

Схемотехника современных мощных источников электропитания

для телекоммуникационного оборудования и систем промышленной автоматике

В статье рассмотрены различные схемотехнические решения узлов современных ИВЭП, проведен анализ их эффективности, позволяющий более осознанно подойти к разработке нового источника электропитания или к выбору готового устройства.

Александр Полищук

a.polishuk@prosoft.ru

В последние годы на российском рынке появилось большое количество модульных источников вторичного электропитания (ИВЭП) как зарубежного, так и отечественного производства, которые позиционируются для применения в высоконадежных системах, таких как телекоммуникационное оборудование и аппаратура промышленной автоматике. Однако на практике зачастую оказывается, что эти изделия не отвечают современным требованиям надежности, а уровень схемотехнических решений находится на рубеже конца 80-х годов прошлого века. Это во многом объясняется спецификой нашего рынка: потребителю часто трудно понять, почему казалось бы похожие по электрическим характеристикам изделия разных фирм отличаются по цене в 2–4 раза. Ответ на это вопрос он получает в первый год эксплуатации, когда появляется первая статистика отказов оборудования. В данной статье мы рассмотрим основные схемотехнические решения и сравним их эффективность с точки зрения минимизации потерь и увеличения надежности.

1. Введение

2. Структурная схема ИВЭП

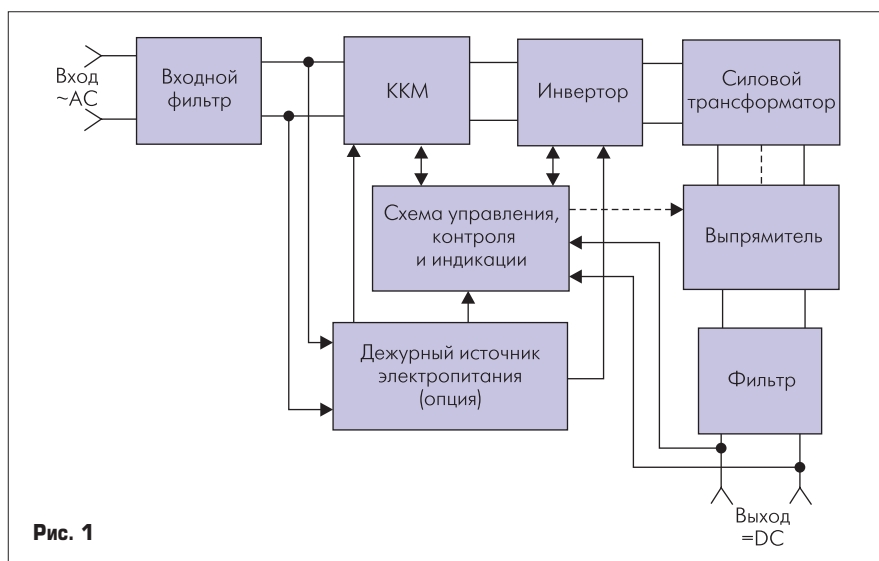
Обобщенная структурная схема ИВЭП мощностью 500–2500 Вт, включающая в себя стандартный набор функциональных узлов, приведена на рис. 1. Каждый из этих узлов может быть реализован на основе различных схемных решений, что в итоге и будет определять как эффективность устройства, так и его надежность.

ИВЭП содержит следующие основные узлы: входной сетевой фильтр, корректор коэффициента мощности (ККМ), инвертор, преобразующий постоянное напряжение с выхода ККМ в переменное на частоте преобразования, силовой трансформатор, выпрямитель, выходной фильтр, схему управления и дежурный источник электропитания, вырабатывающий ряд напряжений для питания остальных элементов схемы. Некоторые производители с целью экономии не используют отдельный источник для питания внутренних цепей, вместо этого реализуют схему питания от дополнительного обмотки дросселя ККМ или силового трансформатора. Несмотря на кажущееся усложнение ИВЭП при питании его узлов от дополнительного источника, такое решение повышает надежность, поскольку система сохраняет управляемость в случае аварийных ситуаций в нагрузке или ККМ.

Хотя каждый из узлов ИВЭП, приведенных на рис. 1, вносит свой вклад в общие потери мощности, схемотехническое повышение эффективности возможно лишь в трех из них: ККМ, инвертор, выпрямитель. Снижение потерь в фильтрах и трансформаторе относится больше к конструктивным решениям.

Рассмотрим варианты построения указанных узлов ИВЭП и проанализируем их эффективность с точки зрения потерь, стоимости и габаритов. В расчетах для примера будем рассматривать устройство со следующими параметрами:

- мощность нагрузки 1000 Вт;
- выходное напряжение 50 В;
- ток нагрузки до 20 А;
- первичное питание — однофазная сеть 220 В \pm 20%.



