

Установлены зависимости интенсивности фотостимулированной люминесценции от концентрации активатора – свинца при накачке УФ-светом с $\lambda = 365$ нм и стимуляции лазерным излучением с длиной волны 940 нм. На основе анализа полученных зависимостей и определена оптимальная концентрация свинца – $8,5 \cdot 10^{-3}$ ат./моль ZnS, для люминофора $(\text{Zn}_{0,9999-x}\text{Cu}_{0,0001}\text{Pb}_x)\text{S}$, где концентрация меди – второго активатора, была выбрана произвольно.

Литература

1. Новиков П. В. Эффект уменьшения высвеченной светосуммы вспышки люминесценции в монокристаллах ZnS / П. В. Новиков, А. Н. Латышев, О. В. Овчинников, Д. А. Минаков, М. С. Смирнов; под общ. ред. П. В. Новикова // Электролюминесценция и электрофотолюминесценция. Серия «Физика, Математика». 2008. № 15. С. 15–20.
2. Охотников С. С. Формирование монодисперсных нанокластеров / С. С. Охотников, А. Н. Латышев, О. В. Овчинников, А. А. Молев, М. С. Смирнов // Воронежский государственный университет. 2004. № 10. С. 25–30.
3. Song Wei Lua. Synthesis and photoluminescence enhancement of Mn^{2+} – doped ZnS nanocrystals / Song Wei Lua, Burtrand I. Leea, Zhong Lin Wangb, Wusheng Tongc, Brent K. Wagnerc, Wounjhang Parkc, Christopher J. Summerse // Journal of Luminescence, Clemson University. 2001. № 92. P. 73–78.
4. Деркач В. П., Корсунский В. М. Электролюминесцентные устройства. Киев: Наукова думка, 1968. 301 с.
5. Королько Б. Н. Электронные и дырочные энергетические переходы при инфракрасной электролюминесценции соединений АПВVI // Обзор литературы по хозтеме 3 – 76 – 17. Киев. 1976. 103 с.
6. Татмышевский К. В. Механолюминесцентные (светогенерационные) сенсорные элементы для современных информационно-измерительных технологий // Микросистемная техника. 2004. № 12. С. 4–10.
7. Вавилов В. С. Действие излучений на полупроводники. М.: Физматгиз, 1963. 264 с.
8. Гальченко Т. Г. Исследование ФСЛ $(\text{Zn}_{0,999-x}\text{Pb}_{0,001}\text{Cu}_x)\text{S}$ // XI международная конференция «Химия твердого тела: наноматериалы, нанотехнологии». Ставрополь: СевКавГТУ. 2012. С. 204.
9. Гурвич А. М. Введение в физическую химию кристаллофосфоров: учебное пособие. СПб.: Высшая школа, 1971. 336 с.

УДК 621.382.2/3:621.314

Косова Елена Николаевна, Пономаренко Николай Иванович

ИССЛЕДОВАНИЕ И ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ. КОМПОНЕНТЫ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В статье излагаются общие свойства основных компонентов силовой электроники и особенности их развития и эффективного использования в составе высокочастотных преобразователей.

Ключевые слова: силовая электроника, высокочастотные преобразователи, полупроводниковые ключи.

Kosova Elena Nikolaevna, Ponomarenko Nikolay Ivanovich **RESEARCH AND EFFICIENCY CONVERTERS.** **COMPONENTS OF HIGH-FREQUENCY CONVERTERS**

In this paper we present general properties of the basic component of power electronics, feature of their development and effective use in high-frequency converters.

Key words: power electronics, high frequency inverters, semiconductor switches.

Особенность современной преобразовательной техники заключается в том, что ее основной элементной базой становятся силовые полупроводниковые приборы и микроэлектроника, которые в совокупности с традиционными элементами, такими как конденсатор, индуктивность и трансформатор, открывают принципиально новые потенциальные возможности развития силовой электроники. Особую роль сыграли полупроводниковые транзисторы, которые ранее в теории цепей определялись как элементы с управляемым сопротивлением, как элементы для усиления электрических сигналов. Силовая электроника базируется, в сочетании с микроэлектронной элементной базой цепей управления, на ключевых свойствах полупроводниковых ключей.

