

Импульсные источники вторичного электропитания с универсальным входом

Владимир Ланцов, Саркис Эраносян (Санкт-Петербург)

Импульсные источники вторичного электропитания (ИВЭ) с универсальным входом способны функционировать в широком диапазоне изменения входного напряжения: сетевого переменного ~85...264 В частотой 47...440 Гц или постоянного тока 120...370 В. В статье описываются принцип действия и особенности проектирования ИВЭ этого класса. Даны рекомендации по выбору схемотехнических решений и основных компонентов.

В настоящее время в России и за рубежом выпускается большое количество импульсных источников вторичного электропитания (ИВЭ) с универсальным входом (ИВЭ-УВ). Стандартом для таких ИВЭ-УВ является способность нормально функционировать в широком диапазоне изменения входного сетевого напряжения: переменного 85...264 В частотой 47...440 Гц или постоянного 120...370 В. Вместе с тем в известных публикациях недостаточно освещены принцип действия и особенности проектирования ИВЭ-УВ. Имеющиеся работы

[1] посвящены описанию конкретных схем зарубежных ИВЭ. В этой связи авторы ставили своей целью восполнить имеющийся информационный пробел.

В Советском Союзе разработчики импульсных ИВЭ, вероятно, впервые познакомились с таким классом источников в 1972 г., когда в журнале Electronics была описана схема ИВЭ с мощностью 50 Вт фирмы Philips. Диапазон сетевого напряжения для него составлял 90...255 В частотой 47...440 Гц. В то время такой источник был предназначен, прежде всего, для

применения на территории стран Европы, Северной и Южной Америки, Юго-Восточной Азии. Дело в том, что в этих странах существовали разные стандарты на номинальное напряжение сети переменного тока: 110, 115, 127, 220 и 230 В. Для использования в упомянутых условиях выпускавшиеся импульсные ИВЭ коммерческого и реже промышленного назначения снабжались различными переключающими устройствами ручного или автоматического типа. Такие устройства позволяли изменять схемную конфигурацию отдельных узлов, например, сетевого выпрямителя и фильтра источников, для адаптации к пониженному сетевому номинальному напряжению. В частности, в 80-е гг. в источниках питания персональных компьютеров сетевой мостовой выпрямитель использовался при напряжении сети 220...230 В. Особенности этих схем рассмотрим с помощью рис. 1 и 2.

Для питания от сетевого напряжения 115...127 В в схеме ИВЭ-УВ с помощью контактного переключающего устройства происходила реконфигурация сетевого выпрямителя (рис. 1). При этом два диода (VD1, VD2) мостового выпрямителя и два электролитических конденсатора (C1, C2) образовывали удвоитель напряжения. Это позволяло получить напряжение постоянного тока порядка 300 В, необходимое для работы полумостового преобразователя без переключения выводов первичной обмотки силового высокочастотного (ВЧ) трансформатора. Обычно для этого используется автоматический переключатель (реле) S, который для обеспечения безопасной и надёжной работы преобразователя первоначально включен для работы в режиме «220 В» (положение 1 контактов S). Узел идентификации номинальной величины сетевого напряжения (УИН) даёт сигнал на переключение в режим пониженного напряжения