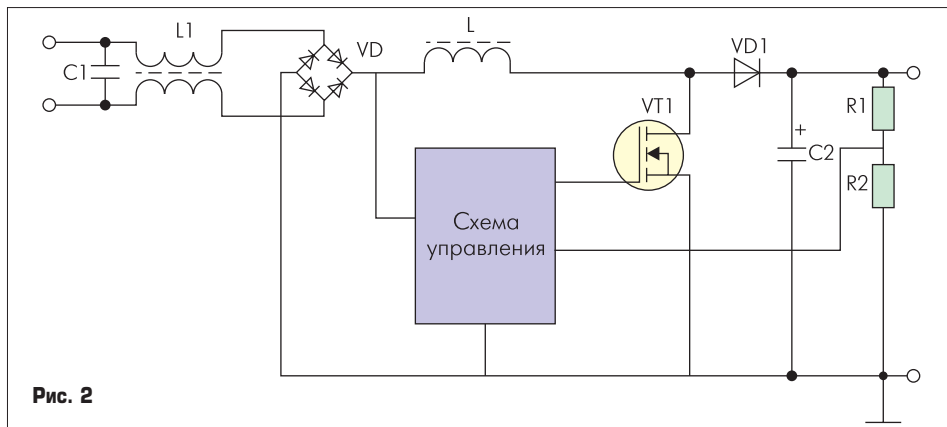


Рис. 2

2.1. Корректор коэффициента мощности

Современные требования к уровню электромагнитных помех и гармоническому составу тока первичной сети требуют использования активной коррекции коэффициента мощности в источниках электропитания с преобразованием частоты.

Наибольшее распространение получили ККМ по схеме повышающего ШИМ-преобразователя (рис. 2) благодаря относительно низким потерям и простоте обеспечения постоянного потребления тока. Управление широтно-импульсным модулятором осуществляется сигналом, формируемым схемой управления таким образом, чтобы потребляемый ток по форме совпадал с выпрямленным напряжением.

Различают три основных метода управления ККМ: метод разрывных токов и его разновидность — «граничное» управление; метод управления по пиковому значению тока и управление по среднему значению тока [1]. Первые два метода применяются в ККМ малой и средней мощности (до 300 Вт) из-за большой амплитуды пульсаций тока, значительных электромагнитных помех, необхо-

димости установки громоздких сетевых фильтров и невысокой точности коррекции [2]. Корректоры коэффициента мощности с управлением по среднему току свободны от указанных недостатков. Как правило, пиковое значение пульсаций тока дросселя выбирают в пределах 20% от среднего значения, а схема обратной связи по току имеет низкое усиление на частоте преобразования, что значительно повышает помехоустойчивость ККМ и точность отслеживания формы сигнала.

Существует три принципиальных подхода к реализации ККМ с управлением по среднему току: использование классической схемы, использование схемы с переключением транзистора при нулевом напряжении (квазирезонансный ККМ, рис. 3) и применение карбидкремниевых или арсенид-галлиевого диода Шоттки в классической схеме. Методика расчета потерь в каждом из вариантов схем ККМ приведена в одной из предыдущих публикаций автора [3]. На рис. 4 показана типовая диаграмма распределения потерь в активных компонентах схемы. Как видно из рисунка, наибольшая рассеиваемая мощность приходится

на ключевой транзистор и диод. Потери в сетевом мостовом выпрямителе трудно поддаются снижению, уменьшение их за счет применения более мощных диодов не всегда оправдано, так как влечет за собой неадекватное увеличение габаритов и стоимости.

В классической схеме ККМ от 70 до 90% мощности рассеивания на ключевом транзисторе и кремниевом бустерном диоде приходится на динамические потери, из них почти 50% обусловлены эффектом обратного восстановления диода [3].

В отличие от кремниевых *p-n* диодов, включение *p-i-n* диодов Шоттки не сопровождается процессом рассасывания заряда в *n*-области и ток обратного восстановления отсутствует. Существует лишь незначительный ток заряда емкости перехода, который не зависит от температуры и di/dt [3].

На рис. 5 показаны диаграммы распределения полной мощности потерь в диодах и ключевом транзисторе для трех типов полупроводников. Как следует из рисунка, простая замена кремниевых *Ultra Fast* диода на SiC-диод Шоттки *Zero Recovery* (Cree) позволяет снизить тепловую нагрузку почти вдвое. Применение GaAs диодов Шоттки дает выигрыш менее 20%. Это обусловлено тем, что GaAs не является полупроводником с большой шириной энергетической запрещенной зоны, поэтому максимальное напряжение, на которое может быть рассчитан диод, не превышает 300 В. Для получения 600-вольтовых приборов производители соединяют внутри корпуса последовательно два кристалла, что является причиной чрезвычайно большого прямого падения напряжения. Вследствие этого динамические потери снижаются, а статические резко возрастают.

