

# ТРАНЗИСТОРНАЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

В. Мелешин

## Перспективные направления

**Совершенствование радиоэлектронной аппаратуры трудно представить без непрерывной модификации источников электропитания. Поэтому проблемы силовой электроники представляют интерес не только для специалистов в данной области, но и для конструкторов радиоэлектронной аппаратуры. Рассматриваемые в статье основные направления развития транзисторного преобразования электроэнергии, по существу, задают тон всей силовой электронике.**

Основные требования, предъявляемые к любому преобразователю электроэнергии, составляют заданные объем, КПД и стоимость. Выполнение этих требований возможно только при использовании новых научных знаний, достоверных методов расчета, современной элементной базы, прогрессивных технологических процессов и оборудования. Хотя силовая транзисторная электроника — вполне сформировавшаяся научно-техническая область, ее научная база и методы конструирования продолжают интенсивно развиваться. Сегодня перед инженерами стоят задачи по разработке абсолютно новых или более совершенных устройств электропитания. Новые компоненты, реализация оптимальных электрических процессов, правильный выбор режимов управления в схемах преобразователей позволяют решать эти задачи.

### Преобразователи переменного напряжения сети в постоянное

Остановимся на современных тенденциях построения выпрямителей, преобразующих однофазное напряжение сети в постоянное. Чтобы достичь значения коэффициента мощности, близкого к единице, и низкого содержания высших гармоник в потребляемом токе, необходима активная коррекция мощности в выпрямителе. Эта функция заключается в формировании синусоидального тока, отбираемого от сети, при  $\cos \phi$ , максимально приближенном к единице. Такую задачу решают в основном с помощью высокочастотного транзисторного устройства, управляемого тем или иным способом. Наиболее распространенная структурная схема выпрямителя с гальванической развязкой приведена на рис.1. В этой схеме корректор коэффициента мощности (ККМ) обеспечивает синусоидальность потребляемого тока, преобразование без развязки переменного напряжения сети в постоянное и стабилизацию постоянного напряжения на своем выходе (конденсаторе С). Принимая потребляемый ток и ток через конденсатор С “гладкими”, т.е. не содержащими высокочастотных гармоник, мгновенную мощность на входе выпрямителя можно представить в следующем виде:

$$p_{вх} = U_m \sin \omega t I_m \sin \omega t = U_m I_m \sin^2 \omega t = \frac{U_m I_m}{2} - \frac{U_m I_m}{2} \cos 2\omega t, \quad (1)$$

где  $U_m, I_m$  — амплитудные значения напряжения сети и потребляемого тока, соответственно;  $\omega$  — круговая частота сети.

При этом мощность постоянного тока на выходе ККМ равна

$$P_{выпр} = U_{вых.к} I_{вых.к}, \quad (2)$$

где  $U_{вых.к}, I_{вых.к}$  — постоянные составляющие напряжения и тока на выходе ККМ, соответственно.

Полагая, что в корректоре отсутствуют потери, на основании выражений (1) и (2) имеем

$$U_{вых.к} I_{вых.к} = \frac{U_m I_m}{2}. \quad (3)$$

Поскольку вторая составляющая входной мощности (1) — это мгновенная мощность в приемнике переменной составляющей мощности, т.е. в конденсаторе С, то

$$p_c = -\frac{U_m I_m}{2} \cos 2\omega t = U_{вых.к} i_c, \quad (4)$$

где  $i_c$  — мгновенный ток через конденсатор.

Из выражений (3) и (4) следует, что

$$i_c = -I_{вых.к} \cos 2\omega t.$$

Таким образом, корректор коэффициента мощности должен иметь элемент, который пропускает ток удвоенной частоты сети, зависящий от тока нагрузки ККМ. В схеме, показанной на рис.1, таким элементом является конденсатор С.

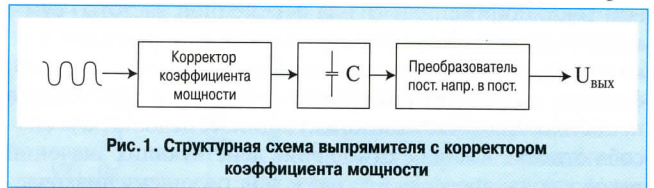


Рис.1. Структурная схема выпрямителя с корректором коэффициента мощности

Схема повышающего регулятора напряжения, наиболее часто используемого в качестве ККМ, показана на рис.2. Типовые диаграммы токов в дросселе L, представленные на рис.3а и 3б, демонстрируют две принципиальные возможности формирования входного тока. В первом случае (см. рис.3а) ток непрерывен, его мгновенное значение отличается от низкочастотной составляющей незначительно (на 10–20%), а частота коммутации ключа VT постоянна. Во втором случае (см. рис.3б) ток успевает снизиться до нуля, после чего сразу же нарастает (так называемый граничный режим). Здесь максимальное значение тока в каждом периоде коммутации

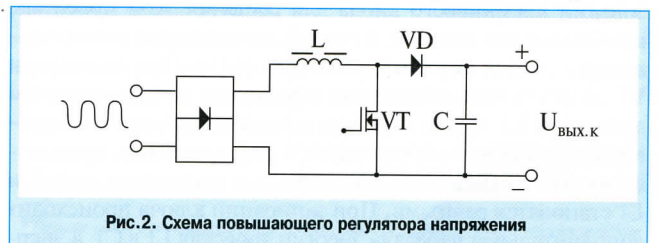


Рис.2. Схема повышающего регулятора напряжения

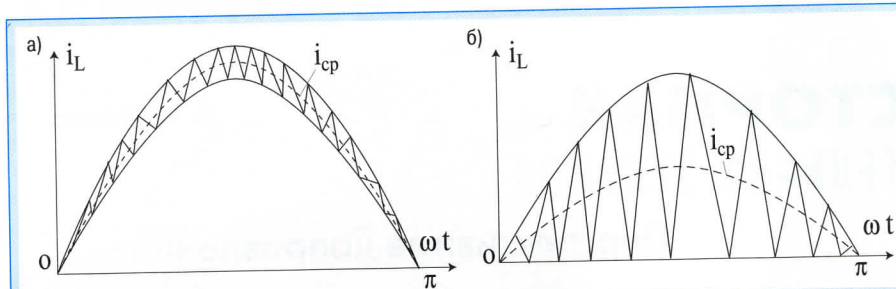


Рис. 3. Типовые диаграммы тока в дросселе: а) режим непрерывного тока; б) граничный режим

вдвое превышает значение низкочастотной составляющей. Частота переключения тока — переменная, с минимальным значением в середине полупериода сети. Для формирования синусоидальной низкочастотной составляющей время открытого состояния ключа в каждом периоде коммутации должно быть постоянным.