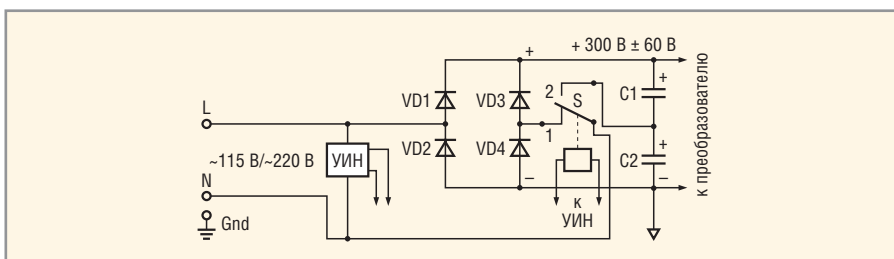


Рис. 1. Реконфигурируемый выпрямитель для ИВЭ-УВ

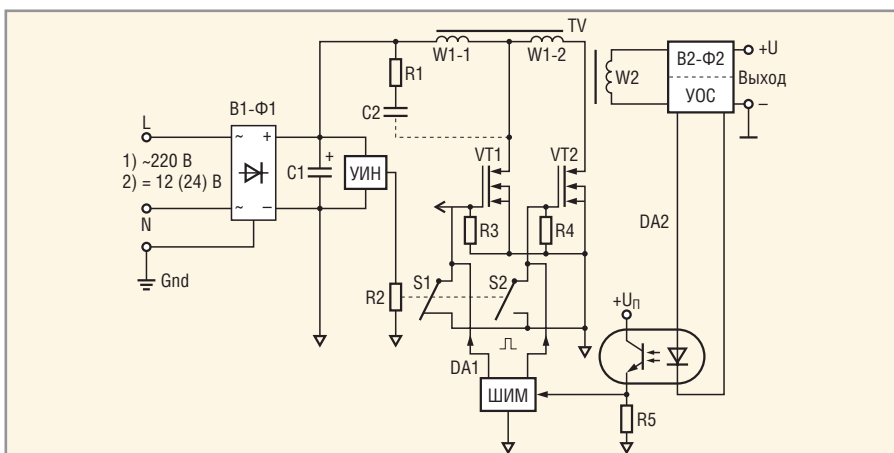


Рис. 2. ИВЭ-УВ с использованием двух силовых ключей

электропитания, например, «115 В». Процедура переключения занимает не более 20...30 мс. В общем случае УИН состоит из детектора напряжения, элемента сравнения (компаратора) и времязадающего элемента (например, таймера). В ИВЭ с однотактными преобразователями переключение из одного режима в другой производится таким же способом, но изначально нужно иметь два последовательно включенных электролитических конденсатора в сетевом выпрямителе. Отметим, что приведённое схемное решение позволяет работать от входного напряжения постоянного тока только в режиме 300 ± 60 В, поскольку описанная схема удвоения напряжения не работает на постоянном токе.

Часто для электропитания некоторых передвижных объектов необходимо обеспечить работу ИВЭ и от сети переменного тока с напряжением 220 В, 50 Гц, и от аккумуляторов с напряжением 12 и 24 В. В этом частном случае схема однотактного преобразователя в ИВЭ-УВ становится более сложной. В ней (рис. 2) используются два электронных переключателя S1 и S2 для переключения по управляющим входам силовых транзисторных ключей VT1 и VT2. Один из ключей (VT1) подключен ко всей первичной обмотке (w1-1) силового трансформатора, если номинальное напряжение питания преобразователя +300 В. Другой (VT2) подключен к отводу (w1-2) от первичной обмотки для работы в режиме питания 12...24 В. Назначение других узлов и компонентов: B1-Ф1 – сетевой выпрямитель с фильтром электромагнитных помех, УИН – узел идентификации входного напряжения, B2-Ф2/УОС – выходной ВЧ-выпрямитель со сглаживающим фильтром и узлом обратной связи. Система управления ИВЭ-УВ включает в себя: DA1 – ШИМ-контроллер, DA2 – оптоэлектронную пару для гальванической развязки входа управления силовыми транзисторами от выхода.

Утверждается, что предложенная структура позволяет обеспечить функционирование от переменного напряжения 50...340 В, 50 Гц и от постоянного 10...50 В.

Следует подчеркнуть, что схема на рис. 2 представлена авторами для настоящей статьи в упрощённом виде. Описанная идея и её схемное воплощение интересны, однако вызы-

вают ряд вопросов практического характера, например, в части диапазонов как переменного, так и постоянного входного напряжения. Очевидны также трудности в практической реализации силового трансформатора, обусловленные степенью подмагничивания сердечника трансформатора в разных режимах работы.

После освоения выпуска современных импульсных ИВЭ-УВ (без автоматических переключателей в сетевом выпрямителе) они стали широко использоваться и с другой целью. Прежде всего, их применение позволяло свести к минимуму влияние существенных изменений сетевого напряжения, в том числе провалов напряжения питания, что наиболее эффективно для потребителей на промышленных предприятиях и в отдалённых районах нашей страны.

Классификация импульсных ИВЭ-УВ и их особенности

Условно импульсные ИВЭ-УВ можно разделить на два подкласса:

- «классические» ИВЭ-УВ – это импульсные ИВЭ на основе типовых схем преобразователей, в основном однотактных с введением в схему некоторых отличительных особенностей, но без активных корректоров коэффициента мощности (ККМ, PFC);
- на основе активных корректоров коэффициента мощности, которые и решают задачу создания универсального входа.