Альтернативным решением является применение схемы с переключением транзистора при нулевом напряжении, упрощенная структурная схема которой показана на рис. 3. Управление такой схемой может быть реализовано на базе стандартного контроллера, например, UC2855A. У схемы имеется ряд существенных недостатков, один из которых — возникновение переходного процесса с удвоенной амплитудой отрицательной полярности, что приводит к трехкратному перенапряжению на VD3. Для устранения выбросов применяют одну из снаберных цепей — либо последо-

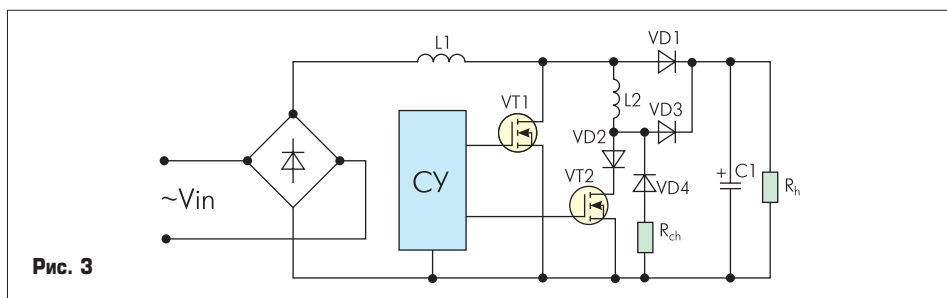


Рис. 3

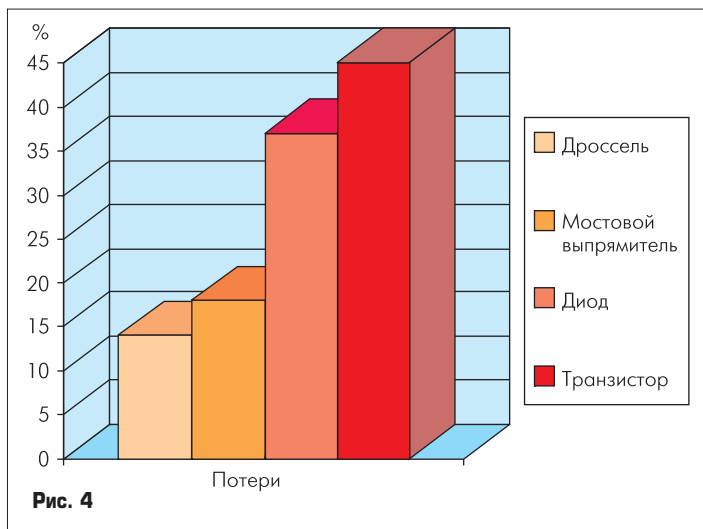


Рис. 4

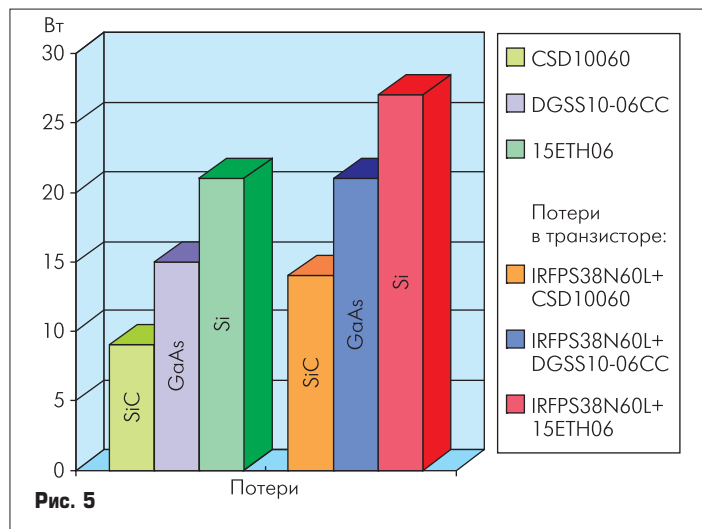


Рис. 5

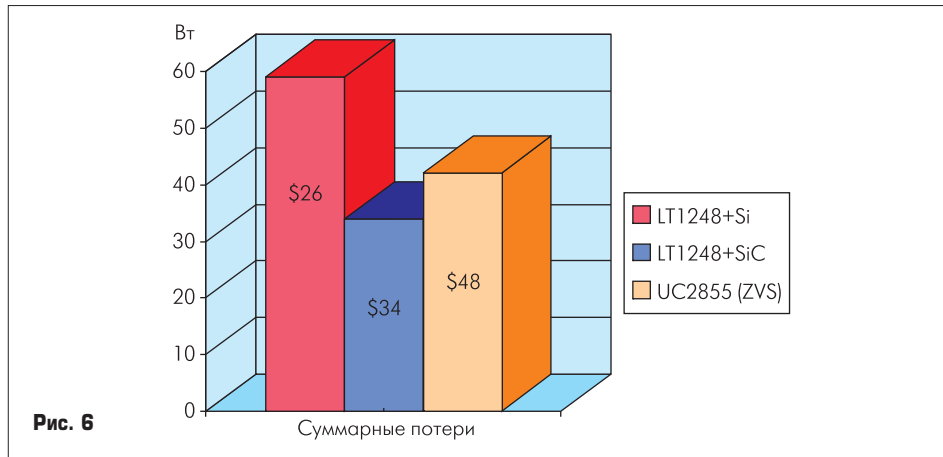


Рис. 6

вательную VD4-R_{сн}, как показано на рис. 3, либо последовательно с L2 включают насыщающийся дроссель. В последнем случае в сердечнике дросселя выделяется значительная мощность, что заставляет либо отводить от него тепло, либо использовать сердечник больших размеров. Это значительно снижает эффективность такой схемы.

