

Высокоэффективные источники вторичного электропитания высокого напряжения

для радиопередающих устройств СВЧ

В статье рассмотрены вопросы построения современных высоковольтных источников вторичного электропитания с постоянным выходным напряжением и предложены меры по повышению их эффективности.

Александр Полищук

hvl-alex@rambler.ru

Введение

Современные требования к радиопередающим устройствам СВЧ заставляют искать пути повышения эффективности, надежности, снижения массы и габаритов аппаратуры. В первую очередь это относится к высоковольтным источникам вторичного электропитания (ИВЭП), которые пока остаются единственным звеном в радиоэлектронных системах, оказывающим в большинстве случаев приоритетное влияние на указанные параметры.

Возросшие за последние годы требования к ИВЭП заставляют трактовать понятие «эффективность источника питания» не просто как коэффициент полезного действия, а в более широком смысле — как совокупность КПД, массогабаритных показателей, эксплуатационных и электрических параметров. Такой подход требует разработки не только новых схемотехнических решений, но и новых принципов работы источников вторичного электропитания.

Традиционно наиболее распространенными первичными источниками электропитания являются сети переменного тока частотой 50, 60 или 400 Гц [1]. Поэтому все ИВЭП можно разделить на два класса: с непосредственной трансформацией напряжения на низкой частоте сети и с промежуточным преобразованием предварительно выпрямленного сетевого напряжения на более высокую частоту с последующей трансформацией напряжения на частоте преобразования [2].

Первый тип ИВЭП обладает наименьшей эффективностью из-за больших габаритов и массы низкочастотных трансформаторов на стальных сердечниках с большим числом витков обмоток, большого объема компонентов выходных фильтров, низкого быстродействия систем защиты, плохой управляемости источника питания в целом.

Уменьшение габаритов и массы ИВЭП, снижение объема выходных LC-фильтров возможно за счет использования схемотехники с преобразованием частоты, повышения частоты преобразования и исключения из схем НЧ-трансформаторов. Однако увеличение частоты переключения в преобразователях с формой токов и напряжений, близкой

к прямоугольной, приводит к росту динамических потерь, обусловленных рассеиванием энергии, запасенной в паразитных реактивностях, сквозными токами в ключах инвертора и рассеиванием энергии за время перехода ключевого элемента (транзистора или транзисторного модуля) из закрытого состояния в открытое и обратно.

Преимущества подобных высокочастотных импульсных преобразователей в значительной мере теряются именно в высоковольтных ИВЭП. Последние, как правило, содержат высоковольтный повышающий трансформатор с большим коэффициентом трансформации n . В результате паразитная межвитковая емкость вторичной обмотки, которая сама по себе отнюдь не мала и обычно составляет несколько сотен пикофард, пересчитывается к выходу инвертора пропорционально n^2 . Поэтому средний ток холостого хода инвертора может превышать даже полезную составляющую тока нагрузки в несколько раз, а импульсный ток — еще на один порядок [2]. Рост тока объясняется перезарядкой паразитной емкости на каждом цикле переключения транзисторов. Он заставляет в корне пересматривать область допустимой работы транзисторов по максимальным токам и рассеиваемой мощности, что приводит к необходимости использовать в качестве ключей более мощные и, соответственно, более дорогие приборы. Выходной выпрямитель также работает в сложных условиях из-за «жесткого» восстановления диодов резкими перепадами токов и напряжений.

Существенным недостатком преобразователей с импульсным регулированием является высокий уровень импульсных помех, что ухудшает электромагнитную совместимость электронных устройств и самих ИВЭП. Как показывает практика, даже тщательный монтаж, экранирование и применение ВЧ-фильтров, приводящие к значительному увеличению массы и объема преобразователя, не избавляют выходной сигнал от помех. Из-за малой длительности импульсов мощные преобразователи сами являются источниками значительных электромагнитных помех с широким спектром частот [3].

Таким образом, рассмотренный тип преобразователей не обеспечивает высокой эффективности

в полном объеме. С учетом высокого уровня мощности, коммутируемой транзисторами, а также низкого КПД из-за больших динамических потерь, создание таких ИВЭП на мощности больше 1 кВт не представляется целесообразным.

В значительной степени свободны от этих недостатков ИВЭП с резонансными преобразователями напряжения. По принципу действия их можно разделить на три группы.

