

Сверхмощные импульсные блоки питания: выбор концепции

Саркис Эраносян, Владимир Ланцов (Санкт-Петербург)

В статье приведён обзор сверхмощных блоков питания постоянного тока, рассмотрены их отличительные особенности и элементная база. Рассмотрена в общем виде архитектура построения сверхмощных импульсных блоков питания, в том числе образуемая мультипликативным способом, т.е. соединением N единичных источников меньшей мощности. Выполнен оценочный расчёт параметров сверхмощного единичного блока питания.

В работе [1], исходя из уровня развития импульсных источников вторичного электропитания (ИВЭ) на современном этапе, была предложена их классификация по мощности, которая охватывает класс блоков питания с выходом на постоянном токе от единиц вольт до 300...400 В; маломощные источники питания от 1 до 50 Вт (хотя можно выделить из этой группы микромощные источники от 0,5 до 5,0 Вт), источники средней мощности от 50 до 500 Вт и мощные блоки питания от 500 Вт до 5 кВт (МБП).

Для сверхмощных блоков и систем электропитания, в зависимости от мощности и требований заказчика, предлагаются следующие градации:

- сверхмощные блоки питания (СМБП) – от 6 до 50 кВт. Они, как правило, включают в себя от 1 до 5 единичных блоков;
- мощная система электропитания (МСЭп) охватывает диапазон от 50 до 200 кВт, обычно содержит от 3 до 10 единичных блоков;
- сверхмощная система электропитания (СМСЭп) – от 200 до 2000 кВт; сверхмощная система может быть синтезирована путём объединения от 10 до 50 единичных блоков.

С целью уточнения областей применения в аппаратуре различного назначения всей номенклатуры сверхмощных блоков и систем вторичного электропитания, ниже приведён краткий обзор публикаций по этой тематике.

ОБЗОР МОЩНЫХ БЛОКОВ И СИСТЕМ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Особенности проектирования и характерные черты первых двух групп источников подробно освещены в ли-

тературе [2–5]. Оставляя вне рамок обсуждения источники питания малой и средней мощности, начнём обзор с рассмотрения класса мощных импульсных ИВЭ.

Мощные источники питания сегодня востребованы достаточно широко, и потребность в них продолжает расти. Они используются в различной аналитической аппаратуре, системах бесперебойного питания, испытательных установках, в радиопередающей аппаратуре, лазерной технике, промышленном оборудовании, аппаратуре военного назначения и т.д. Однако количество публикаций по таким источникам относительно невелико.

Предложено [6–8] разрабатывать мощные импульсные ИВЭ на основе интегрированных силовых модулей (ИСМ – ИРМ). В частности, первые базовые модели унифицированных силовых модулей могут быть разработаны на мощность до 800 Вт. Это позволит заполнить нишу ИСМ для широкого класса ИВЭ мощностью от 100 Вт до 3...5 кВт. В статьях [9] приводится опыт разработки и изготовления блока питания до 3 кВт с использованием при его синтезе унифицированных силовых модулей (СМ), представляющих собой высокочастотные DC/DC-преобразователи. По существу речь идёт о получении высоких энергетических и массогабаритных показателей мощного блока (3000 Вт), которые были получены именно благодаря оптимизации параметров единичных унифицированных модулей. Поясним это описанием полученных результатов.

Блок питания [9] входил в разработанную систему бесперебойного питания (ИБП) и предназначался для пи-

тания силового инвертора (DC/AC), на выходе которого формировалось однофазное переменное стабилизированное напряжение частотой 50 Гц, подаваемое в нагрузку. Силовые модули получали постоянное входное напряжение от однофазной сети 220 В, 50 Гц. Исходя из выходной мощности ИБП (1800...2000 Вт), рассчитывалась величина единичной мощности СМ 840...1050 Вт. Затем был проведён выбор электрической схемы модуля на основе сквозного расчёта потерь мощности силового преобразователя [2] и оптимизирована частота преобразования по критерию максимума КПД (η) при минимуме объёма силового модуля. В результате СМ был выполнен на основе схемы квазирезонансного преобразователя (КвРП) с максимальной частотой преобразования 125 кГц.

Для получения заданной мощности на входе силового инвертора было использовано три силовых модуля, включенных параллельно по выходу. Причём для получения более равномерного тока потребления от входного низкочастотного выпрямителя сетевого напряжения, силовые модули включались друг за другом в цикле ЧИМ-регулирования. То есть за первым модулем (СМ1), который становился ведущим, после завершения цикла протекания резонансного тока через силовые транзисторы подавался сигнал на запуск второго модуля (СМ2), который становился ведомым по отношению к первому, но являлся ведущим по отношению к третьему силовому модулю (СМ3). После выключения модуля СМ3 процесс повторялся включением первого модуля.

Приведём некоторые технические данные унифицированных силовых модулей:

- силовые МОП-транзисторы типа КП809Б1 ($U_{DSS} = 500$ В, $R_{DSon} = 0,6$ Ом). КвРП содержит два одновременно включаемых силовых электронных ключа (ЭК), каждый из которых состоит из двух параллельно включённых транзисторов; максимальная рабочая частота преобразования 125 кГц;

- выходной высокочастотный (ВЧ) силовой выпрямитель выполнен на силовых диодах Шоттки КД236Е и КД236ЕС ($U_{RRM} = 800 \text{ В}$, $I_F = 30 \text{ А}$);
- силовой ВЧ-трансформатор выполнен на сердечнике ПК20×16 из феррита 2500НМС1; габаритная мощность 1100 ВА, суммарные потери мощности $P_{\Sigma\text{пот}} = 12 \text{ Вт}$;
- КПД силового модуля $\eta = 0,92$ в режиме $U_0 = 250 \text{ В}$ (постоянное напряжение на входе преобразователя при минимальном значении сетевого питающего напряжения), $U_{\text{вых}} = 140 \text{ В}$, $I_{\text{н}} = 7,6 \text{ А}$.