К числу отличительных особенностей «классических» ИВЭ-УВ можно отнести:

- значительное увеличение ёмкости электролитического конденсатора в сетевом выпрямителе, необходимое, чтобы: а) обеспечить допустимую величину пульсации на нём при минимальном входном напряжении; б) выполнить стандартное требование по величине времени удержания выходного напряжения (не менее 20 мс);
- изменение основного параметра время-импульсного регулирования в более широких пределах, например, коэффициента заполнения (duty cycle) при широтно-импульсном регулировании (ШИМ) или частотно-коэффициента при частотно-импульсном регулировании (ЧИМ);

- необходимость обеспечения избыточного запаса в электрических параметрах силового трансформатора при изменении напряжения и тока в первичной обмотке в широких пределах, что неизбежно приводит к увеличению габаритов трансформатора.

Изменения приходится вводить также при выборе параметров элементов как во входной, так и в выходной цепи. В частности, необходимо при выборе компонентов примерно в два раза увеличить допустимый ток через плавкий предохранитель, пусковой терморезистор, мостовой выпрямитель. Кроме того, в силовом ключе возрастают статические потери мощности, что вынуждает либо выбирать другой тип ключа с улучшенными параметрами (RDSon или UCESat), либо улучшать теплоотвод. В выходной цепи диоды выпрямителя необходимо выбирать с большим, 2,0...2,5 раза, запасом обратного напряжения.

Отличительным признаком второго подкласса импульсных ИВЭ-УВ является наличие активных ККМ, существенно изменяющих структуру и схему импульсного ИВЭ-УВ. В то же время пассивные ККМ, в частности, с корректирующим низкочастотным дросселем, включенным после сетевого фильтра помех в цепи переменного или выпрямленного тока, не вносят принципиального изменения в функционирование ИВЭ-УВ. То же самое можно сказать и про более сложную схему пассивного ККМ, в которой, кроме низкочастотного дросселя, организован, например, подзаряд конденсатора в сетевом выпрямителе от дополнительной обмотки силового трансформатора в преобразователе. И в этом случае все недостатки «классических» ИВЭ-УВ практически остаются неизменными.

Схемы «классических» импульсных ИВЭ с универсальным входом

Один из первых вариантов ИВЭ с универсальным входом был описан в 1995 г. [2]. Речь идёт об ИВЭ мощностью 100 Вт (5 В, 20 А), выполненном на основе однотактного прямоходового преобразователя (ОПН-П) и работающего на частоте 100 кГц. Рабочий диапазон изменения входного сетевого питающего напряжения для этого ИВЭ составляет 85...265 В.

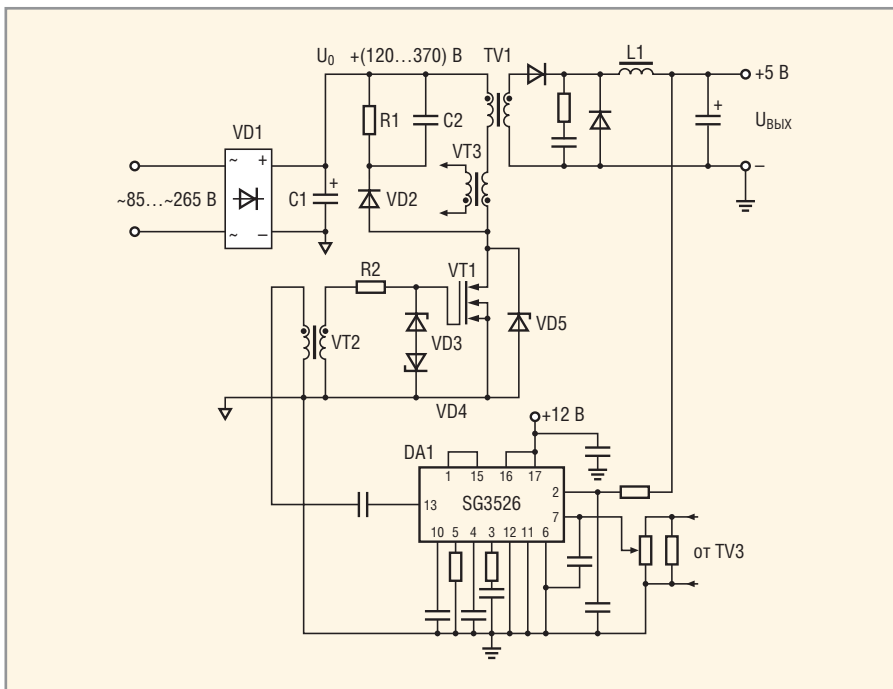


Рис. 3. ИВЭ-УВ «классического» типа на основе одноканального прямоходового преобразователя напряжения

Схема источника приведена на рис. 3.