1. Квазирезонансные ИВЭП [4], в которых резонансный контур образуется совместно с выходной емкостью силового ключа. Принципы накопления, передачи энергии и регулировки напряжения подобны традиционным ШИМ-преобразователям. Переключение транзисторов происходит в режиме нулевого напряжения/тока. Помимо снижения динамических потерь при переключении данному классу преобразователей присущи все вышеперечисленные недостатки ключевых ИВЭП.

2. Преобразователи класса E [5]. Это ключевой каскад усиления мощности, формирование выходных характеристик которого осуществляется колебательным контуром, меняющим свои параметры в момент коммутации. Ток через ключ и напряжение на нем приблизительно синусоидальные, чем достигается снижение динамических потерь. Форма напряжения на входе выпрямителя — близкая к прямоугольной, что не позволяет решать проблему динамических потерь в высоковольтных выпрямительных диодах, возникающих при их обратном восстановлении. Основной недостаток — напряжение на закрытом ключе значительно превышает напряжение питания [5], что не позволяет использовать этот класс преобразователей в сетевых ИВЭП.

3. Преобразователи с последовательным колебательным контуром [6], используемым для формирования тока и напряжения приблизительно синусоидальной формы. Их основные преимущества над классическими импульсными преобразователями с прямоугольной формой напряжения и тока следующие:

- Возможность переключения транзисторов при нулевых токах и напряжениях, что приводит к снижению динамических потерь и существенному повышению общего КПД преобразователя.
- Форма тока, близкая к синусоиде, позволяет сократить ширину спектра и ослабить уровень радиопомех в таких ИВЭП на 15–20 дБ по сравнению с ШИМ-инверторами [6]. При этом значительно упрощается решение задач обеспечения как внутренней, так и внешней электромагнитной совместимости.
- Отсутствие больших импульсных токов, связанных с перезарядом паразитной емкости вторичной обмотки высоковольтного трансформатора. В данном случае эта емкость пересчитывается через квадрат коэффициента трансформации параллельно формирующей емкости контура и не приводит к росту потерь в ключах инвертора.

- Облегченный режим работы выпрямителя вследствие «мягкого» восстановления диодов.
- Работа с синусоидальным напряжением на выходе позволяет применить эффективное подавление высокочастотных пульсаций путем многофазного сложения напряжений нескольких каналов.

• Наличие последовательного резонансного контура придает преобразователям свойства естественного ограничения тока, мягкость выходной характеристики и возможность их параллельной или последовательной работы на общую нагрузку для получения необходимых энергетических характеристик ИВЭП.

- Возможность регулировки выходного напряжения путем изменения частоты преобразования.

По мнению автора, основанному на опыте разработки и создания мощных высоковольтных ИВЭП, применение в качестве основного функционального узла современного высоковольтного ИВЭП резонансного преобразователя является наиболее перспективным вариантом из рассмотренных выше.

Характеристики резонансных преобразователей напряжения

В мощных (более 500 Вт) ИВЭП с резонансным преобразованием напряжения наиболее целесообразным с точки зрения достижения максимальной эффективности представляется использование мостовой схемы инвертора с последовательным формирующим контуром в диагонали (рис. 1).

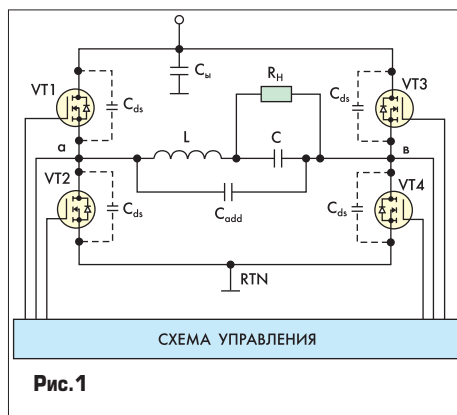


Рис. 1

Преобразователь состоит из инвертора на ключевых транзисторах VT1 — VT4 и последовательного резонансного контура, включенного в диагональ моста. Нагрузка подключена параллельно емкости формирующего контура C и, как правило, представляет собой высокочастотный трансформатор со схемой двухполупериодного выпрямления и фильтром пульсаций выпрямленного напряжения. Формирующий контур выполняет функцию трансформатора сопротивления нагрузки и фильтра первой гармоники прямоугольного напряжения. Система управления (СУ) формирует управляющие напряжения для каждого транзистора таким образом, что на входе резонансного контура имеется последовательность симметричных прямоугольных импульсов с амплитудой, равной напряжению питания E.