В работе [1], наряду с обобщёнными сведениями о параметрах активных силовых компонентов (МОП-транзисторов, IGBT, быстродействующих диодов), также приведены схемы импульсных ИВЭ, основные характеристики и элементная база двух мощных блоков питания (до 3000 Вт). Блоки питаются от однофазной сети переменного тока $220 \text{ В} \pm 20\%$, 50 Гц и имеют встроенные активные ККМ, работающие на частоте 200 кГц. В обоих источниках использованы единичные однотактные прямоходовые преобразователи (ОПН) по схеме «косой» мост, управляемые микросхемами ШИМ-контроллера с рабочей частотой 200 кГц. Однако в источнике мощностью 1200 Вт применён один такой преобразователь, а в ИВЭ мощностью 2400 Вт использованы два единичных ОПН, питающиеся от одного входного модуля и соединённые параллельно силовыми выходами.

После опубликования статьи [1] авторы получили несколько отзывов, которые они прокомментировали в статье [10]. Полученные отклики читателей подтверждают, что проблема разработки, оптимизации и отладки мощных импульсных ИВЭ является весьма актуальной. Обсуждение показало, что имеется сравнительно мало работ, посвящённых проблематике сверхмощных импульсных ИВЭ, особенно в систематизированном виде.

При анализе немногих источников, которые описывают различные аспекты импульсных систем вторичного электропитания большой и сверхбольшой мощности, составляющих их регуляторов, инверторов и преобразователей напряжения, у авторов сложились следующее мнение:

- большая часть публикаций по разработке и моделированию упомяну-

тых объектов, а также производимых серийно, фактически посвящена среднечастотным (до 10...30 кГц) тиристорным инверторам и системам электропитания различного назначения на их основе;

- нет обобщений по многим аспектам разработки систем и источников электропитания сверхбольшой мощности, а именно:
 - рациональным «взаимоотношениям» с питающей сетью;
 - вопросам плавного пуска и выключения;
 - организации комплексной защиты от перегрузок;
 - использованию микроконтроллеров для управления, диагностики и взаимодействия с внешней системой управления и потребителем;
 - вопросам резервирования для объектов высокой надёжности;
 - обеспечению современного уровня электромагнитной совместимости (ЭМС) и др.

Опыт работы авторов, а также современные тенденции унификации силовых устройств позволяют утверждать: более эффективно разработать сложный, но всё-таки *один* (называемый нами единичным) блок питания. В дальнейшем целесообразно выполнить разработку (синтез) сверхмощной системы электропитания, используя этот унифицированный блок, который обладает оптимальными энергетическими и массогабаритными показателями.

Необходимо подчеркнуть, что система проектирования мощных систем вторичного электропитания, которые построены на основе унифицированных силовых модулей, специально ориентированных на синтез более мощных блоков питания, может быть принципиально дополнена и развита и для создания сверхмощных блоков питания (до 100 кВт и выше).

ХАРАКТЕРНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ СВЕРХБОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

Некоторые особенности источников питания сверхбольшой мощности, по мнению авторов, заключаются в следующем:

- электропитание только от трёхфазной сети переменного тока;
- обязательное наличие устройства (модуля) включения и контроля состояния сети;

- повышенные требования к эффективности ограничения пусковых токов при включении;
- необходимость параллельной работы единичных силовых преобразователей и резервирования системы управления;
- ограничения в номенклатуре применяемых силовых компонентов из-за сверхбольшой мощности, потребляемой от сети, повышенного питающего напряжения, которое может изменяться практически от 400 до 700 В, а также больших токов нагрузки (сотни и тысячи ампер);
- повышенная сложность проектирования и производства высокочастотных моточных изделий силовоточных трансформаторов и дросселей;
- высокие требования к надёжности и помехоустойчивости устройств (модулей) управления, защиты и диагностики;
- необходимость повышенного внимания к проблемам обеспечения требований электробезопасности, а также электромагнитной совместимости (ЭМС);
- технологически сложная, уникальная конструктивная реализация систем сверхмощного электропитания, обусловленная очень высокими потерями мощности рассеяния (от единиц до десятков киловатт).

Основываясь на специфике проектирования современных систем вторичного электропитания сверхбольшой мощности, авторы считают целесообразным сформулировать ряд утверждений, которые позволят облегчить поиск оптимальных инженерных и научных решений при создании сверхмощных систем электропитания:

- при создании систем электропитания мощностью от 10 до 2000 кВт выбор типа электрической схемы не имеет решающего значения, поскольку конечным результатом синтеза сверхмощной системы, которая по существу заключается в «сборке» N единичных блоков питания, является оптимизация единичной мощности блока (ЕМБ);
- оптимизация ЕМБ в основном определяется предельной мощностью единичного электронного ключа (ЭК) и оптимальным значением габаритной мощности (ГМТ) ВЧ-силового трансформатора (Тр.с) унифицированного блока и минимизацией его конструктива;

- выбор оптимального ЕЭК определяется исходя из: а) предельной мощности ЕМБ с учётом оптимального (по существу минимального) количества единичных блоков в системе сверхбольшой мощности, б) максимальной рабочей частоты преобразования $F_{\text{раб}}$ в ЕМБ, которая, скорей всего, будет выбираться из ряда 50, 100, 150, 200, 250 или 300 кГц;
- оптимизация ГМТ с учётом номенклатуры и параметров магнитных материалов сердечников для трансформаторов: ферритов, работающих в сильных полях на частотах от 50 до 500 кГц, сердечников из аморфных сплавов для частот 50, 75 и 100 кГц. Выбор сердечника магнитопровода силового трансформатора также должен учитывать технологические возможности его проектирования и изготовления.

