может находиться в пределах от 0,88 до 0,94, в зависимости от «высоковольтности» выходного напряжения. Для рассматриваемых примеров ИБЭ выберем η_{пн} = 0,9. Теперь мощность, потребляемая от ККМ, составит:

$$P_{вх.пн} = P_n / \eta_{пн}$$

где P_н = U_в × I_н, а η_{пн} — прогнозируемый КПД преобразователя.

Оценим параметры силовых диодов ВЧ-выпрямителя.

В соответствии со схемами, представленными на рис. 1 и 2, амплитуда тока через диоды VD4, VD5 равна току нагрузки I_н. В связи с большими статическими потерями мощности в выходном выпрямителе необходимо использовать параллельное соединение диодов Шоттки. Таким образом, допустимый ток выбранного диода должен находиться

Таблица 6. Расчетные параметры блока питания 27 В, 45 А

Узлы компонента		Тип, типонаимал, (фирма), параметры	Потери мощности, Вт	
			в компонентах	в узлах
А1	Rt	B57364S109M (Epcos): R0 = 1 Ом ±20%; Imax = 16 А, В = 2800	РΣ = 8,2	8,2
	Ru	B72214S271K101 (Epcos): 275 Вэф /430 В = (1 мА)/ Emax = 71 Дж/4500 Аимп	—	
ФС		FN2070-10/06 (Schaffner) [2]: Uф = 0–250 Вэф 50 Гц, Iф = 10 Аэф {L = 2×4,5 мГн, Cx = 1 мкФ, Cy = 2×4,7 нФ}	РΣ ≈ 2,0	2,0
BC		26MB60A (IR): URRM = 600 В, I(AV) = 25 А	РΣ = 13,3	13,3
ККМ 200 кГц	L1	L1 = 360 мГн МП140 К44×28×10,3 ΔВ = 0,06 Тл; W = 55 ∅1,5 мм Rw = 0,024 Ом	Рст = 1,5 Рм = 2,5 РΣ = 4,0	37,7
	VT1	IXFN48N50Q (IXYS): UDSS = 500 В, ID = 48 А, RDS on = 0,1 Ом	Рстат = 3,4 Рдин = 14,5 РΣ = 17,9	
	VD1	CSD10060A (CREE): URRM = 600 В, I(AV) = 10 А, UFM = 1,8 В	Рстат = 8,6 Рдин = 7,2 РΣ = 15,8	
	C1	K73-50-500 В – 1,5 мкФ (4 шт. параллельно)	—	
	C2	EXR – 100 мкФ, 450 В (Hitano): (14 шт. – параллельно/вариант 1) + K78-12-500В-10 мкФ (3 шт. – параллельно)	—	
ПН 200 кГц	VT2, VT3	IXFN48N50Q (IXYS): UDSS = 500 В, ID = 48 А RDS on = 0,1 Ом	Рстат = 2,7 Рдин = 11,2 РΣVT2(3) = 13,9 РΣ = 27,8	42,8
	VD2, VD3	8EWF06S (IR): URRM = 600 В, I(AV) = 8 А; trr = 60 нс	РΣVD2(3) = 1,0; РΣ = 2,0	
	Тр.С	ПК30×16 2500НМС1 ΔВ = 0,064Тл W1 = 66, Rw1 = 0,089 Ом W2 = 12, Rw2 = 0,0036 Ом	Рст = 5,6 Рм = 7,4 РΣ = 13,0	
VD4, VD5	83CNQ100A (IR) URRM = 100 В, I(AV) = 0 А, UFM = 0,67 В (включены 2 диода параллельно — для VD4 и VD5)	Рстат Σ = 13,5 Рдин Σ = 50 РΣ = 63,5	66,9	
L2	L2-1 = L2-2 = 190 мГн (параллельно) МП 250 К44×28×10,3 ΔВ = 0,03 Тл; W = 29 2×∅2,02 мм, Rw = 0,004 Ом	Рст = 0,7 Рм = 2,7 РΣ = 3,4		
C3	K53-37-32В – 15 мкФ (2 шт. параллельно) и EXR – 470 мкФ, 63 В (Hitano) – накопительный параллельно)	—		

в пределах 1,5–2,5 I_н. В наших примерах ток диодов I(AV) лежит в диапазоне 70–120 А. Допустимое обратное напряжение диодов U_{RRM} однокатных преобразователей, изображенных на рис. 1 и 2, находится в пределах 2,5–3,2 U_в. Таким образом, для ИВЭ (пример 1): U_{RRM} = 70–90 В, а для ИВЭ (пример 2): U_{RRM} = 120–160 В.