Какие преимущества и недостатки свойственны каждому способу формирования тока? В режиме непрерывного

тока действующие значения токов ключа, дросселя и диода, определяющие нагрев этих элементов, близки к действующему низкочастотному току. Другое достоинство способа — обеспечение низкого содержания высших гармоник потребляемого тока. Основной недостаток непрерывного формирования тока — потери на включение VT, обусловленные разрядом емкости сток-исток ( $C_{DS}$ ) в момент включения, а также собственными потерями на включение, которые многократно возрастают из-за конечного времени восстановления обратного сопротивления диода.

В числе основных преимуществ формирования тока дросселя в граничном режиме — включение VT при нулевом токе; пониженные (из-за переменной частоты) суммарные потери на включение, вызываемые разрядом емкости  $C_{DS}$ ; уменьшенные размеры высокочастотного фильтра защиты от радиопомех, что также обусловлено непостоянством частоты коммутации. К недостаткам способа относят высокое отношение действующих значений токов ключа, дросселя и диода к действующему низкочастотному току. В результате выбор режима непрерывного тока оптимален при мощности в нагрузке свыше 300 Вт, а режима граничного тока — при меньшей мощности.

Серьезную проблему для схемы, показанной на рис. 2 (в режиме непрерывного тока), представляет взаимодействие диода и транзистора при включении последнего. Совместная работа полевого транзистора и даже лучших по быстродействию кремниевых диодов невозможна без специальных мер, поскольку частота коммутации обычно составляет около 100 кГц и более. При этом резко снижается КПД, ухудшается температурный режим транзистора и диода, усиливаются помехи, снижается надежность. При использовании кремниевого диода для решения этой проблемы применяют два способа. В первом используется схема, предотвращающая сквозные токи (рис. 4) [1]. При включении VT скорость нарастания тока ограничена дополнительным дросселем L1. После включения транзистора ток в L1 превышает ток основного дросселя, в результате чего заряжается дополнительный конденсатор C1, и токи в дросселях L и L1 становятся равными. При запертии ключа происходит дополнительная передача энергии дросселя L1 в C1, а энер-

гия конденсатора C1 передается в нагрузку. В дополнительных элементах, показанных на рис. 4, потери практически отсутствуют, однако из-за разряда емкости  $C_{DS}$  и прохождения прямого тока в транзисторе сохраняются две составляющие потерь при его включении.

Другой способ основан на организации переключения силового транзистора при нулевом напряжении (ПНН). Один из возможных принципов реализации ПНН показан на рис. 5 [2]. На рисунке видно, что схема дополнена ключом VT1, конденсатором Cг и дросселем Lг. При включении VT1 (ключ VT еще закрыт) в дросселе Lг линейно нарастает ток. При этом ток в диоде VD уменьшается. В момент равенства токов через L и Lг в контуре LгCг начинается резонансный процесс, в результате которого напряжение на конденсаторе Cг и, следовательно, на транзисторе VT снижается до нуля. Излишек тока, превышающий ток в основном дросселе L, проходит теперь через дополнительный транзистор VT1, внутренний диод основного транзистора и дроссель Lг. С началом прохождения тока через внутренний диод VT этот транзистор может быть включен, а транзистор VT1 — выключен. Через вспомогательный диод VD1 и основной

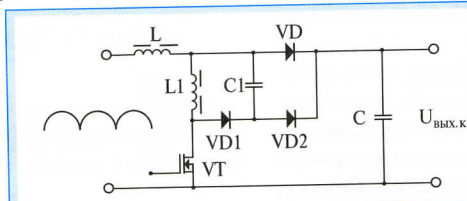


Рис. 4. Схема повышающего регулятора с предотвращением сквозных токов

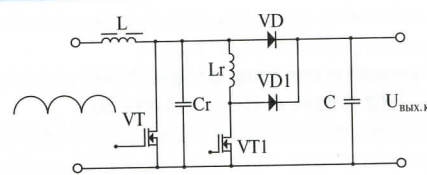


Рис. 5. Схема, обеспечивающая переключение при нуле напряжения основного транзистора регулятора

ключ VT энергия дросселя Lг передается в конденсатор C на выходе корректора. Таким образом, вспомогательный транзистор включается только на короткое время перед отпиранием основного. Действующее значение его тока мало, что позволяет выбрать прибор с малой выходной емкостью. Конденсатор Cг позволяет, с одной стороны, снизить частоту резонанса, что улучшает работу основного диода VD, а с другой — уменьшить скорость нарастания напряжения на стоке основного транзистора, что способствует снижению потерь при его запертии. Следует заметить, что доля потерь на выключение полевого транзистора в общем балансе потерь этого прибора обычно невелика.

Большой интерес представляет построение корректора мощности и преобразователя постоянного напряжения (см.

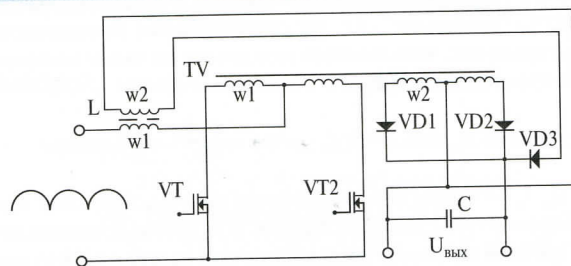


Рис. 6. Однокаскадный выпрямитель с корректором коэффициента мощности на основе двухтактной схемы с дросселем на входе

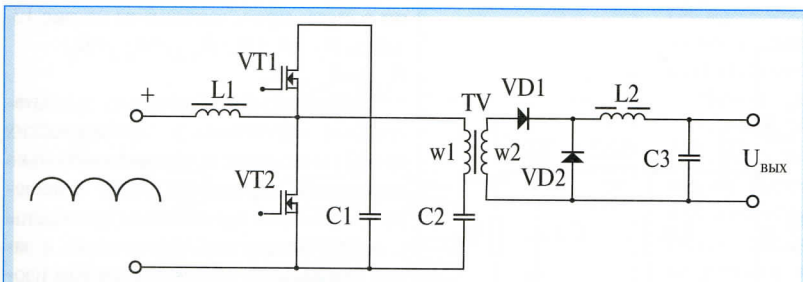


Рис.7. Однокаскадный выпрямитель с корректором коэффициента мощности, обеспечивающий низкий уровень пульсаций на выходе при малом изменении напряжения на конденсаторе C1

рис.1) в одном каскаде, что повышает КПД устройства и снижает его стоимость. Здесь возможно множество решений, определяемых различными уровнями мощности в нагрузке. Для этих целей могут быть применены известные схемы преобразователей с гальванической развязкой: обратный одноконтурный преобразователь, повышающая схема, преобразователь с конденсаторно-трансформаторным разделением и многие другие. В качестве примера рассмотрим схему, приведенную на рис.6. Это двухтактный трансформаторный вариант повышающего регулятора [3,4]. В схеме ключи VT1 и VT2 работают с перекрытием, позволяя подключать дроссель L к выпрямленному напряжению сети. Вторичная обмотка дросселя L, подключаемая через диод VD3 к выходу, обеспечивает работу преобразователя при запуске и возможность выключения обоих транзисторов. Поскольку напряжение на конденсаторе C содержит пульсации удвоенной частоты сети, этот подход нецелесообразен при выходном напряжении 28 или 48 В из-за больших размеров выходного конденсатора.