Критерием оптимального выбора и конструирования (ЕМБ, ЕЭК и Тр.с) является максимальный КПД при минимальных габаритах, который определяется при наихудших сочетаниях входного питающего напряжения и максимальной нагрузки на выходе системы. В некоторых случаях может потребоваться коррекция системы выбора оптимального варианта блока (системы) с учётом требований к стоимостным показателям, таким как общая цена разработки и конструирования МСЭп или цена серийного образца, либо стоимости обслуживания, эксплуатации и т.п.

Таким образом, выбор концепции построения сверхмощной системы электропитания должен завершаться практическими рекомендациями по выбору количества N единичных блоков, мощности ЕМБ, синтезу ЕЭК и оптимизации электрических и конструктивных параметров силового трансформатора. Одновременно должны учитываться предложения по оптимизации рабочей частоты, которые обусловлены требованиями, связанными с грациями систем электропитания (СМБП, МСЭп, СМСЭп) по величине суммарной мощности и типу нагрузки.

Парадоксально, но, несмотря на аппаратную избыточность, система электропитания из N единичных блоков питания может быть более надёжной, чем один СМБП такой же суммарной мощности. С похожей ситуацией мы сталкиваемся в импульсных источ-

никах питания с активным корректором ККМ, где к традиционному импульсному преобразователю добавляется ещё одна ступень преобразования энергии – ККМ; при этом надёжность источника в целом, как свидетельствуют каталожные данные и практика, не ухудшается. Это связано с тем, что выходной DC/DC-конвертор в этом случае работает в более «комфортных» условиях.

В системе, где имеются N единичных блоков, получается иная картина. В большинстве систем электропитания единичные источники работают параллельно через развязывающие (блокирующие) диоды. Поэтому, например, при $N \geq 4$ в структуре МСЭп достаточно просто может быть добавлен резервный ИВЭ («горячий» или «холодный» резерв). При выходе из строя одного из единичных блоков, в течение короткого времени (доли – единицы секунд) вступает в действие резервный блок. Вышедший из строя блок может быть «безболезненно» отключен от МСЭп и отремонтирован достаточно быстро, например, за 100...150 ч, в течение которых очередной отказ маловероятен. В частности, при времени наработки на отказ T_0 системы электропитания порядка 50 000...100 000 ч вероятность безаварийной работы за время 100...150 ч составляет не менее 0,997.

Однако для успешной реализации этих мер повышения надёжности необходимо, чтобы:

- единичный источник имел все необходимые виды защиты от различных перегрузок;
- были предусмотрены меры по исключению влияния его отказов на работу остальных источников;
- система электропитания имела в своём составе центральный процессорный блок, который непрерывно осуществлял бы диагностику работоспособности не только МСЭп в целом, но и всех единичных источников в отдельности.

С этой целью в единичном блоке, например, необходимо предусмотреть такие меры, как:

- в цепях питания силовых ключей преобразователя установить быстродействующий плавкий предохранитель (несмотря на электронную защиту в драйверах ключей). Такой вид защиты необходим при необратимом пробое электронных ключей;

- имеющиеся на выходе источника последовательные диоды или транзисторы (необходимые для параллельной работы источников) должны обеспечивать при пробое диодов выходного ВЧ-выпрямителя защиту от замыкания выходов других параллельных блоков.

Рассмотрим некоторые общие положения при выборе параметров элементной базы для синтеза сверхмощных блоков питания. Для уточнения относительных потерь мощности в блоках мощностью до 5 кВт в таблице 1 представлены соотношения потерь мощности в различных узлах системы вторичного электропитания. Эти данные получены расчётным путём и на основе экспериментальных значений параметров, измеренных при испытании образца специального блока питания мощностью 3 кВт. Этот блок питания имеет программируемые выходные параметры стабилизации выходного тока до 10 А при заданном диапазоне изменения параметров нагрузки; выходное напряжение блока изменяется в пределах от 3 до 300 В.

Таблица 1 отражает параметры мощного блока питания (МБП), который состоит из следующих структурных устройств:

- входной (НЧВ/Ф) типа AC/DC представляет собой низкочастотный выпрямитель трёхфазного сетевого напряжения с выходным индуктивно-ёмкостным фильтром, включающий в себя специальные фильтры подавления помех (Ф/ЭМС), потери в котором учтены в субблоке НЧВ/Ф;
- субблок преобразования энергии представляет собой два одинаковых квазирезонансных преобразователя. Каждый преобразователь построен на основе однотактного прямоходового преобразователя (ОПН/КвРП) по схеме «косой» мост, который включает в себя модуль силовых электронных ключей ЭК, выполненных на высоковольтных мощных МОП-транзисторах, ВЧ-силовой трансформатор (Тр.с), выходной узел ВЧ-выпр./Ф, состоящий из выпрямительного диода и коммутирующего («нулевого») диода; на выходе ВЧ-выпрямителя установлен сглаживающий LC-фильтр.

Кроме названных субблоков имеется также устройство управления (УУ), которое содержит элементы и микросхемы для формирования сигналов управ-

ления и обеспечивает работу всего комплекса устройств мощного блока питания.