Оценим параметры силовых транзисторов ПН. Предельную амплитуду импульса тока через транзисторы VT2, VT3 найдем следующим образом:

1. Импульсную мощность вторичной обмотки силового трансформатора Р_{и.в2} найдем из соотношения

$$P_{и.в2} = (2,5 - 3,2) U_{в} \times I_{н}$$

Пренебрегая потерями мощности в трансформаторе, можно считать импульсную мощность в первичной обмотке равной

$$P_{и.в1} = P_{и.в2}$$

2. Теперь найдем импульсный ток через силовые транзисторы

$$I_{и.вT2vT3} = P_{и.в1} / U_0$$

где U₀ выходное напряжение узла ККМ.

3. Максимальное напряжение на транзисторах можно оценить из соотношения

$$U_{м.вT2,vT3} = (1,1 - 1,2) U_0$$

4. Наконец, оценим важнейший параметр силовых транзисторов. Это сопротивление сток-исток (RDS on) в открытом состоянии для полевых транзисторов и напряжение насыщения (U_{сЕ}) для транзисторов IGBT следующим образом:

– определим общие потери Р_{пΣ} мощности в ИВЭ по формуле:

$$P_{п\Sigma} = P_{н} (1 - \eta_{пн}) / \eta_{пн}$$

– оценим суммарные потери в транзисторах как

$$P_{\Sigma vT2vT3} = (0,2 - 0,3) P_{п\Sigma}$$

считая, что при частотах преобразования 100–250 кГц статические потери (P_{стат})

Таблица 7. Расчетные параметры блока питания 48 В, 50 А

Узлы, элементы		Тип, типонаимал, (фирма), параметры	Потери мощности, Вт	
			в компонентах	в узлах
А1	Rt	B57364S109M (Epcos): R0 = 1 Ом ±20%; Imax = 16 А (2 шт. – параллельно)	РΣ = 20,5	РΣ = 20,5
	Ru	SIOV-S20K250G5 (Epcos): 275 Вэф/Emax = 410 Дж/Imax = 10 кАимп	—	
ФС		FN2070-16/06 (Schaffner) [2]: Uф = 0–250 Вэф 50 Гц, Iф = 16 Аэф {L = 2×2,8 мГн, Cx = 1 мкФ, Cy = 2×4,7 нФ}	РΣ = 3,0	РΣ = 3,0
BC		35MB60A (IR): URRM = 600 В, I(AV) = 35 А	РΣ = 25,6	РΣ = 25,6
ККМ 200 кГц	L1	L1 = 140 мГн МП-140 К44×28×14,4 ΔВ = 0,075 Тл, W = 30 ∅2,02 мм, Rw = 0,0055 Ом	Рст = 4,8 Рw = 1,8 РΣ = 6,6	РΣ = 56,6
	VT1	IPW60R045CS (Infineon): UDSS = 600 В, ID = 60 А RDS on = 0,045 Ом	Рстат = 5,6 Рдин = 20,6 РΣ = 26,2	
	VD1	CSD20060D (CREE): URRM = 600 В, I(AV) = 10 А, UFM = 1,8 В (2 шт. – в каждом включить параллельно оба диода)	Рстат = 15,8 Рдин = 8,0 РΣ = 23,8	
	C1	K73-50-500 В – 1,5 мкФ (6 шт. – параллельно)	—	
	C2	EXR – 100 мкФ – 450 В (Hitano): (14 шт. – параллельно/вариант 1) + K78-12-500 В – 10 мкФ (5 шт. – параллельно)	—	
ПН1, ПН2 200 кГц	VT2.1, VT3.1	IXFN48N50Q (IXYS): UDSS = 500 В, ID = 48 А, RDS on = 0,1 Ом	Рстат = 3,3 Рдин = 12,3 РΣVT2(3) = 15,6 РΣ = 31,2	РΣ = 44,6×2 РΣ = 89,2
	VD2, VD3	8EWF06S (IR): URRM = 600 В, I(AV) = 8 А, trr = 60 нс	РΣVD2(3) = 1,2 РΣ = 2,4	
	Тр.С	ПК30×16 2500НМС1 ΔВ = 0,06 Тл, W1 = 68, Rw1 = 0,077 Ом, W2 = 22, Rw2 = 0,009 Ом	Рст = 4,0 Рw = 7,0 РΣ = 11,0	
ВФ	VD4, VD5	60CPQ150A (IR): URRM = 150 В, I(AV) = 60 А, UFM = 0,67 В (включены 2 диода паралл. для VD4 и VD5)	Рстат Σ VD = 5,2 Рдин Σ VD = 31,7 РΣ = 36,9	РΣ = 40,3×2 РΣ = 80,6
	L2	L2-1 = L2-2 = 290 мкФ (паралл.) МП-250 К44×28×14,4 ΔВ = 0,03Тл; W = 32 ∅2,02 мм Rw = 0,011 Ом	Рст = 1,0 Рw = 2,4 РΣ = 3,4	
	C2	K53-37-32 В 15 мкФ [10 шт. (2 конденсатора последов. – одна секция), параллельно – 5 секций] и EXR – 470 мкФ, 100 В (Hitano) – накопительный (параллельно)	—	