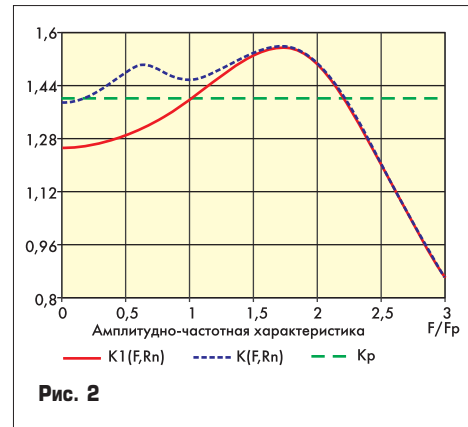


Рис. 2

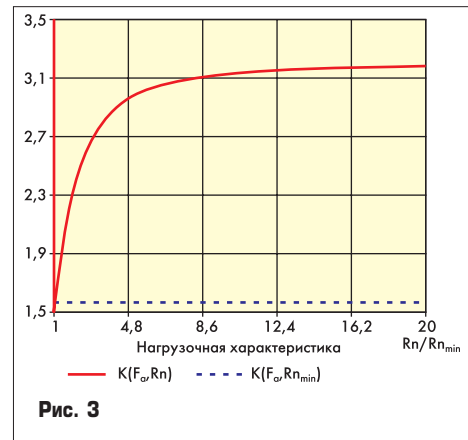


Рис. 3

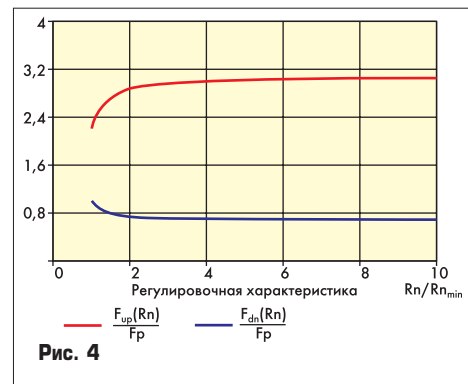


Рис. 4

Амплитудно-частотная, нагрузочная и регулировочная характеристики резонансного преобразователя для оптимального коэффициента передачи $K_p \approx 1,5$ приведены соответственно на рис. 2–4.

Графики получены с помощью разработанной и успешно применяемой на практике программы расчета параметров модели резонансных инверторов, описание которой выходит за рамки данной статьи. На графиках обозначены: $K(Rn)$ — коэффициент передачи контура в зависимости от нагрузки Rn ; K_p — коэффициент передачи контура в резонансе при минимальной нагрузке Rn_{min} ; F — частота возбуждения контура; F_p — резонансная частота контура при минимальной нагрузке; $K1(F)$ и $K(F)$ — зависимости коэффициентов передачи контура по первой гармонике и сумме гармоник от частоты; $F_{up}(Rn)/F_p$ — нормированная зависимость частоты отстройки вверх от сопротивления нагрузки при условии сохранения на постоянном уровне выходного напряжения ИВЭП; $F_{dn}(Rn)/F_p$ — то же при отстройке вниз.

Регулировка и стабилизация выходного напряжения резонансного ИВЭП при изменении величины нагрузки и напряжения питания может осуществляться одним из следующих способов:

- регулировкой напряжения питания E на резонансной частоте [6], например, при наличии на входе корректора коэффициента мощности;
- регулировкой частоты коммутации ключевых транзисторов относительно резонансной частоты формирующего контура;
- частотно-импульсным методом.

Первый способ реализуем при небольших изменениях сопротивления нагрузки, так как из-за наличия больших контурных токов эффективность резонансного ИВЭП сильно снижается. Наиболее универсальным и более эффективным методом регулировки и стабилизации выходного напряжения является частотный способ. Вид АЧХ-контура (рис. 2) позволяет сформулировать два метода частотной регулировки — отстройка частоты преобразования либо вверх, либо вниз относительно резонансной. При проектировании резонансных ИВЭП необходимо учитывать особенности использования в преобразователях низкочастотных контуров ($K_p = 1,4 \dots 3$):

- Режим работы с отстройкой вниз способен обеспечить диапазон регулировки выходного напряжения при постоянной нагрузке не более 10%, что вызвано наличием побочного максимума на резонансной кривой (рис. 2). Формирующий контур для инвертора имеет емкостную реакцию, поэтому за время открытого состояния ключевых транзисторов одной из диагоналей преобразователя, контурный ток успевает перейти через ноль и изменить направление протекания на противоположное. Помимо инверсной работы ключевого транзистора, это приводит к открыванию встроенного диода. Поскольку последний является медленно восстанавливающимся ($t_{вособр} \geq 0,5$ мкс), к моменту переключения транзисторов диоды смежных приборов остаются открытыми, что приводит к возникновению сквозных токов, к значительным потерям, а иногда и выходу ключевых транзисторов из строя.
- Режим регулировки с отстройкой вверх принципиально не позволяет работать на резонансной частоте контура F_p из-за большой разницы между этой частотой и точкой максимума АЧХ.