На выходе сетевого выпрямителя VD1 включен электролитический конденсатор ёмкостью 470 мкФ (450 В). В качестве силового транзистора выбран IRF830 (500 В, 3,5 А, 1,5 Ом, 125 Вт) фирмы International Rectifier. В схеме управления использована микросхема ШИМ-контроллера SG3526 (Silicon General).

Приведём несколько предварительных соображений, прежде чем приступим к более детальному описанию особенностей упомянутого источника. В одноканальных преобразователях типа ОПН-П с сетевым входом для фиксированного процесса размагничивания силового трансформатора обычно используется дополнительная размагничивающая обмотка (W_p или W_3) с инверсным включением по отношению к первичной (w_1) и вторичным (W_2i) обмоткам. Размагничивающая (фиксирующая) обмотка через быстродействующий диод с повышенным обратным напряжением подключена к полюсам источника питания преобразователя. Число витков размагничивающей обмотки равно или несколько больше, чем у первичной обмотки, т.е. $W_p \geq W_1$. При изготовлении трансформатора необходимо обеспечить максимальную магнитную связь между этими обмотками. В момент времени, когда силовой тран-

зистор закрывается, полярность напряжения на обмотке W_p изменится на обратную, при этом включенный в её цепь диод открывается и по обмотке протекает ток. Таким образом, происходит перемагничивание сердечника трансформатора при фиксированном максимальном обратном напряжении на первичной обмотке силового трансформатора. В момент времени, когда э.д.с. самоиндукции от контура намагничивания сравняется с напряжением питания, ток в обмотке W_p прекратится, и последующий процесс перемагничивания сердечника трансформатора будет определяться разрядом паразитной ёмкости первичной обмотки трансформатора. Заметим, что напряжение на стоке силового транзистора будет вначале высоким, но фиксированным, а в конце цикла перемагничивания сердечника трансформатора станет равным напряжению питания. В этой связи транзистор должен выбираться с большим значением напряжения стока: $U_{DS} = 700...800$ В.

Независимо от наличия в схеме размагничивающей обмотки, для подавления паразитных ударных колебаний всё равно необходимо применять в схеме демпфирующую RC-цепь, которая устанавливается параллельно силовому каналу транзистора [5]. Естественно, что для «классических» ИВЭ с универсальным входом, для которых принято,

что верхнее значение сетевого напряжения может составлять 265 В, а напряжение питания преобразователя при этом будет +360 В, это мало приемлемо. Поэтому в данном ИВЭ-УВ [2] с мощностью 100 Вт (5 В, 20 А), рабочий диапазон которого по входному сетевому напряжению составляет 85...265 В, принят другой подход. Одной из задач, которые решали разработчики этой схемы, была возможность применения полевого транзистора с напряжением 500 В. В связи с этим в рассматриваемой схеме применена другая схема размагничивания сердечника трансформатора.

С целью пояснения принципа работы ИВЭ-УВ рассмотрим его схему. Как видно из рисунка 3, параллельно первичной обмотке силового трансформатора, т.е. между стоком транзистора и положительным полюсом постоянного напряжения U_0 , включена фиксирующая цепь. Эта VDRC-цепь, получившая название фиксатора уровня (clamer), состоит из последовательно включённого диода VD2 и конденсатора C2, параллельно которому установлен разрядный резистор R1. В результате функционирования этой цепи напряжение стока-исток силового транзистора после его выключения будет определяться суммой двух составляющих: текущего входного постоянного напряжения U_0 и напряжения на конденсаторе U_{C2} .