в составляют 15–20% от общих потерь в транзисторе. Оценим их по формуле:

$$P_{стат} = (0,2 - 0,3) \times P_{\Sigma vT2vT3} / 2$$

Теперь можно оценить RDS on

$$RDS_{on} = P_{стат} / (I_{эфф} w_1)^2$$

где I_{эфф}w₁ = I_{и.вT2vT3} × √γ_{max}, а γ_{max} = 0,38–0,42 — это скважность импульсов включения транзисторов при минимальном входном напряжении (U₀) преобразователя.

В случае применения транзисторов IGBT напряжение насыщения U_{сЕ} оценивается следующим образом

$$U_{сЕ} = P_{стат} / I_{эфф} w_1$$

Таким образом, можно определить основные электрические параметры силовых транзисторов и диодов.

Теперь можно перейти ко второму этапу расчета параметров мощного блока питания.

Второй этап. Подробный расчет всех электрических режимов узла ККМ и преобразователя включает расчет режимов элементов ККМ, расчет параметров силового трансформатора, режимов работы силовых элементов, параметров выходного высокочастотного фильтра, расчет потерь мощности в элементах и узлах и т. п. Расчеты проведены по двум ИВЭ при следующих основных условиях применения:

- изменение питающей сети 220 В $\pm 20\%$, частоты 50 Гц;
- максимальная температура окружающей среды +40 °С.

Рабочая частота преобразования в узлах ККМ и ПН принимается равной 200 кГц.

ИВЭ (пример 1) выполнен по схеме рис. 1, а ИВЭ (пример 2) по схеме рис. 2.

Расчет режимов элементов ККМ проведен по [19, 20], расчет потерь в ККМ выполнен по [21], расчет ПН, выходного ВЧ-выпрямителя и фильтра — по методике сквозного расчета ИВЭ [22]. При расчетах силового трансформатора и дросселей ИВЭ использованы справочные данные из [23], а также параметры сердечников из аморфных сплавов фирмы НПП «Гаммамет» (Екатеринбург, Россия) [24].

Результаты проведенных расчетов и выбранные компоненты по ИВЭ (пример 1) 27 В, 45 А приведены в таблице 6, а аналогичные параметры по ИВЭ (пример 2) 48 В, 50 А приведены в таблице 7.

Вычислим расчетный КПД по каждому блоку. Для ИВЭ 27 В, 45 А обозначим его η_1 , а для ИВЭ 48 В, 50 А это будет η_2 . Найдем их значения по формулам

$$\eta_1 = P_{н1} / (P_{н1} + P_{п1} \Sigma),$$

$$\eta_2 = P_{н2} / (P_{н2} + P_{п2} \Sigma),$$

где $P_{н1}$ и $P_{н2}$ — мощность нагрузки первого и соответственно второго ИВЭ, а $P_{п1} \Sigma$ и $P_{п2} \Sigma$ суммарные мощности потерь первого (табл. 1) и соответственно второго ИВЭ (табл. 7).

В результате мы получим $\eta_1 = 0,88$, а $\eta_2 = 0,9$.

Важное дополнение. Проведенные расчеты мощных ИВЭ еще раз подтвердили, что вопрос выбора оптимальной частоты преобразования в определенном смысле не решен. Дело в том, что функция оптимизации зависит от многих факторов: условия эксплуатации, требования к параметрам надежности, вида аппаратуры, где применяется ИВЭ. Но, с другой стороны, выбор частоты зависит от возможностей элементной базы, рассмотренной в данной статье. Отметим только один из аспектов этого влияния: проблема выбора силового ключевого элемента в узлах ИВЭ между MOSFET- и IGBT-транзисторами. Дело в том, что улучшение частотных свойств последних с тенденцией снижения их цены повышает конкурентоспособность в сравнении с транзисторами MOSFET в диапазоне частот (100–150) кГц.

По существу, у разработчиков в основном один способ определения оптимальной частоты — это детальные расчеты параметров ИВЭ на разных частотах преобразования,

с учетом вариаций применяемой компонентной базы.

Авторы, проделав эту работу (за рамками материалов статьи), пришли к несколько неожиданному, но важному выводу, который формулируется следующим образом.

При проектировании мощных блоков питания отсутствует необходимость традиционного стремления повышать частоту преобразования в узлах ККМ.