Как видно из таблицы 1, потери мощности во входном устройстве НЧВ/Ф составляют около 20% от всех потерь в блоке питания. Фактически аналогичные потери (22%) присутствуют в модуле электронных ключей ЭК (МОП), который входит в субблоки ОПН/КвРП. Потери мощности в силовом трансформаторе Тр.с составляют 14%. Однако, основные потери мощности всего блока сосредоточены в выходном ВЧ-выпр./Ф и составляют около 40%. Минимальная доля потерь мощности (около 6%) приходится на узел управления УУ.

Относительно невысокие потери в модуле ЭК объясняются применением новейших МОП-транзисторов в модульном исполнении, для которых характерны значения R_{DSon} от 0,1 до 0,3 Ом при предельных напряжениях U_{DSS} от 800 до 1200 В. В приведённом примере (см. таблицу 1) в качестве ЭК использованы два параллельно включённых модуля типа IXFN27N80P в корпусе miniBloc, SOT-227B(IXFN). Этот силовой модуль имеет следую-

щие параметры: $U_{DSS} = 800$ В, $I_D = 27$ А, $R_{DSon} = 0,3$ Ом при 25°C. Разумеется, относительно невысокие потери в ЭК обусловлены также и применением преобразователя квазирезонансного типа КвРП, в котором практически отсутствуют динамические потери мощности в транзисторах ЭК. Следует отметить, что удешевление ЭК за счёт применения IGBT приводит, как правило, к увеличению потерь в статике примерно в 1,5...2,0 раза по сравнению с лучшими образцами МОП-транзисторов. При этом надо учитывать изменение потерь мощности при температурах окружающей среды от -40 до +70°C.

Наибольшие потери мощности (до 40%) в системах вторичного электропитания, например, для мощностей блоков до 20 кВт и выше, приходится на выходной ВЧ-выпрямитель при частотах коммутации $F_{раб}$ от 150 до 300 кГц. При этом для повышенного выходного напряжения СМБП – от 150 до 300 В – проблема выбора ВЧ-диодов на рабочее напряжение от 600 до 1200 В наилучшим образом решается применением мощных диодов на основе карбида кремния. В описываемом мощном бло-

ке, который состоит из двух субблоков КвРП по 1,5 кВт, применены два параллельных диода типа CSD20120, как для выпрямительного диода, так и для «нулевого» диода. К сожалению, прямое падение напряжения на этих диодах при токах 20...40 А, даже при их параллельном включении, составляет от 2 до 2,6 В с учётом температуры перехода ($T_j = 125^\circ\text{C}$).

В то же время для выходных напряжений СМБП от 5 до 24 В, при токах нагрузки от 400 до 2000 А с целью снижения потерь в ВЧ-выпрямителе необходимо применять синхронные выпрямители [8] с использованием мощных низковольтных МОП-транзисторов, имеющих сопротивление в открытом состоянии R_{DSon} от 0,004 до 0,007 Ом.

Большие потери мощности в выходном ВЧ-выпрямителе характерны именно для систем электропитания с выходом на постоянном токе. Это обстоятельство, в свою очередь, приводит к существенным отличиям этих изделий от сверхмощных приборов и специальных систем, имеющих выход на переменном токе [11–13]. В этом можно убедиться, рас-

смотрим технические параметры ряда характерных изделий с выходом на переменном токе или изделий, имеющих выходной выпрямитель практически без фильтра, т.е. такой же, как в сварочных агрегатах. В сварочных аппаратах с выходом на постоянном (выпрямленном) токе выпрямитель блока работает через дроссель с небольшой (единицы-десятки микрогенри) индуктивностью в режиме источника тока на низкоомную нагрузку.

Характерные отличия сверхмощных систем вторичного электропитания СМСЭп с выходом на постоянном токе от других сверхмощных изделий различного назначения (СМИРН), в том числе, для индукционного нагрева и закалки, а также для всех типов сварочных агрегатов, можно сформулировать следующим образом.

Основное назначение СМСЭп – формировать, как правило, гальванически развязанное от питающей сети выходное постоянное напряжение (или ток), стабилизированное (нестабильность 1...2%) и с малым напряжением пульсаций (менее 1% от номинального постоянного напряжения). Выход системы работает на нагрузку, которая имеет диапазон изменения обычно от 10 до 100%. Причём в качестве входной сети (первичный источник энергии) может быть как одно- или трёхфазное переменное сетевое напряжение (от 127 до 380 В), так и постоянное напряжение,

как, например, в аппаратуре связи (24, 48, 60 В), или 27 и 110 В для бортовой аппаратуры летательных аппаратов и кораблей.

Кроме того, в качестве первичных источников энергии могут быть как аккумуляторные батареи, например, для переносной аппаратуры 12 В, так и низковольтные источники питания (панели солнечных батарей). Основное назначение мощных блоков питания и СМСЭп – обеспечение потребностей РЭА энергией вторичных источников питания, необходимых для нормального (комфортного) электропитания всех функциональных узлов электронной аппаратуры. Критериями качества блоков и систем современных средств вторичного электропитания являются: высокий КПД (80...94%), минимальные габариты изделия (удельная объёмная мощность $P_{уд.в}$ от 200 до 500 Вт/дм³ и выше) при коэффициенте мощности от 0,8 до 0,92. Для изделий массового применения имеет значение показатель оценки стоимости изделия (продукта), получаемый из соотношения (стоимость продукта)/(выходная мощность), в размерности, например, руб./Вт, \$/Вт, €/Вт и т. п.

ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ ВЫБОРА КОНЦЕПЦИИ СВЕРХМОЩНОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Приведём пример выбора концепции для разработки СМСЭп на основе

предложенной методики. Технические данные, достаточные для выбора структуры СМСЭп:

- первичная сеть – трёхфазное напряжение 380 В ± 20%, 50 Гц без нулевого провода;
- выходное стабилизированное постоянное напряжение $U_{вых} = 150$ В, номинальный ток нагрузки $I_H = 200$ А, выходная мощность $P_H = 30$ кВт;
- пульсация переменного напряжения $U_{п.эфф} = 1,5$ В.

Предположим, что мощность единичного блока ЕМБ, на основе которого осуществляется синтез СМСЭп, будет определена из количества отдельных блоков $N = 2$ или $N = 3$. Для упрощения расчётов определим структурную схему ЕМБ, в качестве которой используем однотактную прямоходовую схему типа «косой мост» на основе квазирезонансного преобразователя ОПН/КвРП.

Одним из критериев выбора и оптимизации одиночного блока ЕМБ является выбор (до детального расчёта) оптимального силового трансформатора на основе его предполагаемой габаритной мощности (ГМТ). Для упрощения расчёта ЕМБ предположим, что оптимальная частота работы КвРП единичного блока лежит в пределах 150...200 кГц.

На основании опыта разработки мощных квазирезонансных преобразователей можно предложить следующую процедуру предварительной

Таблица 1. Распределение потерь мощности в блоках до 5 кВт

Наименование субблока, узла МБП		Потери мощности, Вт	Потери в устройстве $P_{пот.устр.}/P_{\Sigma пот. бл.}, \%$
НЧВ/Ф, АС/ДС		20,0 – мост Ларионова 20,0 – тиристор ограничения, зарядного тока и диод 13,0 – дроссель фильтра Ф $P_{\Sigma пот. нчв/ф} = 53,0$	19,1
ОПН/КвРП (в системе два КвРП)	Силовые транзисторы ЭК и диоды рекуперации	ЭК состоит из 2 параллельных транзисторов: в одном транзисторе – 7,5; в плече – 15,0; всего в ЭК – 30,0; диоды рекуперации – 1,2 $P_{\Sigma пот. эк} = 31,2$	Общие на блок 3 кВт – 22,6
	Силовой ВЧ-трансформатор: $K_{тр} = W2/W1 = 0,5$	$P_{ст} = 10,0$; $P_m = 9,6$; $P_{\Sigma пот. тр.с} = 19,6$	Общие на блок 3 кВт – 14,2
	Выходной ВЧ-выпрямитель: диод выпрямительный, «нулевой» диод	Диод выпрямительный состоит из 2 параллельных диодов, $P_{\Sigma выпр.} = 17,5$ Диод «нулевой» состоит из 2 параллельных диодов: $P_{стат} = 7,6$; $P_{дин} = 13,4$, т.е. $P_{\Sigma нулев.} = 21,0$; $P_{\Sigma пот. вч-выпр.} = 38,5$	Общие на блок 3 кВт – 27,9
	Выходной ВЧ-дроссель фильтра	Выходной дроссель фильтра состоит из 2 параллельных дросселей. $P_{\Sigma др.вч\ \phi} = 15,0$	Общие на блок 3 кВт – 10,8
PS пот. КвРП = 104,3 Вт		Потери в двух КвРП. $P_{\Sigma 2х\ КвРП} = 208,6$	
Узел управления УУ		$P_{\Sigma уу} = P_{н.уу} + P_{пот. уу}$; $P_{\Sigma уу} = 15,0$	5,4

* Суммарные потери мощности в МБП на $P_H = 3000$ Вт (300 В, 10 А)

$$P_{\Sigma пот. бл.} = 53 + 208,6 + 15,0 = 276,6 \text{ Вт}$$

$$КПД: \eta_{МБП} = P_H / (P_H + P_{\Sigma пот. бл.}) \approx 0,92$$

оценки величины габаритной мощности ВЧ-трансформатора для преобразователей типа ОПН/КвРП.

Будем оценивать ГМТ по выражению $P_{\text{габ. Тр.с}} = K_{\text{габ. Тр.с}} \times P_{\text{н}}$ ВА, где $K_{\text{габ. Тр.с}}$ – коэффициент, который зависит от режима работы преобразователя, поскольку расчётная габаритная мощность при минимальном входном напряжении и максимальной сети для КвРП будут различны, т.е. при минимальной сети $K_{\text{габ. Тр.с}} = 1,06...1,1$, а при максимальной сети $K_{\text{габ. Тр.с}} = 1,1...1,14$. Мощность $P_{\text{н}}$ определим для этого случая как значение, равное мощности на выходе блока Рн, только в размерности ВА.

Если взять усреднённые значения, то получим $K_{\text{мин габ. Тр.с}} = 1,08$ для минимального значения сетевого напряжения, а для максимального значения, соответственно, $\text{Тр.с} = 1,12$.

Используя эти формулы, получим значения ГМТ: а) при $P_{\text{н}} = 10$ кВт ($N = 3$) $P_{\text{габ. Тр.с}}$ лежит в пределах от 10,8 до 11,2 кВА; б) при $P_{\text{н}} = 15$ кВт ($N = 2$) $P_{\text{габ. Тр.с}}$ лежит в пределах от 16,2 до 16,8 кВА. При этом использована известная методика [2], учитывающая зави-

симости $S_{\text{ст}} \times S_{\text{ок}} \geq f(P_{\text{габ. Тр.с}}; \Delta B; j; \eta; K_{\text{с}}; K_{\text{м}}; F_{\text{раб}})$, где:

- $S_{\text{ст}}$ – площадь поперечного сечения сердечника магнитопровода, см²;
- $S_{\text{ок}}$ – площадь окна сердечника, см²;
- ΔB – размах индукции в процессе перемagnetивания сердечника магнитопровода, Тл;
- j – плотность тока в обмотках трансформатора, А/мм²;
- $K_{\text{с}}$ и $K_{\text{м}}$ – коэффициенты заполнения сердечника материалом магнитопровода и окна медью обмоток трансформатора соответственно, причём для феррита $K_{\text{с}} = 1$.