Идея ограничения максимального напряжения на транзисторе заключается в том, чтобы заканчивать процесс перемагничивания сердечника силового трансформатора в конце запертого состояния транзистора, т.е. непосредственно перед его очередным включением. Поэтому схема обеспечивает необходимое равенство вольтсекундного интеграла в первичной обмотке W_1 силового трансформатора как при открытом ключе, так и выключённом ключе, с учётом использования всего интервала времени паузы (ключ закрыт). Это обстоятельство, безусловно, позволяет уменьшить размагничивающее напряжение на первичной обмотке трансформатора, т.е. именно то напряжение, которое складывается с входным питающим напряжением. Отсюда появилась топология фиксирующей цепи (clamer). Конденсатор этого узла

C2 заряжается «сбросом» пикового тока в первичной обмотке W1 трансформатора и тока намагничивания $I_{\mu 1}$ после выключения ключа. По сути этот процесс аналогичен образованию выходного напряжения, которое формируется при работе одноконтурного обратного преобразователя (ОПН-О). Разумеется, напряжение на конденсаторе U_{C2} зависит от длительности открытого состояния ключа при постоянном входном напряжении и постоянной частоте работы преобразователя. Соотношение между напряжением на фиксирующем резисторе U_{R1} (или U_{C2}) и постоянным напряжением U_0 для данного коэффициента заполнения γ , а также при непрерывном токе намагничивания трансформатора, можно представить как:

$$U_{C2} = U_{R1} = U_0[\gamma/(1 - \gamma)].$$

Параметры резистора R1 определяются при максимальном напряжении U_0 и минимальном коэффициенте заполнения γ_{\min} , а также при максимальном пиковом токе $I_{W1\max}$

в первичной обмотке трансформатора и максимальном пиковом токе намагничивания $I_{\mu 1\max}$. Обычно мощность рассеивания на этом резисторе находится в пределах 2...4% выходной мощности преобразователя.

Отметим, что эта формула характеризует зависимость U_{C2} от аргумента γ и представляет собой дробно-линейную функцию. Её график – равнобедренная гиперболола [4]. Положительная ветвь этой гипербололы проходит через начало координат. В соответствии с принципом работы ОПН-П максимальное значение коэффициента заполнения $U_{0\max}$ не может быть больше 0,5 (реально 0,46...0,48). В результате напряжение U_{C2} имеет максимальное значение в зависимости от параметра γ и при условии $U_{0\max}$.

В работе [2] предлагается оптимизировать потери мощности в R1 путём подбора величины этого резистора таким образом, чтобы ток намагничивания $I_{\mu 1}$ становился прерывистым при некотором промежуточном значении входного напряжения сети. В итоге мы можем

получить, что ниже критического промежуточного уровня напряжения сети ток намагничивания становится непрерывным и уровень ограничения напряжения («подпорка») увеличивается при снижении входного напряжения. Это означает, что параметры резистора выбираются при использовании этой формулы, например, при напряжении $0,5U_{0\max}$. При этих условиях несколько повышается при максимальном входном напряжении пиковое напряжение на транзисторе, но зато значительно снижается рассеиваемая мощность на резисторе. В примере расчёта параметров резистора R1 [2] получены следующие результаты. В результате выбранного значения расчётного напряжения $0,45U_{0\max}$ максимальное напряжение на транзисторе увеличилось на 4,2%. При этом диапазон потерь мощности на резисторе R1 (от максимума к минимуму) уменьшился на 38%.

«Классическая» схема ИВЭ-УВ имеет серьёзные недостатки при работе в нестационарных режимах, в частности, при перегрузках по току



Международный промышленный форум
РАДИОЭЛЕКТРОНИКА . ПРИБОРОСТРОЕНИЕ . АВТОМАТИЗАЦИЯ

Организаторы



Техно&Ком

КРУПНЕЙШАЯ на Северо-Западе

VII международная специализированная выставка

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ



RADEL'07
RADIO ELECTRONICS & INSTRUMENT-MAKING INDUSTRY EXHIBITION

- ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
- КОМПЛЕКТУЮЩИЕ
- ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ
- МАТЕРИАЛЫ
- КОНСТРУКТИВЫ
- ТЕХНОЛОГИИ
- ОБОРУДОВАНИЕ
- ПРИБОРЫ