На рис. 6 приведена диаграмма суммарных потерь и ориентировочная стоимость основных активных компонентов для трех рассмотренных вариантов ККМ. Наименьшие потери обеспечивает классическая схема корректора с SiC-диодом Шоттки *Zero Recovery* (Cree). Квазирезонансная схема имеет на 30% больше потерь, при этом содержит в три раза больше активных компонентов, является наиболее дорогой и наименее надежной.

Таким образом, использование качественных стандартных контроллеров с управлением по среднему току в сочетании с SiC-диодом Шоттки и современным MOSFET с малым R_{ds on} позволяет строить недорогие надежные и эффективные ККМ для рассматриваемого класса ИВЭП.

2.2. Преобразователь напряжения

Как и в случае с ККМ, существует три принципиальных подхода к реализации преобразователя напряжения: классический ШИМ с жестким переключением, квазирезонансный с фазовым управлением и резонансный с частотным регулированием.

Классический ШИМ-преобразователь (рис. 7) является наиболее простым и наименее эффективным. Транзисторы переключаются в жестком режиме, а при емкостном характере нагрузки выпрямителя — еще и при максимальном токе. Поскольку в схеме всегда присутствует паразитная последовательная индуктивность, включающая в себя индуктивность рассеивания трансформатора и монтажа, заряд выходной емкости транзисторов

сопровождается выбросами напряжения, что требует установки снаберных цепей и приводит к дополнительным потерям. Если энергия, запасаемая в паразитных реактивностях, достаточно велика, существует опасность отпирания встроенных антипараллельных диодов ключевых MOSFET, что приводит к дополнительным потерям при их обратном восстановлении [4]. В общем случае, суммарные потери в ключах определяются выражением:

$$P_{tot_HS} = P_{st} + P_{sw} = 2(I_{sw}^2 R_{on} + I_{sw} V_0 f_s \times (t_f + t_r) + C_{22} V_0^2 f_s + Q_{rr} V_0 f) \quad (1)$$

где I_{sw} — ток, протекающий через транзистор, R_{on} — сопротивление MOSFET в открытом состоянии, t_r , t_f — время нарастания и спада тока через транзистор, f_s — частота преобразования, C_{22} — выходная емкость транзистора, V_0 — напряжение питания, Q_{rr} — заряд обратного восстановления антипараллельного диода.

Использование схемотехники квазирезонансного (рис. 8) или резонансного (рис. 9) переключения направлено на устранение в формуле (1) всех слагаемых, начиная со второго. Это достигается за счет уменьшения напряжения на ключевом транзисторе до нуля к моменту его открывания. Принципиальная разница состоит в том, что в квазирезонансном инверторе контур, формирующий траекторию переключения транзисторов, напрямую не участвует в процессе передачи энергии в нагрузку. В резонансном преобразователе формирующий контур является аккумулятором энергии, часть которой передается в нагрузку, а часть свободно циркулирует. Необходимым условием реализации режима резонансного переключения является наличие достаточной энергии, запасаемой в индуктивности формирующего

контра к моменту переключения транзисторов инвертора:

$$Li_{sw}^2 \geq C_{22} V_0^2 \quad (2)$$

Ток i_{sw} в квазирезонансном преобразователе прямо пропорционален току нагрузки ИВЭП, поэтому, начиная с некоторого минимального значения тока, условие (2) перестает выполняться и преобразователь переходит в режим жесткого переключения. В резонансном преобразователе ток i_{sw} равен контурному току и практически не зависит от величины нагрузки, что позволяет сохранить режим «мягкого» переключения даже на холостом ходу [5].

Принципиально отличаются и способы регулировки выходного напряжения ИВЭП. В квазирезонансном ИВЭП применимо фазовое управление ключами [6], что позволяет осуществить регулировку методом ШИМ. В резонансном инверторе возможна только частотная регулировка. На рис. 10, 11 показаны графики типовых АЧХ и ФЧХ резонансного преобразователя. Из графиков можно сделать два принципиальных вывода: во-первых, для реализации резонансного переключения необходима работа на частоте выше резонансной, поскольку формирующий контур должен иметь индуктивное сопротивление; во-вторых, минимальная частота должна быть ограничена точкой максимума АЧХ (точка А рис. 10), поскольку ниже этой частоты теряется управляемость инвертором. На практике рабочую точку выбирают ниже максимума АЧХ, исходя из фиксированного коэффициента передачи контура (пунктирная линия, точка В).