Следующим этапом в создании выпрямителей с улучшенным коэффициентом мощности была идея объединить ККМ, работающий в режиме прерывистого тока дросселя, и преобразователь постоянного напряжения в режиме непрерывного тока, обеспечивающий гальваническую развязку, в одну силовую часть с общей схемой управления [5,6]. Общее достоинство таких схем состоит в том, что энергия запасается в промежуточном высоковольтном конденсаторе. Кроме того, контур обратной связи по выходному напряжению может теперь иметь частоту единичного усиления, намного превышающую частоту сети, что позволяет снизить практически до нуля низкочастотные (сетевые) пульсации выходного напряжения. Недостаток же преобразователей данного класса заключается в том, что напряжение на промежуточном конденсаторе сильно зависит от тока нагрузки. Правда, диапазон колебаний этого напряжения можно существенно ограничить изменением частоты коммутации в зависимости от тока нагрузки, т. е. введением второго контура управления. Диапазон изменения частоты при этом расширяется в четыре—десять раз.

В последние годы были предложены схемы преобразователей, имеющие одну широкополосную петлю обратной связи, в которых коррекция коэффициента мощности и преобразование постоянного напряжения с гальванической развязкой выполнены в одном силовом каскаде [7,8]. Отличительной особенностью преобразователей этого класса является работа узла корректора мощности в режиме прерывистых токов при работе преобразователя постоянного напряжения в том же режиме либо в режиме, сочетающем прерывистый и непрерывный токи. В результате даже при постоянной частоте коммутации напряжение на промежуточном

конденсаторе мало зависит от тока нагрузки и определяется значением входного напряжения, а также отношением индуктивностей в узлах корректора мощности и преобразователя. Пример такого устройства приведен на рис.7. Сокращение числа силовых ключей, упрощенный широкополосный контур управления, отсутствие датчика тока во входной цепи — преимущества нового класса преобразователей, открывающие возможности их применения при небольшой мощности в нагрузке (50–150 Вт).

## Преобразователи постоянного напряжения в постоянное (конвертеры)

Для устройств этого класса, широко применяемых в различных системах электропитания, характерно быстрое изменение принципов работы, элементной базы, конструкций с целью улучшения размеров, КПД и стоимости ИВЭП. В конце 80-х годов стремление существенно повысить частоту преобразования для сокращения размеров ИВЭП привело к появлению преобразователей постоянного напряжения (ППН) с «мягким» переключением\*. В таких преобразователях резко снижены или даже полностью устранены потери в транзисторах на включение, а потери в открытом состоянии минимальны. Как и в резонансных преобразователях с частотой коммутации выше резонансной, в этих устройствах не принимаются специальные меры для снижения потерь на выключение, поскольку в общем балансе потерь источника они незначительны.

Снижение потерь на включение особенно важно для ППН с высоковольтным входом, так как энергия, запасаемая в выходной емкости полевого транзистора и приводящая к его нагреву, равна  $C_{DS}U_{DS}^2/2$ . На рис.8 и 9 приведены две структуры первичной стороны преобразователей с ПНН [9,10]. Для этих схем возможно большое число (до десяти) вариантов выполнения вторичной стороны преобразователя: с одно- или двухполупериодным фильтром — индуктивным, емкостным или комбинированным.

От построения вторичной стороны зависят свойства преобразователя, условия работы ключей,

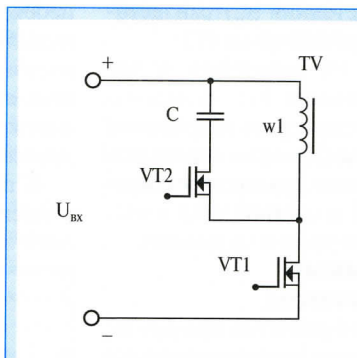


Рис.8. Преобразователь с ПНН и активным ограничением напряжения на транзисторах

трансформатора, выходных диодов, и только анализ может показать достоинства и недостатки того или иного варианта для конкретных условий. На рис.10а показана схема несимметричного полумостового ППН с однополупериодным емкостным

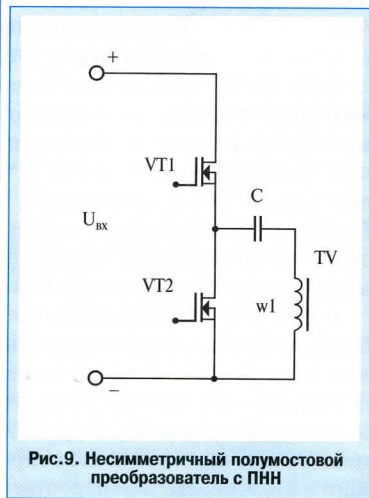


Рис.9. Несимметричный полумостовой преобразователь с ПНН

\* Термин «мягкое» переключение имеет тот же смысл, что и «переключение при нуле напряжения — ПНН».

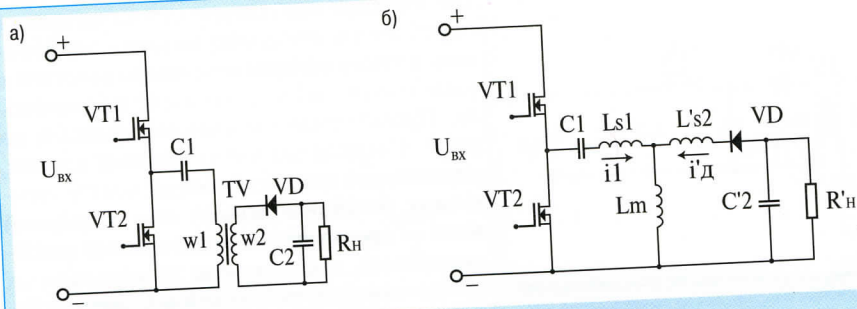


Рис. 10. Несимметричный полумостовой преобразователь с ПНН и емкостным фильтром: а) принципиальная схема; б) схема замещения

фильтром [11,12], а на рис.10б — ее схема замещения с учетом индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора ( $L_{s1}$  и  $L_{s2}$ ), индуктивности намагничивания первичной обмотки ( $L_m$ ) и приведенных элементов вторичной стороны преобразователя. Для линейного изменения тока во вторичной цепи (наиболее простой случай), что соответствует малым пульсациям напряжения на конденсаторах C1 и C2, характерны диаграммы первичного тока ( $i_1$ ) и приведенного тока диода ( $i'_d$ ) (рис.11). Решение уравнений по интервалам и определение момента прекращения тока в диоде ( $t_1$ ) в интервале импульса ( $t_{II}$ ), когда открыт транзистор VT1, позволяет получить регулировочную характеристику преобразователя (зависимость выходного напряжения от сигнала управления):

$$U_{вых}' = U_{вх} (1-K_3) \{ \sqrt{[1+(1-K_3)H]^2 + 4K_3H} - [1+(1-K_3)H] \} / l, \quad (5)$$

где  $U_{вых}' = U_{вых} / n$  — пересчитанное к первичной обмотке выходное напряжение ( $n = w_2/w_1$ );

$$H = \frac{R_n l}{4f(L_{s2} + L_{s1})}; \quad l = 2(L_{s1} + L_m) / L_m; \quad R_n' = R_n / n^2;$$

$K_3$  — коэффициент заполнения импульсов, равный отношению длительности открытого состояния ( $t_{II}$ ) транзистора VT1 (см. рис. 10а,б) к периоду переключения (T).