Анализ приведенных выше режимов регулировки показывает, что с точки зрения простоты и надежности построения системы управления, а также достижения максимальной эффективности высоковольтных ИВЭП большой мощности, целесообразно использовать режим работы с отстройкой частоты вверх относительно резонанса.

Прежде чем проводить оценку эффективности методов регулировки, рассмотрим основные составляющие потерь в преобразователе. Последние можно разделить на две группы: статические и динамические. К статическим относятся потери P_{st} на сопротивлении r_s открытого ключа, на активном сопротивлении катушки индуктивности фор-

мирующего контура P_L на частоте преобразования. К динамическим относятся потери переключения транзистора за время $t_{on}(t_{off})$ при заданном значении тока и потери за счет разряда выходной емкости C_{ds} через канал прибора при заданных напряжении питания E и частоте преобразования F .

Статические потери в ключах определяются выражением:

$$P_{st}(R_H) = \frac{1}{2} r_s I^2 = \frac{1}{2} r_s \left[\frac{4E}{\pi \sqrt{2} Z_{k \text{ mod}}(R_H)} \right]^2 = 4r_s \left[\frac{E}{\pi Z_{k \text{ mod}}(R_H)} \right]^2 \quad (1)$$

где r_s — сопротивление ключа в открытом состоянии, $Z_{k \text{ mod}}(R_H)$ — зависимость модуля комплексного сопротивления контура от нагрузки.

$$Z_{k \text{ mod}}(R_H) = \left\{ r + \frac{R_H}{1 + (2\pi F(R_H))^2 C^2 R_H^2} \right\}^2 + (2\pi F(R_H))^2 \left\{ L - \frac{C R_H^2}{1 + (2\pi F(R_H))^2 C^2 R_H^2} \right\}^2 \quad (2)$$

где $F(R_H)$ — регулировочная характеристика резонансного преобразователя.

Потери в дросселе определяются выражением:

$$P_L(R_H) = 8r_L \left(\frac{E}{\pi Z_{k \text{ mod}}(R_H)} \right)^2 \quad (3)$$

где r_L — активное сопротивление дросселя.

Мощность динамических потерь на перезаряд паразитной выходной емкости ключа находится по формуле:

$$P_C(R_H) = C_{ds} E^2 F(R_H) \quad (4)$$

где C_{ds} — выходная емкость ключа.

Мощность динамических потерь при выключении транзистора найдем, предположив, что за время выключения транзистора ($t_{off} = 50 \dots 100$ нс) контурный ток изменяется незначительно. Данное предположение справедливо, так как период колебаний в контуре на частотах преобразования 50–200 кГц в сто и более раз превосходит время выключения транзистора. Таким образом, мощность потерь на выключение можно определить по формуле:

$$P_{off}(R_H) = t_{off} F(R_H) \frac{E}{2} i(R_H) \quad (5)$$

где $i(R_H)$ — ток, протекающий через транзистор в момент его выключения.

$$i = \frac{4}{\pi} \frac{E}{Z_{k \text{ mod}}(R_H)} |\sin(\varphi_k(R_H))| \quad (6)$$

где $\varphi_k(R_H)$ — фазовая регулировочная характеристика.

Подставив (6) в (5), получим окончательное выражение для P_{off} :

$$P_{off}(R_H) = t_{off} F(R_H) \frac{2E^2}{\pi Z_{k \text{ mod}}(R_H)} |\sin(\varphi_k(R_H))| \quad (7)$$

Потери в одном ключе можно определить по формуле:

$$P_{\Sigma sw up}(R_H) = P_{st}(R_H) + P_C(R_H) + P_{off}(R_H) \quad (8)$$

Слагаемые правой части (8) находятся из соотношений (1), (4), (7). Тогда общий КПД преобразователя (до трансформатора) равен:

$$\eta(R_H) = 100 [P(R_H) - k P_{\Sigma sw up}(R_H) - P_L(R_H)] / P(R_H) \quad (9)$$

где $P(R_H)$ — мощность, потребляемая преобразователем, $k = 4$ для мостового и $k = 2$ для полумостового инверторов.