Недостатком резонансного метода является снижение КПД при уменьшении нагрузки, поскольку потери в инверторе обусловлены контурным током, который практически не зависит от нагрузки. В квазирезонансном преобразователе КПД на холостом ходу тоже уменьшается, но из-за перехода инвертора в жесткий режим переключения. Поэтому по величине потерь оба варианта почти эквивалентны, однако по надежности, управляемости, простоте реализации и уровню электромагнитных помех резонансный преобразователь оказывается значительно эффективнее, чем ШИМ-ZVS. На рис. 12 показана диаграмма потерь в ключах при максимальной нагрузке для трех рассмотренных вариантов построения инверторов. Резонансный метод имеет несколько большие статические потери, чем ШИМ-ZVS. Они обусловлены большей величиной контурного тока, протекающего через транзисторы. В то же время оба метода позво-

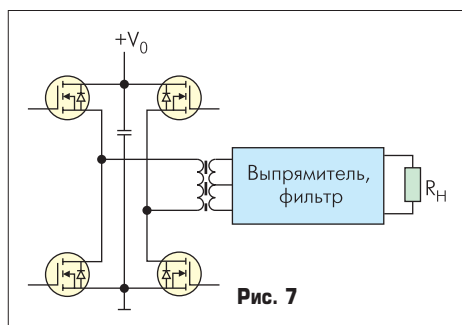


Рис. 7

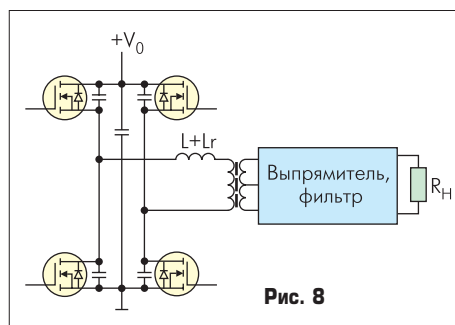


Рис. 8

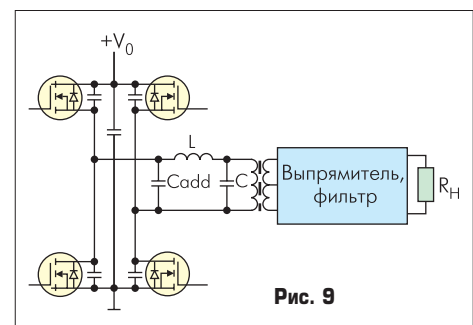
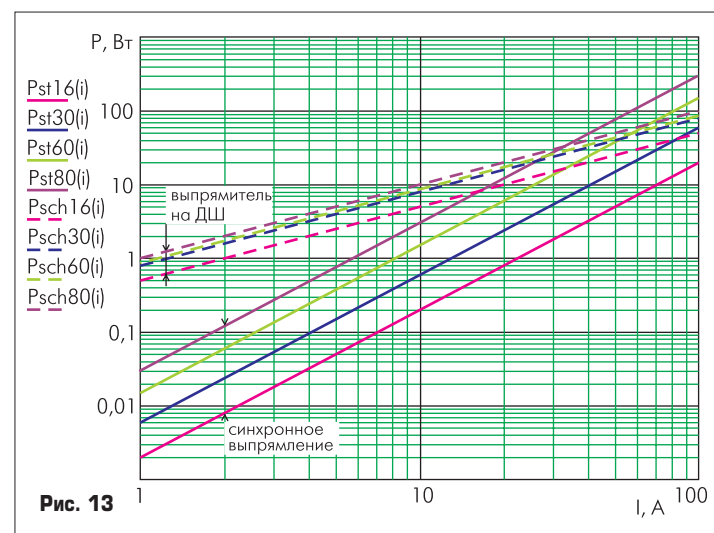
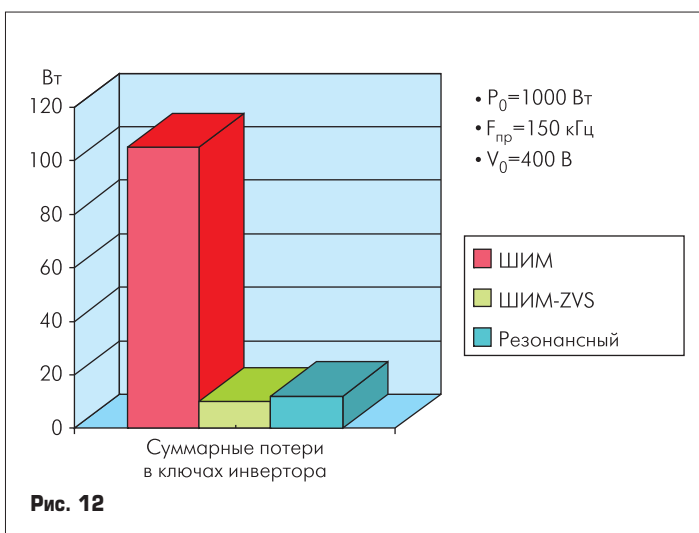
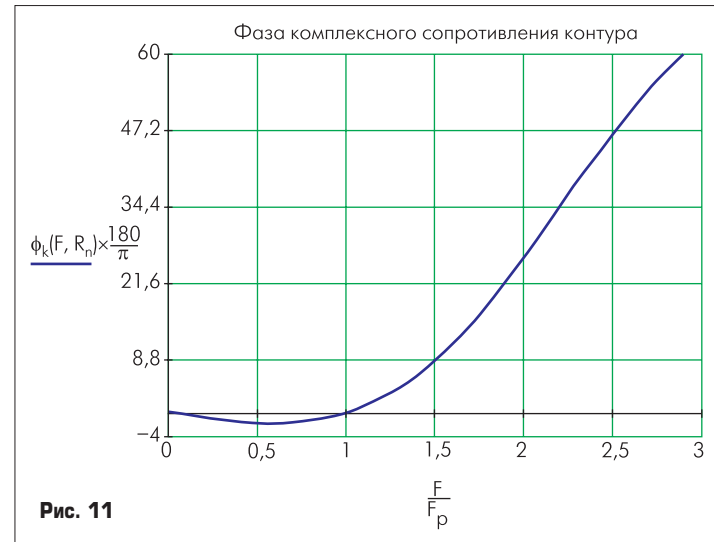
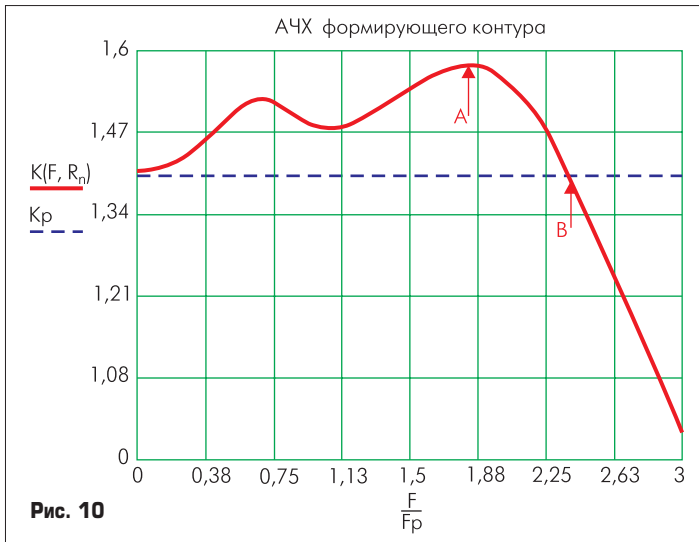