Снижение частоты в ККМ по рассчитанным примерам ИВЭ до значения 100 кГц оказывается полезным. Расчеты показали, что при этой частоте повышается КПД узла ККМ, при незначительном росте его габаритов. Объясняется это следующими факторами:

- Установка большого буферного фильтра на выходе ККМ, для выполнения функции (holding time), удержание выходного напряжения ИВЭ при пропадании одного или двух периодов сетевого напряжения, по сути, дезавуирует требования к объему высокочастотного конденсатора фильтра, зависящего от частоты преобразования. На практике величина емкости этого конденсатора составляет десятки микрофарад, а буферный — тысячи микрофарад при частотах 100–200 кГц.
- Размеры накопительного дросселя в ККМ определяются следующими параметрами: эффективный ток, величина индуктивности, потери в сердечнике, индукция ΔB и др. Как видно из этого перечня параметров, часть из них не зависит от частоты (ток), другие зависят от частоты. Например, потери в магнитопроводе при уменьшении частоты падают. Это означает, что уменьшение частоты позволяет получить приемлемые параметры дросселя с незначительным увеличением его объема.
- Уменьшение частоты преобразования в ККМ пропорционально уменьшает динамические потери в силовом транзисторе и диоде. Отсюда следует, что при понижении частоты в ККМ появляется возможность повысить КПД и надежность работы силовых элементов. Проведенные расчеты подтвердили полезность уменьшения частоты в ККМ.

Для блока питания 27 В, 45 А при частоте работы 100 кГц получены следующие данные: дроссель L1 может быть выполнен на магнитопроводе из аморфных сплавов ГМ 54ДС-140 размером K45×28×10 и имеет параметры W = 65, Ø2,02 мм, $\Delta B = 0,12$ Тл, L1 = 400 мкГн.

При этом дросселе и рабочей частоте 100 кГц общие потери в ККМ уменьшились на 22%.

Аналогичные расчеты для блока питания 48 В, 50 А показали, что переход в узле ККМ на частоту работы 100 кГц с установкой соответствующего дросселя, (рассчитанного на 100 кГц), выполненного на магнитопроводе МП-140, уменьшают общие потери мощности на 30%.

Заключение

Рассмотрен основной перечень силовых компонентов для мощных блоков питания от 600 до 5000 Вт.

Предложена методика оценки и выбора силовых транзисторов и диодов для мощных

ИВЭ, выполненных по схемам прямоходовых одноконтных преобразователей.

Возможности современной компонентной базы подтверждены расчетами двух блоков питания с выходной мощностью 1215 и 2400 Вт.

Предложены веские аргументы в пользу снижения частоты работы ККМ до 100 кГц. При этом общие потери мощности в ККМ снижаются на 20–30%.

Литература

1. Эраносян С., Ланцов В. Интеллектуальные силовые модули для источников электропитания — один из путей возрождения отечественной микроэлектроники XXI века // Электрическое питание. 2005. № 1–2.
2. Эраносян С., Ланцов В. Пути развития и архитектура интегрированных силовых модулей для источников вторичного электропитания // Электрическое питание. 2005. № 3, 4.
3. www.nppte.ru (Томилино)
4. www.gammamet.ru
5. www.epcos.com
6. www.irf.com
7. www.farnellinone.com
8. Крюков М. Варисторы фирмы EPCOS для защиты от перенапряжений // Практическая силовая электроника
10. www.infineon.com
11. www.advancedpower.com
12. www.ixys.com
13. www.creepower.com
14. Каталог «Симметрон-2005» / Пассивные компоненты
15. Беленький Б. П. Новые разработки и производство конденсаторов для источников и систем вторичного электропитания в ОАО «НИИ «ГИРИКОНД» // Электрическое питание. 2005. № 4.
16. Звонарев Е. Высококачественные индуктивные компоненты фирмы PREMIER MAGNETICS для импульсных источников питания // Электронные компоненты. 2003. № 6.
17. Модульные фильтры серии FC100 с рабочими токами 5 А, 10 А, 20 А // Мир электронных компонентов. 2005. № 4.
18. Ланцов В., Эраносян С. Интеллектуальная силовая электроника: вчера, сегодня, завтра // Силовая электроника. 2006. № 1.
19. INTEGRATED CIRCUITS UNITRODE. Product&Applications Handbook 1995–96. М.: Энергия. 1970.
20. Виленкин А. Г. Импульсные транзисторные стабилизаторы напряжения. М.: Энергия. 1970.
21. Полищук А. Высоковольтные диоды Шоттки из карбида кремния в источниках электропитания с преобразованием частоты. // Компоненты и технологии. 2004. № 5.
22. Эраносян С. А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. Л.: Энергоатомиздат. 1991.
23. Куневич А. В. Ферриты, каталог. М., 1991.
24. Стародубцев Ю. Н., Белозеров В. Я. Магнитные свойства аморфных и нанокристаллических сплавов. Екатеринбург: изд-во Урал. ун-та. 2002.