Регулировочная характеристика (5) нелинейна, а при  $K_3=0$  и  $K_3=1$  принимает нулевые значения. Увеличение нагрузки преобразователя приводит к снижению напряжения на его выходе. С помощью выражения (5) можно определить все параметры устройства, необходимые для его проектирования: максимальные, действующие и средние токи в элементах, максимальные напряжения и уровни пульсаций.

### Интегрированные магнитные элементы

Одно из интересных направлений развития преобразовательной техники — использование интегрированных магнитных элементов, объединяющих в одной конструкции трансформатор и дроссель, два трансформатора или эти устройства в каком-либо другом сочетании [13]. Принцип интеграции позволяет сократить суммарный объем интегрируемых элементов, упростить конструкцию, снизить стоимость преобразователя.

В качестве примера рассмотрим интегрированный магнитный элемент, выполненный на Ш-образном ферритовом сердечнике с обмотками на каждом керне (рис.12). Для упрощения предположим, что воздушный зазор в каждом керне одинаков, и пренебрежем потоками рассеяния. Обозначив магнитные сопротивления феррита среднего и крайних стержней, соответственно,  $R_c$ ,  $R_{вн2}$  и  $R_{вн3}$ , а магнитное сопротивление зазора  $R_z$ , можно представить электрическую схему замещения исходной магнитной це-

пи в виде, представленном на рис.13. Здесь  $R_z = R_c + R_z$ ;  $R_{вн,\Sigma 2} = R_{вн,2} + R_z$ ;  $R_{вн,\Sigma 3} = R_{вн,3} + R_z$ .

Соотношения и правила дуальности для магнитных и электрических цепей позволяют, совершив несколько переходов, определить схему замещения, в которой все обмотки приведены к одной (например, первичной), а затем «развязать» обмотки с учетом изолированности каждой из них. В результате получим окончательную схему замещения интегрированного магнетика (рис.14). Исходный трехобмоточный трансформатор эквивалентен двухтрансформаторной схеме и индуктивности (L1), включенной параллельно зажимам первичной обмотки w1. Индуктивность L1, а также индуктивности намагничивания L2 и L3 зависят от проводимости соответствующих кернов и витков обмоток.

Трансформатор с расположением обмоток на разных ядрах может быть использован в любой схеме преобразователя, что позволяет исключить выходной дроссель фильтра. Особый интерес представляет применение такого магнетика для преобразователей с ПНН. При анализе его свойств используется схема замещения, показанная на рис.14.

### Высокочастотные трансформаторы и дроссели

Переход к высоким частотам преобразования потребовал пересмотра конструкций и технологии изготовления таких компонентов, как трансформаторы и дроссели. Новые конструкции сердечников и технологические процессы изготовления обмоток позволяют выполнять эти компоненты низкопрофильными, что обеспечивает малую (порядка 10 мм) высоту всего корпуса преобразователя. Низкопрофильные магнитные элементы, как правило, создаются с плоскими обмотками. Пакет плоских обмоток с необходимыми изолирующими прослойками может быть выполнен на основе полиимидной пленки или в виде многослойной печатной платы. Последний вариант более приемлем благодаря низкой стоимости изготовления обмоток и возможности интегрировать трансформатор или дроссель в многослойную плату всего преобразователя.

К преимуществам магнетиков с плоскими обмотками относятся также повышенные параметры. Так, они обладают значительно более низким тепловым сопротивлением

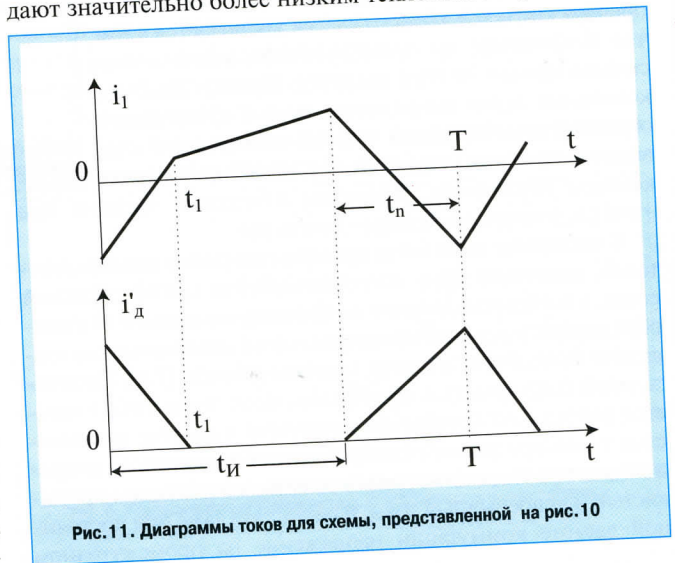


Рис. 11. Диаграммы токов для схемы, представленной на рис. 10

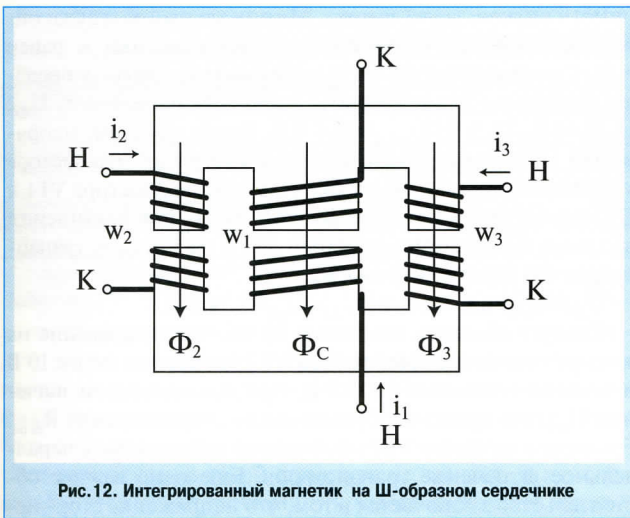


Рис. 12. Интегрированный магнетик на Ш-образном сердечнике

ем по сравнению с трансформаторами, имеющими обычные обмотки при том же объеме сердечника, что обеспечивает им хорошие тепловые характеристики. Кроме того, планарные магнетики имеют малые значения индуктивностей рассеяния обмоток и высокую повторяемость электрических характеристик.