Установлено, что в совокупности с реактивными элементами управляемый полупроводниковый ключ проявляет принципиально новые полезные свойства, расширяющие функциональные возможности реактивных элементов. В отличие от магнитных элементов полупроводниковый ключ обладает свойством мгновенно коммутировать ток, а в отличие от конденсаторных элементов – мгновенно коммутировать напряжение, поэтому это полезное свойство ключа используется при проектировании и направлено для устранения упомянутых выше функциональных ограничений реактивных элементов.

Свойство полупроводниковых ключей осуществлять фазовый сдвиг между напряжением и током с отставанием или опережением в зависимости от управляющего воздействия менее очевидно и требует более детального пояснения. Физическая сущность ключевого процесса управления заключается в том, что реактивная мощность, потребляемая двухполюсником, всегда пропорциональна площади s его циклической вольт-амперной характеристики (в.а.х.), построенной в системе координат $i(u)$ и описываемой за период повторяемости. При этом генерируемой реактивной мощности соответствует перемещение рабочей точки по часовой стрелке, а потребляемой – против часовой стрелки. В простейшей цепи без реактивных элементов, в которой к источнику синусоидального напряжения подключен только лишь идеальный управляемый ключ и линейное активное сопротивление R , тоже появляется реактивная мощность. При задержке включения на угол α относительно момента прохождения приложенного напряжения через нулевое значение кривая тока $i(t)$ представляет собой участок синусоиды, равный приложенному напряжению, деленному на сопротивление R . Наличие интервала задержки приводит к смещению центра тяжести кривой тока в сторону отставания и появлению реактивной составляющей тока первой гармоники:

$$Q = \frac{U_m^2 \sin^2 \alpha}{R 4\pi} > 0.$$

В отличие от цепи, содержащей реактивные элементы, в рассматриваемой цепи мгновенная мощность $p = ui$ либо равна нулю, либо положительна, следовательно, данная цепь потребляет реактивную энергию, но колебания энергии между нагрузкой и источником энергии не происходит. При включении ключа без задержки в нуле синусоиды, но выключении его с задержкой на следующем интервале полупериода, также происходит смещение центра тяжести кривой тока, но в сторону опережения, что эквивалентно генерации реактивной мощности $Q < 0$.

Так как управляющий ключ изменяет относительную длительность открытого состояния с опережением или отставанием по отношению к действующему в цепи напряжению, то он обладает результирующим сопротивлением, зависящим от соотношения времени замкнутого и открытого состояния ключа и от величины фазового сдвига по отношению к напряжению. Сопротивление управляемого ключа отличается от сопротивлений реальных активных и реактивных элементов тем, что в нём не имеет место накопление энергии. В нём не происходит преобразование электрической энергии в другой вид энергии. С помощью цепи управления ключа можно изменять величину и знак реактивной составляющей мощности и при надлежащем законе управления получить нулевое результирующее значение реактивной мощности либо генерировать реактивную мощность заданного качества, необходимую потребителю.

Сопротивление ключа, также как и сопротивление пассивного реактивного двухполюсника, удобно характеризовать мгновенным сопротивлением $r(t) = u / i$. Скорость изменения сопротивления любого двухполюсника является мерой, возникающей при этой реактивной мощности [7]. Из анализа циклических в.а.х. видно, что уменьшению мгновенного сопротивления ($dr(t)/dt < 0$) ключа соответствует процесс потребления реактивной мощности ($Q > 0$), а увеличению мгновенного сопротивления ($dr(t) / dt > 0$) ключа соответствует процесс генерирования реактивной мощности ($Q < 0$).

Полученный вывод имеет весьма существенное практическое значение, так как при соответствующем законе управления полупроводниковыми ключами оптимально спроектированного преобразователя можно свести к нулю реактивную составляющую полной мощности. При этом можно полностью исключить процесс колебания энергии между нагрузкой и источником энергии, генерировать необходимую потребителю реактивную мощность заданного качества в местах её потребления, а также уменьшить потери энергии и материальные затраты. Так как величина мгновенного сопротивления $r(t) = u/i$ ключа является управляемой, то для любого двухполюсника, содержащего полупроводниковый ключ и реактивные элементы, практически всегда можно выполнить условие

($dr(t) / dt = 0$), что эквивалентно случаю линейного активного сопротивления. Спроектированный таким образом преобразователь может быть назван квазилинейным.