Рис. 9



ляют снизить потери в ключах по сравнению с традиционным ШИМ почти на порядок.

Для реализации всех рассмотренных методов производятся стандартные контроллеры, обеспечивающие все необходимые функции управления.

2.3. Выходной выпрямитель

При разработке этой части схемы можно рассматривать два варианта: стандартный двухполупериодный выпрямитель на диодах Шоттки и синхронный выпрямитель на MOSFET с малым $R_{ds\ on}$. В рассматриваемых ИВЭП с относительно низкими выходными напряжениями (до 80 В) и большими токами определяющую роль играют статические потери. В таблице приведены типовые характеристики прямой проводимости современных диодов Шоттки и низковольтных MOSFET, а также максимальное выходное напряжение ИВЭП при использовании схемы выпрямления

Таблица

Максимальное обратное напряжение, В	Выходное напряжение ИВЭП, В	Сопротивление $R_{ds\ on}$ MOSFET ($U_{gs} > 10$ В), мОм	$U_{пр}$ диода Шоттки, В
40	16	2	0,5
55	20	3	0,7
75	30	6	0,8
100	40	10	0,8
150	60	15	0,85
200	80	30	1,0

со средней точкой. На рис. 13 приведены зависимости прямых потерь в выпрямителях на диодах Шоттки и низковольтных MOSFET от тока нагрузки для различных выходных напряжений ИВЭП. Как следует из рисунка, при выходном напряжении 80 В выигрыш от применения синхронного выпрямления наблюдается при токе до 30 А, а при выходном напряжении до 16 В — более 100 А.

Реализация схем синхронного выпрямления зависит от типа инвертора. В случае инверторов ШИМ и ШИМ-ZVS достаточно обеспечить подачу импульсов управления на затворы транзисторов выпрямителя, по длительности и фазе синхронизированных с импульсами на затворах соответствующих транзисторов инвертора. Такой принцип реализован в стандартных контроллерах, совмещающих в себе ШИМ-ZVS и схему управления синхронным выпрямителем, например ISL6752 (Intersil).