При проектировании планарного трансформатора необходимо оценить амплитуду изменения индукции (Вм), связанную с удельными потерями в сердечнике соотношением

$$P_{с.уд} = C_{mt} \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta,$$

где  $P_{с.уд}$  — удельная мощность потерь в мВт/см<sup>3</sup>;  $C_{mt}$  — коэффициент, зависящий от материала сердечника и температуры;  $\alpha$  и  $\beta$  — эмпирические коэффициенты, которые, например, для высокочастотного материала 3F3, работающего в диапазоне  $f=300-500$  кГц, равны 1,8 и 2,5, соответственно.

Обмотки рассчитываются по формулам, соответствующим данному преобразователю и выбранному типоразмеру сердечника. При их размещении необходимо придерживаться определенных рекомендаций. Во внешних слоях многослойных плат витки обмоток следует располагать симметрично по отношению к виткам во внутренних слоях, чтобы компенсировать термическое расширение. Чтобы уменьшить эффект близости, оптимальным было бы чередовать слои первичной и вторичной обмоток. Однако число витков и заданная высота всех обмоток могут этому препятствовать. Надо также избегать размещения обмоток в непосредственной близости к воздушному зазору сердечника, чтобы не повышать потери от вихревых токов. В целях предотвращения электрического пробоя толщина изолирующего слоя между первичными и вторичными слоями должна составлять несколько сотен микрометров.

Толщина медного слоя и ширина проводника определяются значением допустимой плотности тока и градиентом температуры обмотки. При выборе расстояния между витками в одном слое учитывается объем партии изготавливаемого магнитного элемента и его стоимость. Для медного слоя толщиной 35 мкм приемлема ширина витка ( $w_t$ ) и зазора между витками ( $s$ ) более 150 мкм, а для слоя толщиной 70 мкм — более 250 мкм. С учетом изоляции между сердечником и вторичной обмоткой ширину витка можно определить и исходя из геометрии трансформатора:

$$w_t = \frac{[b_w - 0,8 \cdot (N+1)s]}{N}, \quad (6)$$

где  $b_w$  — ширина всей обмотки с учетом зазоров в слое;  $N$  — число витков в одном слое (расстояния в формуле приведены в миллиметрах).

При расчете планарных трансформаторов необходимо учитывать возрастание сопротивления обмоток вследствие скин-эффекта и эффекта близости. Из-за скин-эффекта плотность тока в проводнике уменьшается экспоненциально от поверхности к центру. Глубина проникновения волны  $\delta$ , характеризующая скин-эффект, зависит от проводимости, магнитной проницаемости проводника и частоты. Для меди при температуре 60°C глубина  $\delta$  аппроксимируется соотношением  $\delta = 2230/\sqrt{f}$ , где  $[\delta]$  — мкм,  $[f]$  — кГц. При ширине проводника менее  $2\delta$  влияние скин-эффекта невелико. Поэтому при частоте, например, 700 кГц можно взять проводник шириной менее 170 мкм.

Конструкция планарных трансформаторов зависит не только от переменного поля, вызванного собственным током проводника, но и от полей проводников, находящихся

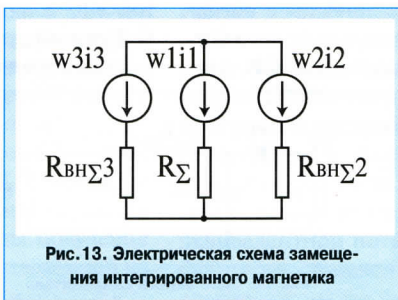


Рис. 13. Электрическая схема замещения интегрированного магнетика

вблизи (эффект близости). По этой причине расположение большого числа витков в одном слое нежелательно, а первичные и вторичные обмотки лучше чередовать, поскольку их токи проходят в противоположных направлениях и магнитные поля взаимно уничтожаются. В планарных трансформаторах с печатными многослойными обмотками возрастание частоты на 100 кГц

пределах до 1 МГц приводит к увеличению температуры платы трансформатора на 2°C по сравнению со значением, получаемым на постоянном токе.

### Синхронные выпрямители

Создание ИВЭП с низкими выходными напряжениями постоянного тока связано со снижением КПД источника и усилением теплонапряженности его конструкции, что особенно заметно проявляется при выходных напряжениях 5; 3,3 В и ниже. Тогда более половины всей мощности потерь источника приходится на выходной выпрямитель, если он

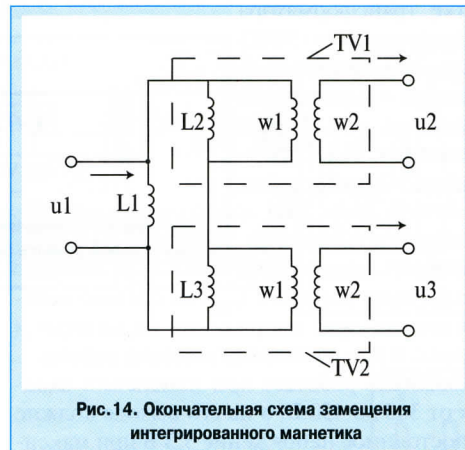


Рис. 14. Окончательная схема замещения интегрированного магнетика

выполнен на диодах Шотки. В связи с этим вполне понятен интерес к использованию полевых транзисторов, синхронно переключаемых напряжением, которое поступает на выходной фильтр. На рис. 15 приведена аппроксимация прямой ветви вольт-амперной характеристики диода, которая характеризуется пороговым напряжением  $U_{пор}$  и наклоном, определяемым дифференциальным сопротивлением диода  $r_d$ . Там же пунктиром показан участок выходной характеристики транзистора, наклон которого определяется сопротивлением транзистора в открытом состоянии. Значительное различие в падениях напряжения на диоде Шотки и низковольтном полевом транзисторе обуславливает применение синхронного выпрямителя (СВ). А

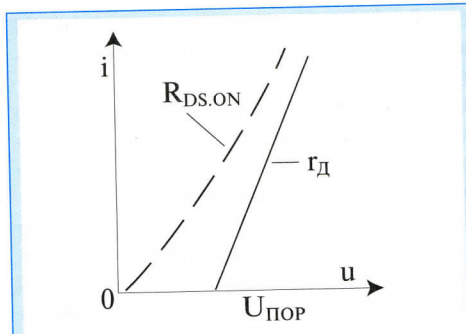


Рис. 15. Аппроксимация прямой ветви вольт-амперной характеристики диода и участок выходной характеристики транзистора

ки транзистора. В противном случае транзистор будет двунаправленным, неуправляемым прибором.

Управление транзисторами в СВ логично осуществлять напряжением со вторичной обмотки, не прибегая к сигналам с первичной стороны или к дополнительным источникам постоянного напряжения, что упрощает схему СВ, снижает ее стоимость, облегчает выполнение требования к изоляции между первичной и вторичной сторонами. Однако при этом напряжение на вторичной обмотке не должно периодически снижаться до нуля. С этой задачей наилучшим образом справляются новые типы преобразователей (резонансные, с мягким переключением) в отличие от многих традиционных схем преобразователей (однотактный прямоходовой, мостовые, полумостовые и двухтактные симметричные схемы с жестким переключением), которые не подходят для данной цели.