20-23
ноября
2007

Санкт-Петербург
Петербургский СКК

Вас приглашают

Тел./факс: (812) 718-35-37; e-mail: radel@opticon.com; www.fareexpo.com










и в режиме короткого замыкания (КЗ) нагрузки. Дело в том, что существует конечное значение наименьшей длительности ШИМ-импульса при работе системы защиты по току. Она состоит из минимальной длительности импульса на выходе микросхемы, времени задержки выключения (с учётом инерционности цепи управления) и времени заряда ёмкости Миллера. В результате итоговая, наименьшая длительность импульса может составить 0,3...0,5 мкс при частоте работы 100 кГц. Это приводит к тому, что максимальный импульсный ток в режиме КЗ ограничивается только индуктивностью рассеяния силовых обмоток трансформатора, а также их активным сопротивлением с учётом сопротивления монтажных проводов. Отсюда следует, что величина тока КЗ может превышать номинальный ток в 5...10 раз в зависимости от величины выходного напряжения источника питания. При этом, естественно, резко возрастает ток через силовой транзистор. Чтобы избежать таких аварийных режимов, необходимо корректировать работу схемы защиты по току, например, «пропускать» импульсы управления силовым транзистором, не давая возможности бесконтрольного роста тока перегрузки, или переводить контроллер управления в режим ЧИМ-модулятора.

Попробуем критически взглянуть на проблемы разработки «классических» схем широкодиапазонных ИВЭ с точки зрения оптимального построения мощного ИВЭ-УВ с учётом современного уровня развития силовой электроники. В настоящее время построение блоков питания на основе ИВЭ-УВ требует дополнительных, решающих преимуществ по сравнению с традиционными блоками, рассчитанными на один вид входного напряжения с диапазоном его изменения в пределах $\pm 20\%$. Последние имеют более высокий КПД, несколько меньшее количество компонентов и, например, при повышенной и большой мощности, лучшие массогабаритные показатели. По нашему мнению, «классические» ИВЭ-УВ – это этап в развитии такого типа блоков питания. С другой стороны, дефицит энергоресурсов во всём мире и ужесточение требований по элект-

ромагнитной совместимости [3] предъявил разработчикам ИВЭ новые требования, а именно, повышение коэффициента мощности, потребляемой от переменной сети. Иными словами, необходимость установки в блок питания специального узла ККМ была объективной закономерностью, особенно для ИВЭ с повышенной и большой мощностью.

Импульсные ИВЭ с универсальным входом на основе активного корректора коэффициента мощности

Одним из серьёзных недостатков ИВЭ-УВ классического типа, как отмечалось выше, является увеличение примерно в два раза токовой нагрузки на все компоненты входной цепи источника и на силовой ключ при работе на нижнем пределе входного напряжения: переменного 85 В или постоянного 120 В. Другой недостаток – большие пусковые токи, а также токи заряда электролитического конденсатора в сетевом выпрямителе (тем более значительно увеличенной ёмкости в ИВЭ-УВ). Снижение коэффициента мощности (КМ) до значения 0,4...0,6 происходит за счёт возрастания реактивной (ёмкостной) составляющей потребляемого из сети тока и появления нечётных гармоник вплоть до 15-й.

Нельзя ещё раз не указать на проблемы с силовым трансформатором. В целом преобразователь в ИВЭ-УВ функционирует в жёстких условиях. Он должен быть всесторонне отработан и испытан во всём диапазоне изменения входного напряжения и нагрузки, включая аварийные режимы. Применение пассивных ККМ на основе включения на входе низкочастотного дросселя вместе с использованием дополнительных частных решений [1, 2, 5] даёт лишь промежуточный результат. Кроме того, это достаточно эффективно лишь для маломощных источников (не более 100 Вт). Отсутствие схемы активного ККМ и связанные с этим недостатки значительно снижают привлекательность классических ИВЭ-УВ и сужают перспективы их дальнейшего развития, особенно для ИВЭ-УВ мощностью более 100 Вт.

В соответствии с известными Директивами Евросоюза [7], начиная с конца 90-х гг. практически каждый импульсный источник питания должен иметь ККМ. Такие источники могут обеспечить КМ порядка 0,97...0,99, то есть практически синусоидальную форму потребляемого из сети тока. Вступившие в действие в Европе и в других развитых странах мира новые стандарты ЭМС (EN61000-3-2-95; IEC 6100-3-2) вызвали в России появление аналогичных стандартов. В частности, в ГОСТ Р 51317.3-2-99 приведены уровни ЭМС для основных гармоник и коэффициента несинусоидальности кривой сетевого напряжения в различных зонах:

- в жилых, коммерческих и производственных с малым энергопотреблением (технические средства – ТС класса В);
- в промышленной зоне (ТС класса А).