Синхронное выпрямление в ИВЭП с резонансным преобразователем реализуется несколько сложнее. Это связано с тем, что между моментами переключения транзисторов инвертора и синусоидальным выходным напряжением существует значительный фазовый сдвиг (рис. 11), который зависит от нагрузки (точнее, от частоты преобразования, которая изменяется при изменении нагрузки или при регулировке напряжения). Поэтому требуется синхронизировать схему выпрямления непосредственно от выходного напряжения

вторичной обмотки трансформатора. Один из вариантов принципиальной схемы такого синхронного выпрямителя показан на рис. 14. Поскольку схема питается от собственного выхода, она может быть использована в ИВЭП с выходным напряжением более 15 В, что обусловлено необходимостью обеспечения требуемого уровня сигнала на затворах силовых транзисторов VT4, VT5. Напряжения питания обеспечивают линейные стабилизаторы на элементах VT1, VD1, R1, C1 (+15 В) и микросхеме DA1 (+5 В). На компараторах DA2, DA3 выполнены формирователи сигналов управления ключами. Для устранения гистерезиса в момент перехода напряжения через ноль в качестве опорного используется сигнал, отличный от нуля. Он формируется цепью R4, VD6, VD7. Величина опорного напряжения должна быть ниже прямого падения на встроенных диодах транзисторов VT4, VT5, чтобы не допускать их отпираания. На транзисторах VT2, VT3 собрана схема блокировки, предотвращающая одновременное открывание силовых транзисторов. Управление затворами VT4, VT5 осуществляется с помощью драйверов DA4, DA5. В ИВЭП с выходным напряжением 60 В и током 20 А схема обеспечивает снижение потерь почти в 4 раза по сравнению с выпрямителем на диодах Шоттки, при этом занимает на печатной плате менее 9 см² (рис. 15, транзисторы VT4, VT5 расположены на другой стороне платы под схемой управления).

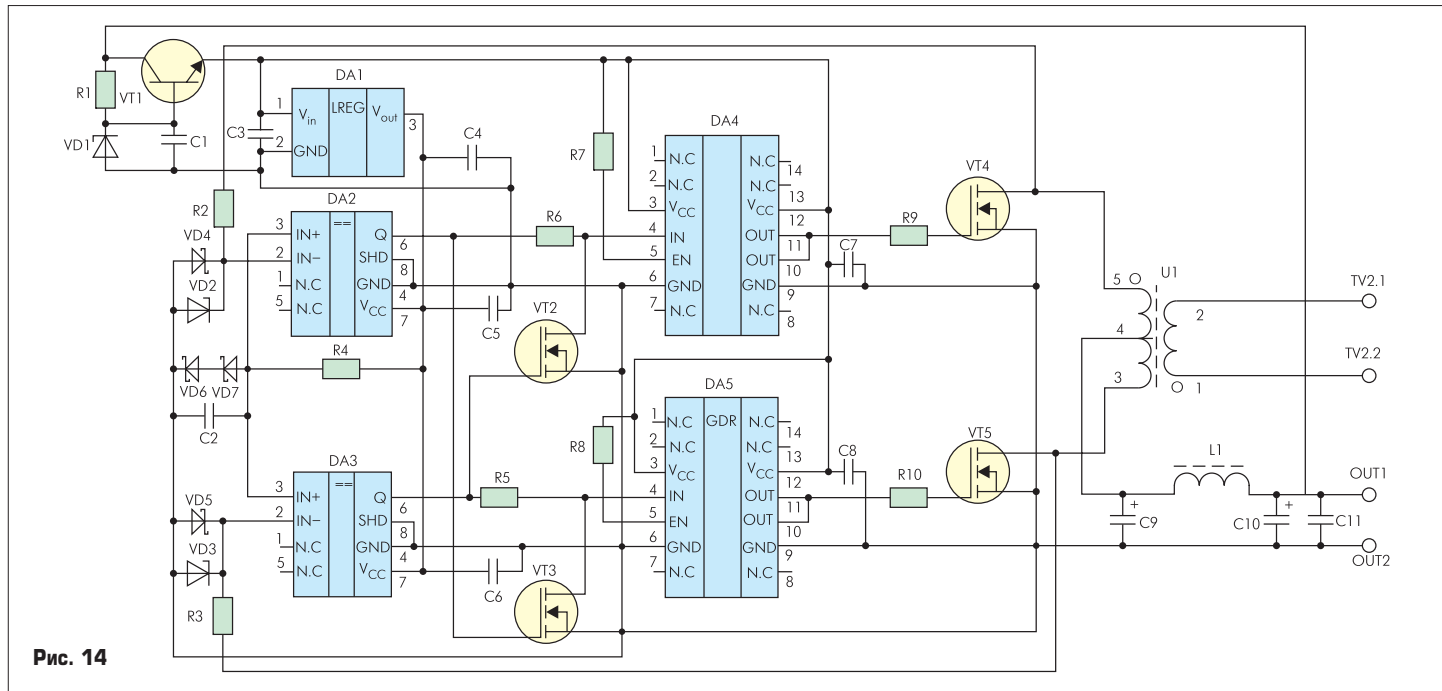


Рис. 14

3. Результаты

У читателя возникает резонный вопрос: «Что же можно в итоге получить от схемотехнических «ухищрений», и на сколько возрастет стоимость конечного изделия?». Попробуем на него ответить.