Для примера рассмотрим однотактный выпрямитель с индуктивным фильтром (рис.16), подключаемый к вторичной обмотке трансформатора асимметричного полумостового ППН (см. рис.9). Диаграммы напряжений на вторичной обмотке с идеальными фронтами показаны на рис.17. Для правильного управления МДП-транзисторами от обмотки w2 необходимо, во-первых, подключить диод VD1 к нижнему выводу обмотки w2 (рис.18), а во-вторых, определить напряжения на обмотке для различных значений  $U_{ВХ}$ . Последнее необходимо также для определения напряжений на затворах и стоках транзисторов СВ при различных условиях работы.

Пусть преобразователь работает при изменении входного напряжения от 300 до 450 В, а на его выходе должно поддерживаться постоянное напряжение 3,3 В при максимальном токе нагрузки 30 А. Во время импульса напряжение на обмотке w2 равно

$$U_{w2,u} = nU_{ex}(1-K_3), \quad (7)$$

а во время паузы

$$U_{w2,n} = nU_{ex}K_3. \quad (8)$$

Предположим, что при максимальном токе нагрузки и минимальном  $U_{ВХ}$  максимальный  $K_3$  равен 0,45 (на 10% меньше максимально возможного). Тогда из регулировочной характеристики с учетом КПД=85% получим  $n=0,052$

поскольку в реальном поле транзисторе существует внутренний диод, соединенный катодом со стоком и анодом с истоком, необходимо использовать третий квадрант выходной характеристики (w1=19 витков, w2=1 виток). Минимальный  $K_3$  также определяется из регулировочной характеристики и равен 0,21. Соотношения (6) и (7) позволяют установить пределы изменения напряжения  $U_{w2}$  при всех изменениях  $U_{ВХ}$ :  $U_{w2,и} = 8,6-18,5$  В;  $U_{w2,п} = 7-4,9$  В. Таким образом, напряжение  $U_{ds}$  закрытого транзистора VT2 и  $U_{gs}$  транзистора VT1 изменяются от 8,6 до 18,5 В, а  $U_{ds}$  транзистора VT2 и  $U_{gs}$  транзистора VT1 — от 7 до 4,9 В. И так, при повышении входного напряжения от 300 до 450 В на выводах транзисторов СВ образуются напряжения:

$$U_{ds2} = U_{gs1} = 8,6-18,5 \text{ В}; U_{ds1} = U_{gs2} = 7-4,9 \text{ В}.$$

Следует обратить внимание на то, что напряжение на затворе открытого транзистора VT2 составляет менее 10 В и заметно снижается (до 4,9 В) при максимальном значении  $U_{ВХ}$ , что приводит к увеличению сопротивления  $R_{ds,on}$ . Поэтому в качестве VT2 необходимо использовать параллельное включение транзисторов. Еще одно важное обстоятельство заключается в том, что напряжение сток-исток VT2 и напряжение затвор-исток VT1 достигают 18,5 В. Если учесть, что предельное напряжение затвор-исток мощных транзисторов составляет 20 В, а в напряжении на

обмотке w2 существуют короткие выбросы значительной амплитуды, становится понятной необходимость применения схемотехнических решений, ограничивающих напряжение на затворе VT1. Кроме того, необходима демпфирующая цепь, ограничивающая напряжение сток-исток транзистора VT2.

По схеме, представленной на рис.18, был создан макет преобразователя с выпрямителем, в котором использовался один транзистор типа МТВ75N03HDL (VT1) и два транзистора, включенные параллельно (VT2). Значения напряжений на выводах транзисторов, а также  $K_3$  и КПД для различных значений входного напряжения и токов нагрузки этого преобразователя приведены в таблице.

Данные таблицы показывают, что КПД снижается при возрастании  $U_{ВХ}$ , что объясняется, в частности, ухудшением условий ПНН для верхнего транзистора данной схемы преобразователя. Потери в цепях управления транзисторами СВ, вызванные, в основном, емкостью  $C_{gs}$ , при

частотах коммутации до 500 кГц остаются небольшими (до 25% от всех потерь в СВ).

### Преобразование солнечной энергии

Одно из перспективных направлений развития преобразовательной техники связано с использованием солнечной энергии в наземных системах. Пример построения преобразователя, обеспечивающего передачу энергии от солнечных батарей (СБ) в сеть, показан на рис.19. Напряжение от СБ через тест-ключ и входной фильтр поступает на силовой вход регулятора, работающего в режиме заданного тока. Один из вариантов построения входной части преобразователя — понижающий регулятор с конденсатором небольшой емкости С на его выходе. Двухтактный каскад, обеспечивающий гальваническую развязку СБ от сети, передает ток, формируемый в регуляторе, к силовому

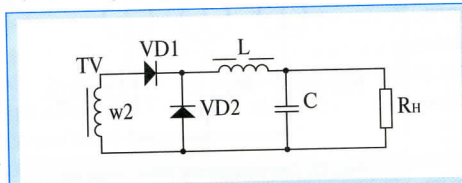


Рис. 16. Однотактный выпрямитель с индуктивным фильтром

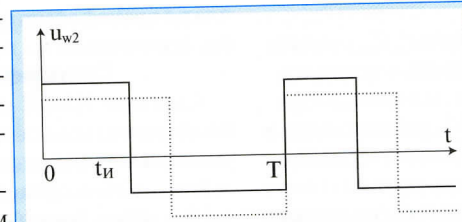


Рис. 17. Диаграммы напряжений на вторичной обмотке

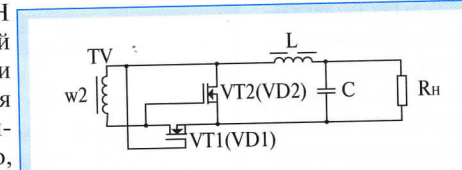


Рис. 18. Подключение транзисторов СВ к вторичной обмотке силового трансформатора

Параметры макета преобразователя

Параметры	Значения							
	300		350		400		450	
$U_{вх}, В$	300		350		400		450	
$I_{н}, А$	15	30	15	30	15	30	15	30
$U_{вх1}, В^*$	5,5/9	7/13,5	5/9	5,5/11	4,5/9	5/10	4,5/9	5/9,5
$U_{вх2}, В^*$	10/16	8,5/15	13,5/19,5	13/21	17/23	15/24,5	19/26	18,5/28,5
$K_z$	0,38	0,44	0,29	0,32	0,25	0,27	0,22	0,23
КПД, %	85,5	88	83,7	86,8	78,8	84,8	72,8	81,5

\* – первое число показывает напряжение без выбросов, второе – максимальное напряжение с учетом выбросов

коммутатору, который в свою очередь обеспечивает передачу тока в сеть. Ток дросселя двухтактного каскада изменяется по синусоидальному закону. Фаза тока совпадает с фазой напряжения сети, а амплитуда соответствует наибольшей мощности, отбираемой от СБ. Управление двухтактного каскада в такой структуре не зависит от изменения  $K_z$ . Между интервалами открытого состояния ключей остается небольшая пауза, способствующая формированию ПНН в ключах. Мостовой коммутатор переключается с частотой сети. Его транзисторами управляют сигналами, сфазированными с напряжением сети. Выходной фильтр обеспечивает достижение требуемого уровня помех.