Однако работа ККМ в условиях широкого диапазона изменения входного напряжения имеет ряд особенностей. Во-первых, работа от низкого входного сетевого напряжения приводит к значительному повышению рабочего тока накопительного дросселя ККМ, а также импульсного тока силового транзистора и бустерного диода. Это обуславливает увеличение габаритов дросселя и требует применения силового транзистора, рассчитанного на больший допустимый ток стока. Для иллюстрации изложенного приведём некоторые расчётные данные по параметрам ККМ. В качестве конкретного примера выберем ИВЭ мощностью 400 Вт (5 В, 80 А), работающий от сетевого напряжения $220 \text{ В} \pm 20\%$, 50 Гц [8]. В отличие от параметров, приведённых в [8], рассмотрим работу схемы ККМ в блоке питания, который должен работать в условиях изменения входного сетевого напряжения в диапазоне 80...270 В. Таким образом, ИВЭ становится ИВЭ-УВ. В результате расчётов получены следующие параметры ККМ:

$$I_{\text{вхпик}} = P_{\text{п}} \times \sqrt{2} / (\eta_{\text{ККМ}} U_{\text{вхmin}}) = \\ = 400 \times \sqrt{2} / (0,9 \times 0,93 \times 80) = 8,5 \text{ А.}$$

Данное значение тока получено при следующих значениях параметров и обозначениях:

$I_{\text{вхпик}}$ – амплитудное значение тока потребления на входе ККМ;

P_{II} – мощность, потребляемая ККМ от сети, $P_{II} = P_{н}/\eta_{III}$;

$P_{н}$ – мощность на выходе ИВЭ, равная 400 Вт;

η_{III} – КПД преобразователя ИВЭ, равный 0,9;

$\eta_{ККМ}$ – КПД ККМ, равный 0,93 (из предварительного расчёта);

$U_{вхmin}$ – минимальное входное сетевое напряжение, равное 80 В.

Максимальный коэффициент заполнения $K_{зmax}(D_{max}/\gamma)$ импульсов открытого силового транзистора ККМ – при минимальном входном напряжении будет:

$$\gamma_{max} = (U_0 - 80 \times \sqrt{2})/U_0 = \\ = (400 - 80 \times \sqrt{2})/400 = 0,72,$$

где $U_0 = 400$ В – постоянное напряжение на выходе ККМ (обычно выходное напряжение ККМ принимается 375...400 В).

Эффективное значение тока $I_{VTэфф}$ через силовой транзистор VT, а также другие расчётные данные найдём по формулам [9]:

$$I_{VTэфф} = 2I_{вхпик} \sqrt{0,5 - \\ - [(4U_{вхmin} \times \sqrt{2})/(3\pi U_0)]} = 8,5 \sqrt{0,5 - \\ - [(4 \times 80 \times \sqrt{2})/(3\pi \times 400)]} = 5,24 \text{ А.}$$

Эффективное значение тока $I_{VDэфф}$ через силовой диод VD:

$$I_{VDэфф} = 2I_{вхпик} [(U_{вхmin} \times \sqrt{2})/(3\pi U_0)] = \\ = 2 \times 8,5 \sqrt{[(80 \times \sqrt{2})/(3\pi \times 400)]} = \\ = 2,94 \text{ А.}$$

Наконец, можно определить индуктивность накопительного дросселя по формуле:

$$L = (U_{вхmin} \times \sqrt{2}) \gamma_{max} / (f_{ККМ} \Delta I) = \\ = (80 \times \sqrt{2}) \times 0,72 / (150 \times 0,2 \times 8,5) = \\ = 0,32 \text{ мГн,}$$

где $f_{ККМ}$ – частота работы транзистора VT в ККМ, а ΔI – амплитуда пульсаций тока дросселя (обычно $\Delta I = 0,2I_{вхпик}$).

Такой дроссель может быть выполнен на магнитопроводе МП-140 размером $K44 \times 28 \times 10,3$ мм и массой 80 г.

Если провести сравнительный анализ параметров этого ККМ и приведённого в статье [8], то можно сделать вывод: входной импульсный ток силового транзистора и силового (бустерного) диода в ККМ для блока питания с универсаль-

ным входом более чем в 2 раза превышает ток ККМ обычного стандартного ИВЭ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные авторами в данной статье классификация источников питания с универсальным входом, а также некоторые типовые схемные решения отдельных практических блоков питания показывают основные пути развития и технические проблемы в данной области.