Частоту преобразования, исходя из оценочного расчёта, можно определить следующим образом: при минимальном напряжении сети $F_{\text{раб}} = 160$ кГц, а при максимальном $F_{\text{раб}} = 90$ кГц.

Проведя необходимые расчёты, получим следующие значения параметра $S_{\text{ст}} \times S_{\text{ок}}$:

- для варианта $N = 3$ – от 120 до 140 см⁴;
- для варианта $N = 2$ – от 180 до 220 см⁴.

По параметру $S_{\text{ст}} \times S_{\text{ок}}$ можно выбрать типоразмер сердечника магни-

топровода. Для этого обратимся к [14]. Учитывая особенности конструирования силового трансформатора для квазирезонансного преобразователя, в частности, необходимость получения заданного значения параметра индуктивности рассеяния, наиболее удобными можно считать [14] сердечники конфигурации UF (ПП) (вес до 7,4 кг); UY (ПК) (вес до 3 кг); менее предпочтительна конфигурация EE (Ш) (вес до 42 кг).

Магнитопроводы UY34 и UY42 (вес 2,5 и 3,0 кг соответственно) производятся в Китае, и их доставка в Россию малыми партиями нерентабельна. В результате выбор магнитопровода сузился до двух позиций: сердечников UU126/182/20 (вес 1,3 кг) и UU141/78/30 (вес 2,5 кг). Поскольку сердечник UU141/78/30, который может быть использован для варианта $N = 2$ (ЕМБ на мощность 15 кВт), имеет относительно небольшой размер окна – 27,6 см², авторы сочли целесообразным выбрать сердечник UU126/182/20, т.е. остановиться на варианте $N = 3$ (ЕМБ на мощность 10 кВт). При этом подчеркнём, что