Развитие устройств, передающих энергию от СБ в сеть, прежде всего связано с увеличением их КПД, снижением стоимости, а также новыми способами управления передаваемой мощностью. Известны различные методы получения максимальной мощности от СБ. В схеме, представленной на рис. 19, входной ключ (тест-ключ) периодически отключается на короткое время, в течение которого измеряется напряжение холостого хода СБ. В зависимости от результатов этих измерений микропроцессор изменяет модуляцию длительности импульсов, управляющих транзистором регулятора.

### Электронная нерассеивающая нагрузка

При испытаниях ИВЭП и других узлов систем электропитания в качестве нагрузки обычно применяются резисторы. Однако при всех своих достоинствах они не дают

возможности реализовать многие режимы испытаний, необходимые разработчику. Управление такой нагрузкой весьма несовершенно, а главное, вся энергия, вырабатываемая ИВЭП, переходит в тепло и рассеивается в окружающую среду. Последнее обстоятельство усложняет проведение испытаний и повышает затраты, поскольку при рассеиваемой мощности в несколько киловатт требуется понижать температуру помещения.

Более полно удовлетворяют требования разработчиков электронные нагрузки, серийно выпускаемые фирмами Transistor Devices и ACDC Electronics, которые позволяют реализовать различные статические и динамические режимы испытаний ИВЭП. Но поскольку принцип их работы основан на регулировании по заданному закону выходного сопротивления транзистора, вся выходная мощность ИВЭП по-прежнему рассеивается в окружающую среду.

Избежать рассеивания всей энергии в окружающую среду при испытаниях ИВЭП позволяет электронная нерассеивающая нагрузка (ЭНН) [14,15]. Благодаря иным принципам построения такое нагрузочное устройство выступает уже в роли преобразователя, а не поглотителя энергии. Выходная энергия ИВЭП передается в общую сеть переменного тока за исключением небольшой части, эквивалентной потерям мощности в ЭНН. Выходной ток формируется максимально приближенным к синусоиду и совпадающим по фазе с напряжением сети. По входной цепи ЭНН имитирует такие режимы статической и динамической нагрузки, как постоянный резистор с возможностью изменения сопротивления, постоянный регулируемый ток, регулируемое напряжение (имитация стабилизатора или аккумуляторной батареи), ограничение потребляемой от ИВЭП мощности, периодическое с заданной частотой изменение потребляемого ЭНН тока.

Одна из возможных структур силовой части ЭНН, обеспечивающая подключение ИВЭП с различным вы-