Анализ известных технических решений показал, что по настоящее время отмеченные выше свойства полупроводниковых ключей при совместной работе с реактивными элементами на практике используются не в полной мере. Пока недостаточно исследованы режимные особенности новых ключей в квазирезонансном режиме.

Так, в работе [2] показано, что, вопреки распространенному мнению, на практике в квазирезонансных преобразователях с переключением при нулевом напряжении отказы MOSFET-транзистора все-таки наблюдались. Было установлено, что главным механизмом отказа является вторичный пробой паразитного биполярного транзистора из-за остаточного заряда внутреннего паразитного диода, который при малых токовых нагрузках часто может быть достаточно существенным, чтобы вызвать отказ. Однако защита против вторичного пробоя в данном случае может быть достигнута путем увеличения емкости снабберной цепи, для того чтобы канал полевого транзистора включался бы прежде, чем напряжение «сток – исток» достигнет нуля, а внутренний паразитный диод начнет проводить ток. В этом случае будет наблюдаться снижение эффективности при малой нагрузке из-за потери преимущества переключения при нулевом напряжении, но зато с увеличением емкости снабберной цепи эффективность на предельной нагрузке увеличивается. В связи с этим целесообразно проведение дополнительных исследований не только по усовершенствованию самих ключей, но и по исследованию системных свойств, обусловленных совместной работой ключей и реактивных элементов в преобразователях различного функционального назначения.

Среди электронных и реактивных компонентов преобразователей заметную долю в удельных массогабаритных показателях и стоимости преобразователя вносят электромагнитные компоненты (ЭМК). Процесс их изготовления содержит большую долю ручного труда. Повышение эффективности электромагнитных компонентов и конденсаторов, достигаемой увеличением частоты коммутации от сотен килогерц до единиц мегагерц, требует в свою очередь решения ряда взаимосвязанных схемотехнических, конструктивных, технологических и системотехнических задач.

Повышение массогабаритных показателей электромагнитных компонентов эффективности решается также за счет объединения функций нескольких электромагнитных компонентов в одном интегрированном электромагнитном компоненте (ИЭМК). Объединение нескольких электромагнитных компонентов в одном ИЭМК возможно при условии совпадения формы напряжения на их обмотках. Это условие практически всегда можно выполнить, хотя не всегда нужный результат достигается простым техническим решением. Однако задача повышения эффективности, и в частности, задача уменьшения пульсаций, всегда актуальна, так как решение ее позволяет не только повысить качество входного тока и выходного напряжения, но и уменьшить значение мощности, рассеиваемой в конденсаторах и других силовых компонентах, а значит, уменьшить габариты и массу конденсаторов и магнитно-связанных индуктивностей, а также снизить уровень помех. На практике возможны самые различные варианты получения эффекта нулевых пульсаций и, прежде всего, путем варьирования коэффициентом связи и коэффициентом трансформации между обмотками, введением дополнительных компенсирующих индуктивностей, регулировкой воздушных зазоров и т. д. Физическую сущность эффекта нулевых пульсаций можно пояснить на примере схемы Кука, для которой в [8] получены следующие значения эффективных индуктивностей первичной и вторичной обмоток:

$$L_{\text{э}1} = \frac{1 - k^2}{1 - (kn_T) / n} L_{11}; \quad (1)$$

$$L_{\text{э}2} = \frac{1 - k^2}{1 - (kn / n_T)} L_{22}; \quad (2)$$

где k – коэффициент связи между обмотками; nT – коэффициент трансформации идеального трансформатора; $n = \sqrt{L_{22} / L_{11}}$ – коэффициент трансформации с учетом индуктивностей рассеяния; L_{11} , L_{22} – полные индуктивности первичной и вторичной обмоток.

Из (1) и (2) следует, что условием эффекта нулевых пульсаций ($L_{\text{э}1} = \infty$) для (1) является равенство $knT / n = 1$, а для (2) – равенство $kn / nT = 1$, при котором $L_{\text{э}2} = \infty$.