$$P(R_H) = (EK_p)^2 / (2R_H) + k P_{\Sigma sw up}(R_H) + P_L(R_H) \quad (10)$$

«Бирезонансный» режим работы преобразователя напряжения

Дальнейшим повышением эффективности резонансных инверторов, работающих с отстройкой «вверх», является введение в алгоритм дополнительного резонансного переключения ключевых транзисторов. Характерной особенностью этого алгоритма является наличие двух резонансных процессов:

- резонансный процесс в формирующем контуре LC, имеющий место при открытых ключах и обеспечивающий передачу энергии от инвертора к нагрузке;
 - резонансный процесс перезаряда выходных емкостей транзисторов во время паузы между управляющими импульсами энергией, накопленной в индуктивности L.
- Перезаряд выходной емкости ключей за время паузы на напряжение, равное E , приведет к тому, что к моменту включения смежной пары транзисторов на их выходе установится нулевое напряжение. В общем случае в правильно рассчитанном преобразователе вспомогательный резонансный процесс будет приводить к тому, что напряжение на ключах будет достигать нулевого значения еще до момента их открывания. Поэтому для избежания выбросов обратного напряжения на транзисторах последние должны быть зашунтированы встречно-параллельными диодами. На рис. 5 показана осциллограмма напряжения между диагоналями инвертора, когда пауза между импульсами управления равна длительности резонансного процесса.

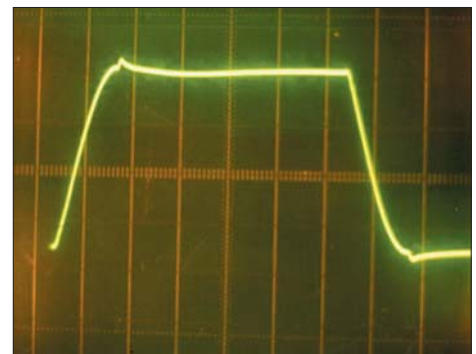


Рис. 5

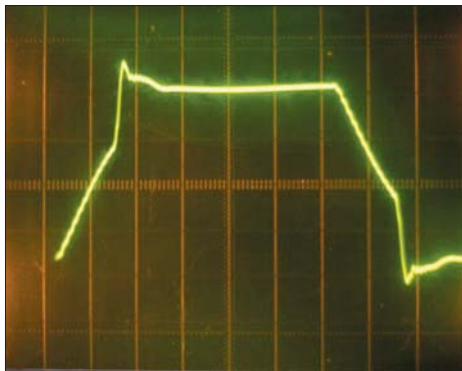


Рис. 6

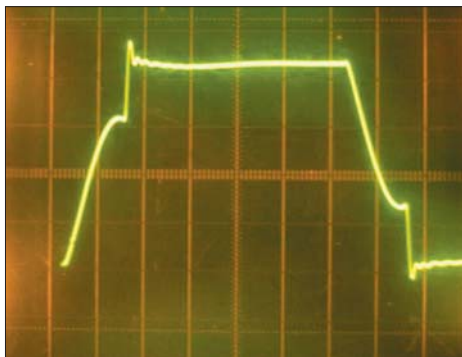


Рис. 7

До включения транзисторов другой диагональ защитные диоды не успевают открываться и «ступенька» отсутствует. Такой режим является наиболее благоприятным для работы преобразователя. Если энергия, накопленная в формирующей индуктивности, окажется больше энергии перезаряда выходных емкостей, то ее излишек будет отдаваться в цепь питания инвертора через встроенные диоды, которые при этом окажутся в открытом состоянии (рис. 6). Наоборот, если остаточной энергии недостаточно, то временная диаграмма переключения приобретает характерную форму, представленную на рис. 7. При этом, как видно на снимке, к моменту открывания транзисторов производная напряжения по времени может изменять свой знак на противоположный.

Экспериментальные исследования показывают, что правильно спроектированный под рассматриваемый алгоритм резонансный преобразователь практически полностью позволяет избавиться от динамических потерь в ключах.