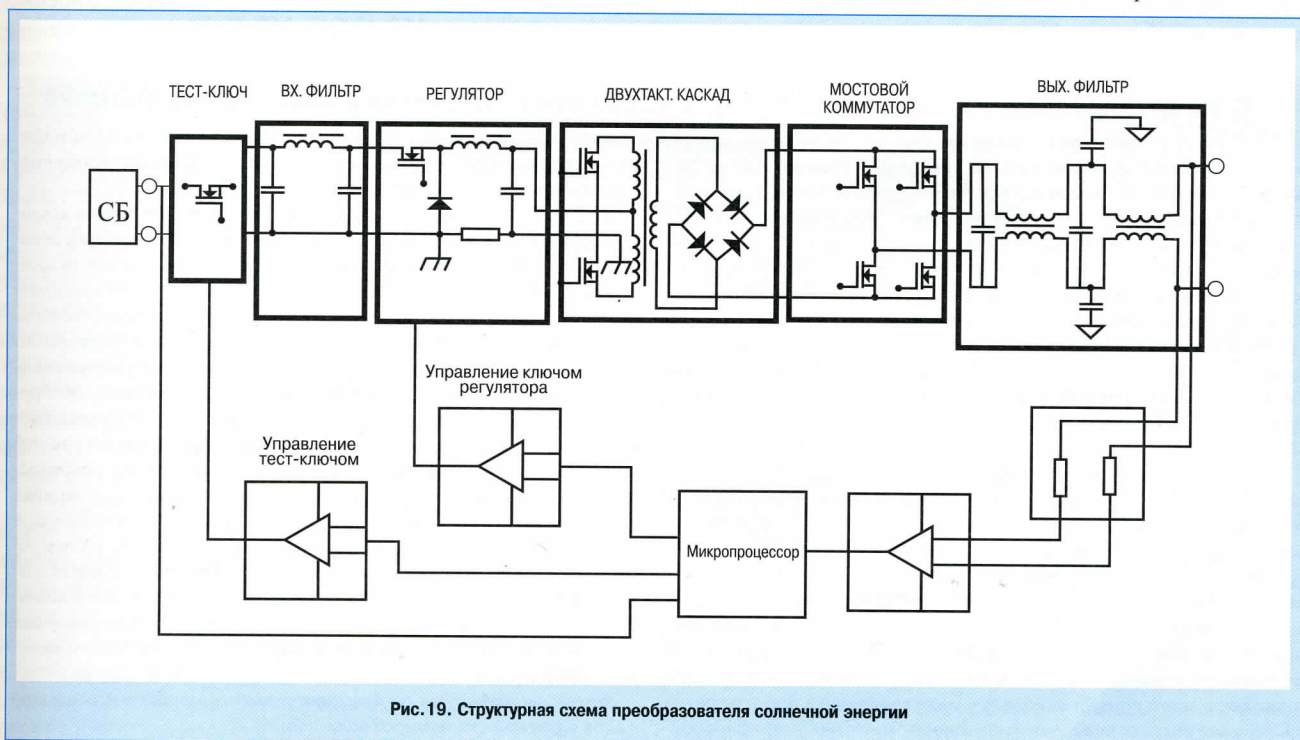


Рис. 19. Структурная схема преобразователя солнечной энергии

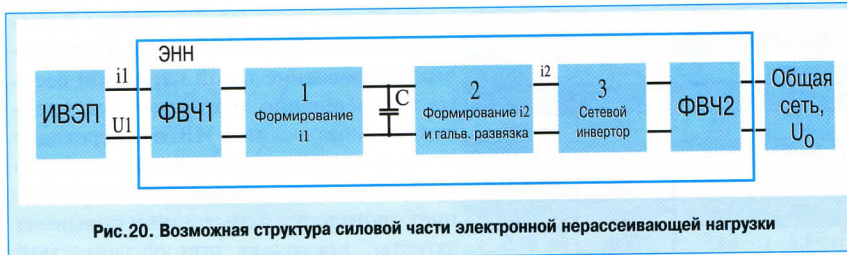


Рис. 20. Возможная структура силовой части электронной нерассеивающей нагрузки

ходным напряжением, показана на рис. 20. Высокочастотные фильтры ФВЧ1 и ФВЧ2 на входе и выходе ЭНН защищают ИВЭП и сеть от помех, генерируемых в блоках ЭНН. Преобразователь 1 формирует заданный выходной ток ИВЭП  $i_1$ , а преобразователь 2 — синусоидальный ток  $i_2$ . С помощью высокочастотного трансформатора последний выполняет гальваническую развязку выхода ИВЭП от сети. Ведомый сетью инвертор 3 передает синусоидальный ток в сеть, обеспечивая совпадение фаз тока и напряжения в сети. Между преобразователями 1 и 2 находится емкостный накопитель энергии  $C$ , компенсирующий мгновенную разность между постоянной во времени входной мощностью ЭНН и мощностью, передаваемой в сеть и изменяющейся с удвоенной частотой сети:

$$p_0 = I_{m0} U_{m0} \sin^2 \omega t = \frac{I_{m0} U_{m0}}{2} - \frac{I_{m0} U_{m0}}{2} \cos 2\omega t,$$

где  $I_{m0}$ ,  $U_{m0}$  — амплитудные значения выходного тока ЭНН и напряжения в сети, соответственно.

Система управления ЭНН состоит из двух блоков. Первый блок контролирует входной ток преобразователя 1. Этот ток может быть неизменным или изменяться с некоторой частотой в заданных пределах в зависимости от входного напряжения. Второй блок контролирует выходное напряжение преобразователя и формирует ток синусоидаль-

ной формы, передаваемый в сеть. Схематические решения отдельных блоков ЭНН зависят от конкретных технических требований, предъявляемых к устройству.

### Литература

1. Machin N., Vecovi T. Very high efficiency techniques and their selective application to the design of a 70 A rectifier. — INTELEC'93, v.1.
2. Zhon X., Elmore M., Lee F. Comparison of high-frequency application of silicon rectifiers, GaAs rectifier, and ZVT technology in a PFC Boost converter. — PESC'97.
3. Yang E. et.al. Isolated boost circuit for power factor correction. — APEC'93.
4. Мелешин В.И., Опалчий Ю.Ф. Многоканальный транзисторный стабилизированный преобразователь с выходной мощностью 400 Вт. — ЭТВА, вып.3. — М.: Сов. радио, 1972.
5. Takahashi I., Igarashi R. A Switching power supply of 99% power factor by the Dither rectifier. — INTELEC'91.
6. Madigan M. et.al. Integrated high quality rectifier-regulators. — PESC'92.
7. Redl R., Balogh L. Design considerations for single-stage isolated power-factor-corrected power supplies with fast regulation of the output voltage. — APEC'95.
8. Korotkov S.M. et.al. Asymmetrical half-bridge in a single stage PFC AC/DC converter. — APEC'97.
9. Полицарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. — М.: Радио и связь, 1989.
10. Korotkov S.M. et.al. Small-signal modeling of soft-switched asymmetrical half-bridge DC/DC converter. — APEC'95.
11. Oruganti R. et.al. Soft-switched DC/DC converter with PWM control. — INTELEC'93.
12. Parsley D., Martin H. Switched capacitor interleaved forward power converter. Патент США № 5 008 795, приоритет от 16.04. 91.
13. Северис Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. — М.: Энергоатомиздат, 1988.
14. Руденкас Р.П., Танаев М.М., Мелешин В.И. Принципы построения электронной нерассеивающей нагрузки. — Электротехника, 1998, №3.
15. George A., O'Sullivan. Power supply testing the power recycler. — Power Convention, 1992.

### Представляем автора статьи

**МЕЛЕШИН Валерий Иванович.** Доктор технических наук, профессор. Окончил Московский авиационный институт в 1960 году. Работал в промышленности. Один из ведущих специалистов в области силовой транзисторной электроники. Имеет 76 научных трудов, в том числе 13 авторских свидетельств и зарубежных патентов. Сфера научных интересов — эффективные транзисторные преобразователи электроэнергии и системы управления транзисторных преобразователей. В настоящее время работает в Московском авиационном институте, контактные телефоны: 158-45-04 и 158-45-17.

### С международной научно-технической конференции по силовой электронике PCIM-98

26–28 мая в Нюрнберге (Германия) состоялась международная научно-техническая конференция PCIM-98 (Power Converter Intelligent Motors), посвященная проблемам силовой электроники. В работе конференции приняли участие более 700 специалистов из 23 стран, в том числе из России. В рамках конференции прошла крупнейшая международная выставка по компонентам для устройств силовой электроники и систем управления, средствам компьютерного моделирования и автоматического проектирования преобразователей электроэнергии. В выставке участвовали практически все ведущие фирмы—производители источников электропитания: Siemens (Германия), AAB Semiconductors (Швейцария), Advanced Power Technology (США), International Rectifier (США), Consultant Motorola (Франция) и др.

На конференции работали три секции. Самая крупная и престижная была посвящена проблемам преобразования электрической энергии с помощью статических преобразователей, разработки и использования новых электронных компонентов, проектирования и применения преобразователей электроэнергии, компьютерного моделирования их рабочих процессов и т.п. На второй секции обсуждались вопросы создания так называемых интеллектуальных приводов, разработки контроллеров для электроприводов, проектирования и реализации алгоритмов управления асинхронных, вентильных и шаговых двигателей и т.п. Специалисты, участвовавшие в работе третьей секции, рассмотрели пути повышения качества потребляемой

преобразователями электрической энергии, а также проблемы создания корректоров коэффициента мощности, проектирования промышленных источников питания и т.п.

Российские специалисты сделали на конференции четыре доклада. Один из них был подготовлен специалистами Московского энергетического института и посвящен проблемам проектирования электронных балластов. Тема доклада, прочитанного представителем Санкт-Петербургского университета, — электронные компенсаторы. В докладе, подготовленном совместно специалистами Московского авиационного института и Делфтского университета (Нидерланды), рассматривались вопросы проектирования статического преобразователя для перспективной космической системы электроснабжения. Большой интерес у участников конференции вызвал доклад специалистов ЗАО «СпецРемонт», которые рассказали об особенностях конструкции и результатах испытаний первого в России серийно выпускаемого статического преобразователя для электропоездов пригородного сообщения. Интерес к теме этого доклада вполне понятен, поскольку до сих пор ни в нашей стране, ни за рубежом создать серийный статический преобразователь для электропоездов не удалось из-за жестких условий его эксплуатации, определяемых нестабильным высоковольтным напряжением (2200–4000 В) и широким диапазоном изменения температуры окружающей среды.

Редакция планирует опубликовать некоторые из названных докладов в ближайших номерах журнала.