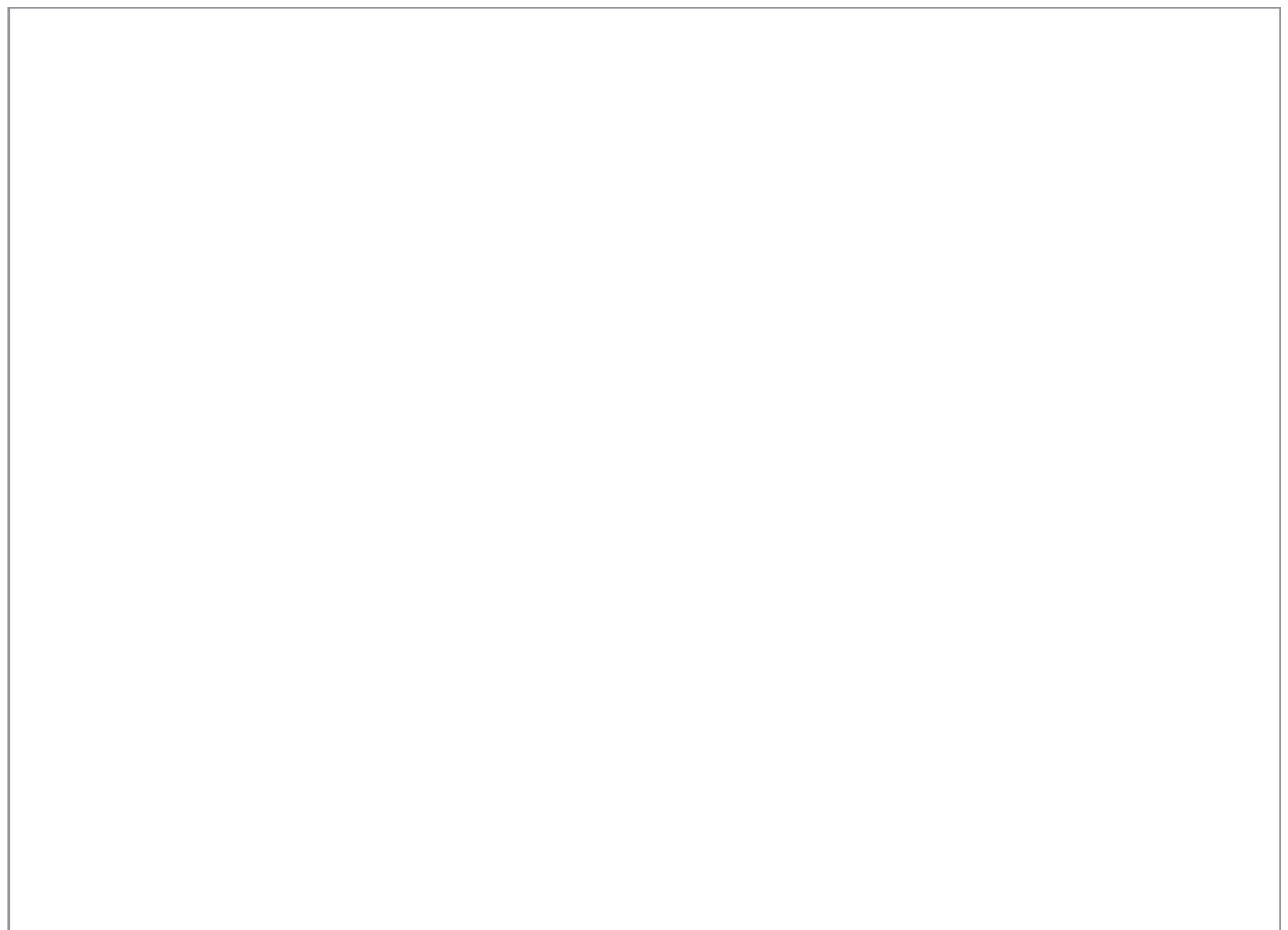


Таблица 2. Параметры силового ВЧ-трансформатора блока мощностью 10,5 кВт

Электрические параметры силового ВЧ-трансформатора КвРП	Входное напряжение U_0 на КвРП, В, при напряжении сети	
	минимальном 400 В	максимальном 605 В
$U_{эфф.w1}$, В	260,0	300,0
$I_{эфф.w1}$, А	43,0	38,0
$U_{эфф.w2}$, В	130,0	150,0
$I_{эфф.w2}$, А	86,0	76,0
$I_{ампл.w1}$, А	88,0	100,0
$I_{ампл.w2}$, А	170,0	195,0

$K_{тр} = W2/W1 = 0,5$

этот сердечник имеет площадь окна 66 см².

Теперь можно провести расчёт параметров ВЧ-трансформатора и полный расчёт потерь мощности в узлах и субблоках единичного блока. По-скольку суммарный ток нагрузки блока мощностью 30 кВт равен 200 А, при трёх единичных блоках для одного ЕМБ получается, с учётом округления, ток 70 А. Таким образом, надо разрабатывать ЕМБ на мощность 10 500 Вт (150 В, 70 А).

Параметры выбранного сердечника UU126/182/2, феррит Epcos N 87: $S_{ст} = 5,6 \text{ см}^2$, $S_{ок} = 66 \text{ см}^2$, $G = 1,3 \text{ кг}$, $P_{пот.уд} \approx 40 \text{ Вт/кг}$ при $\Delta B = 0,12 \text{ Тл}$, $F_{раб} = 160 \text{ кГц}$.

Расчётные параметры обмоток Тр.с: трансформатор имеет две катушки, расположенные на двух стержнях, полное число витков $W1 = 16$, медная лента # 0,1 × 110 мм, $W^1 = W^{*1} = 8$, где W^1 и W^{*1} – полуобмотки, расположенные на первой и на второй катушке соответственно. Полное число витков $W2 = 8$, медная лента # 0,1 × 110 мм, $W^2 = W^{*2} = 4$, где W^2 и W^{*2} – полуобмотки, расположенные на первой и на второй катушке соответственно. Активное сопротивление обмоток при температуре 20°C составляет для обмотки $R_{\Sigma W1} = 0,0016 \text{ Ом}$, а для обмотки $R_{\Sigma W2} = 0,0022 \text{ Ом}$. Основные электрические параметры силового трансформатора

ЕМБ на мощность 10 500 Вт (150 В, 70 А) приведены в таблице 2.

Как известно, КвРП содержит два одновременно включаемых/отключаемых ЭК. В нашем случае каждый из ключей состоит из трёх параллельных МОП-транзисторов в виде силовых модулей типа IXFN60N80P в корпусе SOT-227B (miniBloc). Модуль имеет следующие основные электрические параметры: $U_{DSS} = 800 \text{ В}$, $I_D = 53 \text{ А}$, $R_{DSon} = 0,14 \text{ Ом}$ при 25°C; $I_D = 32 \text{ А}$, $R_{DSon} = 0,25 \text{ Ом}$ при 100°C.

Следует подчеркнуть, что в квазирезонансном преобразователе при выходном напряжении 150 В обратные напряжения на диодах достигают следующих максимальных напряжений: для выпрямительного диода – 890 В, а для коммутирующего («нулевого») диода – 580 В. Поэтому выходной ВЧ-выпрямитель построен на диодах фирмы Cree, в частности, диоде CSD20120, корпус которого TO-243-3 содержит два диода с параметрами $U_{RRM} = 1200 \text{ В}$, $I_F(AV) = 10 \text{ А}$, $U_F = 1,8 \text{ В}$ при токе $I_F = 10 \text{ А}$ и $T_j = 25^\circ\text{C}$, $U_F = 2,0 \text{ В}$ при токе $I_F = 10 \text{ А}$ и $T_j = 125^\circ\text{C}$. Чтобы уменьшить потери в диодах ВЧ-выпрямителя, следует снижать проходящий через диод ток, что означает необходимость параллельного включения диодов. В нашем случае для выпрямительного диода применено восемь диодов CSD20120, а для «нулевого» используется четыре диода CSD20120.

Таблица 3. Распределение потерь мощности в блоке 10,5 кВт

Наименование субблока, узла МБП		Потери мощности, Вт	Потери в устройстве $P_{пот.устр.}/P_{\Sigma пот. ЕМБ} \cdot \%$
НЧВ/Ф, АС/DC		78,0 – мост Ларионова 32,0 – тиристор ограничения зарядного тока 40,0 – дроссель фильтра Ф $P_{\Sigma пот. нчв/ф} = 150$	19,8
ОПН/КвРП	Силовые транзисторы ЭК и диоды рекуперации	ЭК – состоит из 3 параллельных транзисторов: в одном транзисторе – 4,3, в плече – 12,9; всего в двух ЭК – 25,8; диоды рекуперации – 6,2 $P_{\Sigma пот. эк} = 32,0$	4,2
	Силовой ВЧ-трансформатор: $K_{тр} = W2/W1 = 0,5$	$P_{ст} = 52$; $P_m = 30,0$ $P_{\Sigma пот. тр.с} = 82,0$	10,8
	Выходной ВЧ-выпрямитель: диод выпрямительный, «нулевой» диод	Диод выпрямительный состоит из 8 параллельных диодов $P_{\Sigma выпр.} = 154,0$ Диод «нулевой» состоит из 4 параллельных диодов: $P_{стат} = 108,0$; $P_{дин} = 72,0$; $P_{\Sigma нулев.} = 180,0$; $P_{\Sigma пот. вч-выпр.} = 334,0$	44,1
	Выходной ВЧ-дроссель фильтра	Выходной дроссель фильтра состоит из 12 параллельных дросселей; $P_{\Sigma др. вч-ф} = 90,0$	11,9
Узел управления УУ		$P_{\Sigma уу} = P_{н.уу} + P_{пот. уу}$ $P_{н.уу} = 50$, $P_{\Sigma уу} = 70,0$	9,2