В связи с этим можно подчеркнуть, что разработка блоков питания типа ИВЭ-УВ, на наш взгляд, целесообразна для следующих областей технической деятельности:

- в качестве лабораторных источников для всех видов исследовательских работ;
- в качестве блоков питания, применяемых для длительных (автономных) работ поисково-экспедиционного характера, например, в условиях существования удалённых баз в Антарктиде, военного назначения, в космосе.

Структурно они могут содержать следующие основные узлы:

- входной универсальный выпрямительный мост;
- ККМ, адаптированный к сети постоянного тока с устройством интеллектуального распознавания вида и параметров сети;
- высокочастотный преобразователь с рабочими частотами 200...400 кГц;
- микропроцессорную систему управления всеми режимами работы ИВЭ-УВ, в том числе с функциями измерения, диагностики и отображения информации о текущих параметрах блока;
- оптимальную систему организации охлаждения теплонапряжённых элементов всего блока с учётом фактических параметров окружающей среды, которая должна значительно повысить надёжность ИВЭ-УВ.

В связи с этим представляется, что будет возрастать спрос на разработку и производство таких блоков питания именно в тех областях, где потребитель без использования преимуществ ИВЭ-УВ обойтись не сможет и поэтому будет готов к покупке более дорогого, но и существенно лучшего по параметрам изделия. Возможно, это будут блоки питания мощностью выше 1...3 кВт.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Жданкин В.* Принципиальная схема ИВЭП серии NLP65. СТА. 2003. № 4.
2. Силовые полупроводниковые приборы. Пер. с английского под редакцией *В.В. Токарева*. 1-е издание. Воронеж, 1995.
3. *Ланцов В.В., Эраносян С. А.* Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Силовая электроника. 2006. № 4; 2007. № 1, 2.
4. *Рыбасенко В.Д., Рыбасенко И.Д.* Элементарные функции: Формулы, таблицы, графики. М.: Наука. Гл. ред. Физ.-мат. лит., 1987.
5. Патент США 5, 600, 546 & 5, 652, 700.
6. Каталог Power supply, Artesyn, 1998.
7. Электромагнитная совместимость технических средств. Справочник. Под ред. *Кармаева В.С. М.*, 2001.
8. *Эраносян С., Ланцов В.* Разработка интегрированных силовых модулей и их применение в источниках вторичного электропитания. Современная электроника. 2006. № 8.
9. *Полищук А.* Высоковольтные диоды Шоттки из карбида кремния в источниках электропитания с преобразователями частоты. Компоненты и технологии. 2004. № 5.



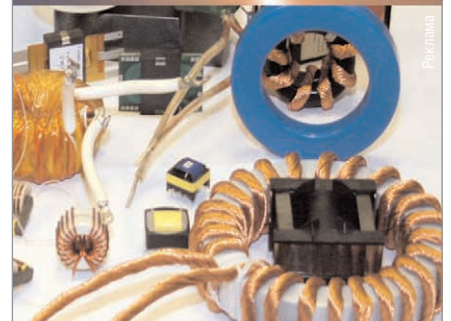
Северо-Западная лаборатория

Генеральный представитель Epcos
по ферритам в России и СНГ

ЗАО "Лэпкос" СЗЛ предлагает со склада:

- Ферритовые сердечники Epcos и ЗАО НПФ Феррокерам
- Недорогие материалы с высокой индукцией насыщения (MPP, Kool M, High Flux, Iron Powder) Magnetics и Micrometals
- Наноманитные материалы для мощной силовой электроники
- Намоточные каркасы, скобы, материалы для намотки
- Пассивные компоненты фирмы Epcos

ЗАО "СЗЛ" является крупнейшим в СНГ изготовителем трансформаторов и дросселей мощностью от 1 Вт до 150 кВт, работающих в диапазоне от 10 Гц до 150 МГц для силовой электроники, светотехники, телекоммуникаций. Осуществляется разработка и изготовление трансформаторов по документации или ТЗ Потребителя.



т/ф (812) 369-11-54, (812) 369-51-80
e-mail: epcos@ferrite.ru <http://www.ferrite.ru>