На рис. 8 и 9 показаны типовые зависимости суммарных потерь переключения транзисторов и КПД от нагрузки мостового инвертора ($P_{ИВЭП} = 5$ кВт, $F = 100$ кГц, $U_{пит} = 520$ В), для режимов с «жестким» переключением (красным цветом) и «бирезонансного» (синим цветом). Как видно из графиков, введение «бирезонансного» режима позволяет снизить потери в инверторе почти на порядок, практически не усложняя ИВЭП в целом. В то же время, величина рассеиваемой мощности в режиме, близком к холостому ходу, практически не зависит от нагрузки. Это является существенным недостатком данного типа преобразователя, так как снижает его эффективность при работе в боль-

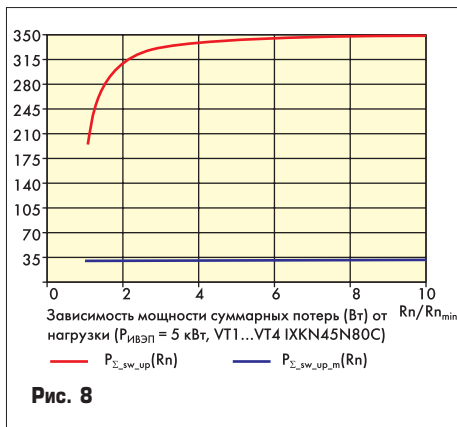


Рис. 8

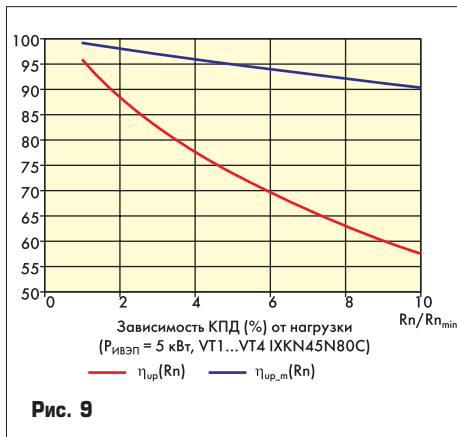


Рис. 9

шом диапазоне изменения нагрузки. В то же время, достоинством является малый уровень радиопомех и относительная простота системы управления.

Режим переключения транзисторов при нулевом напряжении так же позволяет использовать на частотах свыше 50 кГц IGBT-транзисторы с малым падением напряжения «коллектор — эмиттер», в отличие от «жесткого» режима, в котором максимальная частота переключения не превышает 20 кГц [7].

Выбор ключевых транзисторов для резонансных преобразователей

При выборе ключевых приборов для рассматриваемых преобразователей необходимо учитывать, что контурный ток, протекающий через открытые транзисторы, приблизительно в K_p раз больше, чем в ШИМ-инверторах. Это приводит к увеличению статических потерь в ключах, поэтому выбор элементной базы должен проводиться по критерию минимизации прямых потерь проводимости.

В настоящее время в преобразователях используются следующие группы приборов:

- NPT IGBT со встроенными антипараллельными ULTRAFAST-диодами;
- PT IGBT со встроенными антипараллельными ULTRAFAST-диодами;
- MOSFET;
- CoolMOS MOSFET;

Биполярные транзисторы с изолированным затвором, выполненные по технологии PT, благодаря дополнительному буферному слою n+, ускоряющему рассасывание и рекомбинацию дырок, обеспечивают высокие скорости переключения, сравнимые с MOSFET. Но в отличие от более «медленных» NPT IGBT, они

не обладают устойчивостью к короткому замыканию и поглощению большой лавинной энергии. Современные PT IGBT, например, из производственной линейки PowerMOS7 компании Advanced Power Technology, имеют величину прямого падения напряжения не хуже, чем у приборов NPT, поэтому могут успешно использоваться в инверторах, работающих в «бирезонансном» режиме.

При мощностях ИВЭП более 500 Вт стандартные MOSFET имеют более высокие потери проводимости, чем IGBT, но позволяющие максимально использовать достоинства резонансных преобразователей на высоких частотах. Компромиссным решением является использование CoolMOS MOSFET, у которых сопротивление в открытом состоянии более чем в 5 раз ниже по сравнению с обычными полевыми транзисторами с вертикальной структурой. Помимо сверхнизких статических потерь, транзисторы CoolMOS обеспечивают более высокую, чем у MOSFET, скорость переключения благодаря меньшей площади кристалла и, как следствие, низкие динамические потери.