* Суммарные потери мощности в ЕМБ на $P_n = 10 500 \text{ Вт}$ (150 В, 70 А): $P_{\Sigma пот. ЕМБ} = 150 + 32 + 82 + 334 + 90 + 70 = 758 \text{ Вт}$; КПД: $\eta_{ЕМБ} = P_n / (P_n + P_{\Sigma пот. ЕМБ}) = 0,93$

Расчётные значения мощности потерь в основных узлах ЕМБ на мощность 10 500 Вт сведены в таблицу 3. В нижней части этой таблицы приведены полные потери мощности и прогнозируемый КПД для единичного блока, имеющего выходные параметры 150 В/70 А и построенного на КВРП.

Анализируя данные таблицы 3, можно сделать следующие выводы. Процентное соотношение потерь мощности в блоке с $P_n = 10,5$ кВт значительно изменилось по отношению к аналогичным параметрам для блока с $P_n = 3$ кВт (см. таблицу 1) в двух позициях. Во-первых, процент потерь в ЭК уменьшился примерно в пять раз для блока 10,5 кВт и примерно в 1,3 раза снизился процент потерь в силовом трансформаторе. Во-вторых, увеличился процент потерь в выходном ВЧ-выпрямителе – примерно в 1,6 раза для блока 10,5 кВт; также в 1,3 раза увеличился процент потерь в системе управления. В остальных позициях процент потерь остался практически неизменным.

Как это ни странно, но в уменьшении относительных потерь в ЭК и увеличении относительных потерь в ВЧ-выпрямителе решающими оказываются параметры элементной базы. Применённые для ЭК в блоке 10,5 кВт мощные модули IXFN60N80P имеют R_{DSon} вдвое меньше, чем модули в блоке 3,0 кВт. Кроме того, применение трёх параллельных модулей в ЭК позволило также значительно снизить долю тока, протекающего через один модуль. Это объясняется применением в блоке 10,5 кВт модулей на МОП-транзисторах, которые имеют значительно лучшие электрические параметры.

С другой стороны, увеличение относительных потерь в ВЧ-выпрямителе блока 10,5 кВт объясняется использованием той же элементной базы, что и в блоке 3,0 кВт, а именно, диодов на основе карбида кремния типа CSD20120. При этом для блока 10,5 кВт пришлось увеличить количество параллельных диодов: для выпрямительного диода в четыре раза, а для «нулевого» диода – в два раза по сравнению с блоком 3,0 кВт. Это свидетельствует о том, что в настоящее время нет диодов, имеющих допустимое обратное напряжение 600 и 1200 В при малом падении напряжения в открытом состоянии.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье предложен алгоритм выбора концепции построения сверхмощных блоков и систем электропитания, основанный на выборе оптимального значения мощности единичного блока питания и оптимального количества N блоков, из которых может быть синтезирована сверхмощная система вторичного электропитания.

Оптимальный единичный блок, имеющий максимальное значение КПД при минимальных габаритах, может быть разработан путём выбора оптимальной частоты преобразования импульсного блока питания и компонентов электронного ключа. Оптимизация параметров как силового ВЧ-трансформатора, так и других моточных изделий, определяется выбором ферромагнитных материалов, в том числе и для сглаживающих дросселей, которые используются во входной и выходной части блока питания.

Основные этапы выбора концепции сверхмощной системы электропитания проиллюстрированы примером синтеза системы с выходной мощностью 30,0 кВт (150 В/200 А).

ЛИТЕРАТУРА

1. Эраносян С., Ланцов В. Электронные компоненты для мощных импульсных источников питания. Силовая электроника. 2006. № 2.

2. Эраносян С.А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. Энергоатомиздат, 1991.

3. Мкртчян Ж.А. Основы построения устройств электропитания ЭВМ. Радио и связь, 1990.

4. Березин О.К., Костиков В.Г., Шахнов В.А. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Три Л, 2000.

5. Мелешин В. Транзисторная преобразовательная техника. Техносфера, 2005.

6. Интеллектуальные силовые модули для источников для источников питания – один из путей возрождения отечественной электроники XXI века. Электрическое питание. 2005. №№ 1, 2.

7. Пути развития и архитектура отечественных интегрированных силовых модулей для импульсных источников вторичного электропитания. Электрическое питание. 2005. №№ 3, 4.

8. Эраносян С., Ланцов В. Разработка интегрированных силовых модулей и их применение в источниках вторичного электропитания. Современная электроника. 2006. № 8.

9. Эраносян С., Ланцов В. Источники бесперебойного питания: новый подход к синтезу. Силовая электроника. 2007. № 4; 2008. № 1.

10. Ланцов В., Эраносян С. Успехи, трудности и проблемы на пути развития силовой электроники в России. Силовая электроника. 2008. № 1.

11. www.freal.ru.

12. www.solwelding.com.

13. www.zavod-nva.com.

14. www.ferrite.ru.