3.1. Корректор коэффициента мощности

Как следует из рис. 6, оптимальным вариантом можно считать классическую схему с SiC-диодом Шоттки Zero Recovery (Cree). Во-первых, можно использовать стандартный контроллер с управлением по среднему току. Во-вторых, значительное снижение тепловой нагрузки на силовые компоненты повышает надежность ККМ, что особенно важно в необслуживаемой аппаратуре. Следовательно, увеличение стоимости в основном определяется SiC-диодом Шоттки. Например, если вместо 15ETN06 (IR, ~\$1) использовать CSD10060A (Cree, ~\$9), то разница в стоимости составит всего \$8.

3.2. Преобразователь

Возможность использования стандартного контроллера с частотным управлением для реализации резонансного преобразователя позволяет утверждать, что его стоимость практически эквивалентна стоимости классического ШИМ, также выполненного на базе

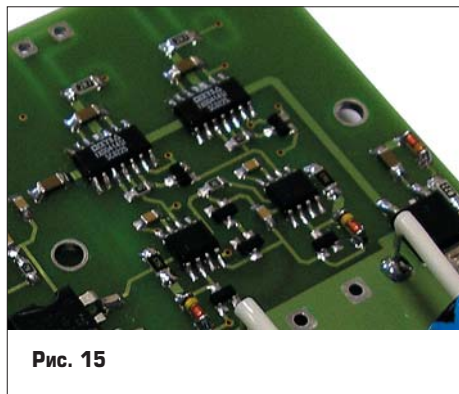


Рис. 15

стандартного контроллера. Дополнительные компоненты формирующего контура компенсируются отсутствием элементов снаберных цепей. При этом радикальное снижение тепловой нагрузки и отсутствие стрессовых коммутационных переходных процессов значительно повышают надежность этого узла ИВЭП.

3.3. Выпрямитель

Выбор схемы выпрямления в первую очередь определяется выходными параметрами ИВЭП. Если при требуемых напряжении и токе возможен значительный выигрыш при использовании синхронного выпрямления (рис. 13), то следует отдать предпочтение ему.

Стоимость компонентов схемы, приведенной на рис. 14, составляет около \$20, диода Шоттки — около \$3, а соотношение потерь — 1:4.

В заключение приведем графики зависимости КПД от мощности ИВЭП с выходным напряжением 60 В (рис. 16), построенных с использованием различных схемотехнических решений (без учета потерь в трансформаторе и дросселе ККМ). Как видно из рисунка, хорошая схемотехника дает выигрыш 7–10%, а это около 80 Вт тепла на 1 кВт полезной мощности. Воспользоваться им можно по-разному: уменьшить габариты, отказаться от принудительного охлаждения, снизить тепловую нагрузку на силовые приборы для увеличения надежности и т. п. Цена такого увеличения эффективности ничтожна по сравнению с преимуществами, которые оно дает.

Литература

1. Васильев А., Худяков В., Хабужов В. Анализ современных методов и технических средств коррекции коэффициента мощности у импульсных устройств // Силовая электроника. 2004. № 1.
2. Полищук А. Методы измерения тока в активных корректорах коэффициента мощности // Силовая электроника. 2005. № 1.
3. Полищук А. Высоковольтные диоды Шоттки из карбида кремния в источниках электропитания с преобразованием частоты // Компоненты и технологии. 2004. № 5.
4. Полищук А. Проблемы выбора ключевых транзисторов для преобразователей с жестким переключением // Силовая электроника. 2004. № 2.
5. Полищук А. Высокоэффективные источники электропитания высокого напряжения для радиопередающих устройств СВЧ // Силовая электроника. 2004. № 2.
6. Andreycaк B. Phase Shifted, Zero Voltage Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller. Application Note U-136A, Texas Instruments Inc. 1999.

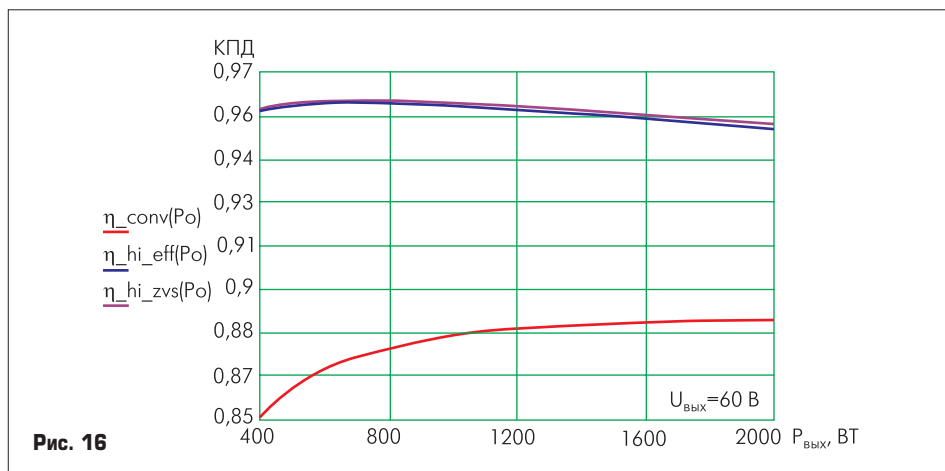


Рис. 16