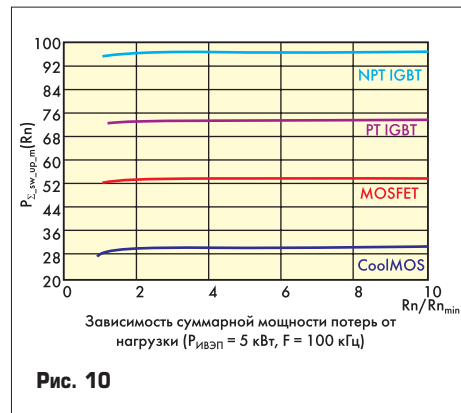


Рис. 10

На рис. 10 приведены зависимости суммарной мощности потерь $P_{\Sigma_{sw_up}} = (P_{st_up}(R_H) + P_{off}(R_H) + P_{c_up}(R_H))$ от сопротивления нагрузки для резонансного преобразователя, работающего в «бирезонансном» режиме со стабилизацией выходного напряжения с отстройкой «вверх» и обладающего следующими параметрами:

- напряжение питания $E = 520$ В (выпрямленное напряжение трехфазной сети 380 В);
- мощность нагрузки максимальная $P = 5000$ Вт;
- диапазон частотной регулировки $F = 100 \div 140$ кГц;
- ключевые транзисторы: MOSFET — APT8011JLL, PT IGBT — APT45GP120B, NPT IGBT — APT50GF120JRD, CoolMOS — IXKN45N80C.

Как видно из рис. 10, наибольшей эффективностью обладают транзисторы CoolMOS. NPT IGBT хотя и имеют несколько меньшие потери проводимости по сравнению с PT IGBT, значительно проигрывают им из-за недостаточного быстродействия — на данной частоте их скорость переключения недостаточна для завершения режима спада напряжения на них до нуля (рис. 6), что приводит к возникновению дополнительных динамических потерь.

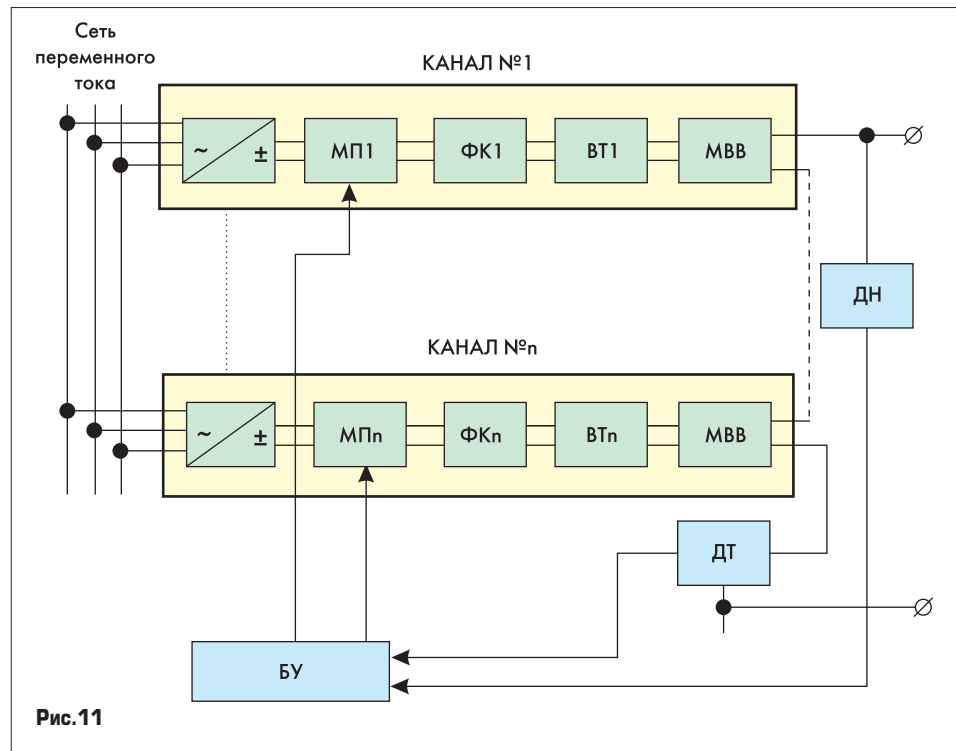
Модульное построение высоковольтных ИВЭП

Использование резонансных преобразователей создает хорошую перспективу разработки унифицированных преобразовательных модулей, которые предельно упростят и ускорят процессы проектирования и изготовления ИВЭП, приведут к значительному снижению их себестоимости при серийном производстве. Такая унификация возможна в том числе и за счет применения гибкой системы управления модулями и источником питания в целом на основе современных программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) и микроконтроллеров. Это позволит гибко изменять характеристики и алгоритмы работы унифицированных модулей на требуемые в данном конкретном случае путем простого перепрограммирования системы управления.

Расчетные и экспериментальные данные показывают, что построение одиночных резонансных источников питания целесообразно до мощностей около 10 кВт при питании от первичной сети 3...380 В, 50 Гц и 4 кВт — при питании от первичной сети ~220 В, 50...400 Гц и при выходных напряжениях до 15 кВ. Ограничение по мощности обусловлено следующими трудностями. Во-первых, существующие на сегодняшний день мощные силовые транзисторы не позволяют получить большие мощности инверторов на частотах более 100 кГц без заметного снижения эффективности. Использование же модулей на их основе заставляет значительно снижать частоту преобразования, что приводит к увеличению габаритов дросселя формирующего контура, выходного трансформатора и фильтра. Во-вторых, существующая номенклатура ферритовых сердечников как отечественного, так и импортного производства не позволяет создавать высокоэффективные катушки индуктивности для формирующих контуров, работающих при больших переменных контурных токах (до 30...40 А на частоте 100...200 кГц).

Ограничение по максимальному выходному напряжению обусловлено трудностями, связанными с необходимостью снижения плотности тока в обмоточных проводах высоковольтной обмотки на высоких частотах, что влечет за собой необходимость увеличения площади поперечного сечения проводов. При ограниченных габаритах высоковольтных катушек, связанных с габаритами применяемых ферритовых сердечников, возникает конструктивное ограничение на максимальное выходное напряжение высоковольтного высокочастотного трансформатора, определяемое как 0,1...0,15 В/Гц. При выполнении этого ограничения обеспечивается оптимальный тепловой и электрический режим работы трансформатора.

Решение проблемы повышения мощности и выходного напряжения ИВЭП с преобразованием частоты лежит в области



разработки и создания унифицированных модулей на фиксированные мощности (0,5...5 кВт) с последующим включением их по одной из схем суммирования. Наибольший интерес при построении мощных (более 5 кВт) высоковольтных (более 20 кВ) ИВЭП представляет схема, приведенная на рис. 11.

ИВЭП состоит из n идентичных каналов, включенных параллельно по входу и последовательно по выходу. Каждый из каналов представляет собой функционально законченный блок и включает в себя одно- или трехфазный мостовой выпрямитель, модуль преобразователя (МП), формирующий контур (ФК), высоковольтный высокопотенциальный трансформатор (ВТ) и мостовую выходную выпрямитель (МВВ). Модуль преобразователя содержит свою независимую и функционально законченную цифровую систему управления, что позволяет использовать блок как самостоятельно, так и в составе схемы суммирования мощности с внешней синхронизацией от блока управления (БУ) многоканальным ИВЭП. Датчики тока (ДТ) и напряжения (ДН) вырабатывают для БУ необходимые сигналы для обеспечения стабилизации выходного напряжения или тока, защиты, блокировки и сигнализации состояния системы.

Суммирование напряжения в схеме может быть либо синфазным, либо многофазным. Второе предпочтительнее, так как при этом отпадает необходимость в установке на выходе крупногабаритных высоковольтных фильтров, значительно снижающих эффективность системы в целом. При управлении каждым из каналов с фазовым сдвигом

$$\varphi_i = 2\pi/n \quad (11)$$

действующее значение выходного напряжения U_0 многоканального ИВЭП будет равно

$$U_0 = 2nU_{im}/\pi, \quad (12)$$

где U_{im} — амплитуда выходного напряжения каждого канала.

Каждый канал должен быть рассчитан на непрерывную мощность, которая в n раз меньше мощности нагрузки. Такая схема также обеспечивает высокую надежность благодаря резервированию отдельных блоков и не теряет работоспособности при выходе из строя одного из каналов, что важно для применения в неослуживаемой аппаратуре.

Литература

1. Рогинский В. Ю. Расчет устройств электропитания аппаратуры электросвязи. М.: Связь. 1972.
2. Костиков В. Г., Никитин И. Е. Источники электропитания высокого напряжения РЭА. М.: Радио и связь. 1986.
3. Петровский В. И., Седелников Ю. Е. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. М.: Радио и связь. 1986.
4. Kwang-hva Liu, R. Oruganti, Fred C. V. Lee. Quasi-resonant converters — Topologies and characteristics // IEEE Trans. power electc. PF-2. 1987. № 1.
5. Никитин Ю. А. Транзисторные преобразователи класса E // В кн.: Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА. М.: Знание. 1990.
6. Казанцев В. И., Полищук А. Г. Источники питания с резонансными инверторами для выходных каскадов радиопередающих устройств // Синтез, передача и прием сигналов управления и связи. Межвузовский сборник научных трудов. Воронеж, ВГУ. 1997.
7. S. Clemente. Application characterization of IGBTs. International Rectifier Applications Handbook. International Rectifier Corporation. El Segundo, CA. 1995.