Путем соответствующей регулировки коэффициента связи и коэффициента трансформации между обмотками можно получить нулевой уровень пульсаций даже в режиме прерывистой про-

димости. Для получения пульсаций, близких к нулевым значениям, необходим учет индуктивностей рассеяния магнитных элементов. Однако величина индуктивностей рассеяния трудно контролируется, а поэтому целесообразно включать дополнительно последовательно с обмотками внешний компенсирующий индуктивный элемент, значение индуктивности рассеяния которого значительно превышает индуктивность основной обмотки. При этом необходимо стремиться к получению минимального значения индуктивности рассеяния основной обмотки и добиться компенсации пульсаций тока включением внешнего компенсирующего индуктивного элемента в цепь основной (силовой) или дополнительной обмотки.

Возможна интеграция и при несовпадении формы напряжений на обмотках интегрированного ЭМК. Для этого необходимо так разместить обмотки на магнитопроводе, чтобы обеспечить пути для разностного магнитного потока. Это возможно, например, при размещении обмоток на разных ядрах Ш-образного сердечника. Применение ИЭМК с разделенными магнитными потоками придает преобразователям напряжения новые свойства и позволяет создавать новые топологии. При этом количественное изменение коэффициента связи между обмотками, неизбежное при разделении магнитных потоков, приводит к качественным изменениям процессов, происходящих в магнитном сердечнике и в преобразователе, что обязательно должно быть учтено в магнитной модели и в эквивалентной электрической схеме ИЭМК.

При расчете преобразователей напряжения с таким ИЭМК необходимо применять методы расчета, учитывающие влияние потоков рассеяния, которые неизбежно возрастают при разделении магнитных потоков в ИЭМК. Это становится особенно важно на высоких частотах коммутации и при больших токах нагрузки. Из всех паразитных параметров компонентов преобразователя наибольшее влияние на работу преобразователя напряжения оказывает индуктивность рассеяния силового трансформатора. С одной стороны, в резонансных преобразователях она обеспечивает коммутацию силовых ключей при нулевом падении напряжения. С другой стороны, препятствуя быстрому изменению тока в обмотках силового трансформатора, она способствует понижению выходного напряжения преобразователя при увеличении нагрузки и при повышении частоты коммутации. Вынужденное увеличение числа витков во вторичных обмотках для обеспечения требуемого уровня выходного напряжения при максимальном токе нагрузки приводит к возрастанию омических потерь в первичной обмотке трансформатора и силовых ключах, а также к увеличению обратного напряжения на выпрямительных диодах, и, следовательно, к заметному увеличению потерь, связанных с их обратным восстановлением. Кроме того, следует уменьшить негативное влияние паразитных параметров обычных трансформаторов на частоте выше одного мегагерца путем применения трансформаторов специальной конструкции типа «длинной линии» [3].

Увеличить эффективность электромагнитных компонентов можно за счет внедрения схем с активным перемагничиванием силового трансформатора и новых безнамоточных технологий производства (изготовление печатных обмоток и изготовление ЭМК с обмотками в виде скоб). Применение планарных трансформаторов на многослойных печатных платах позволяет существенно улучшить их технологичность и снизить трудоемкость изготовления. Планарные магнитные компоненты имеют малую индуктивность рассеяния, более высокую удельную мощность за счет снижения массы и габаритов, улучшенную магнитную связь обмоток до значений коэффициента связи, близкой к 100 %; уменьшенные потери на переменном токе, обусловленные скин-эффектом и эффектом близости, наилучшие свойства теплоотдачи, отличную повторяемость параметров [1, 4].

Известно, что ток в индуктивности не может изменяться скачком, как и напряжение на емкости. Поэтому очевидны преимущества совместного использования индуктивности и конденсатора, не только в сглаживающих входных и выходных фильтрах, но и в управляемых схемах «мягкой» коммутации (показанной в качестве примера на рисунке), иногда называемых резонансным ключом.

Из этих элементов образуется резонансный контур, собственная частота которого определяет скорости изменения напряжения и тока ключа и, главное, разносит во времени максимумы тока и напряжения ключа, что резко уменьшает потери и выбросы напряжений при переключении ключа. Аналогичный эффект достигается и в других более эффективных схемах резонансных преобразователей. Это, в свою очередь, позволяет поднять, как правило, на один-два порядка предельную частоту коммутации ключей.

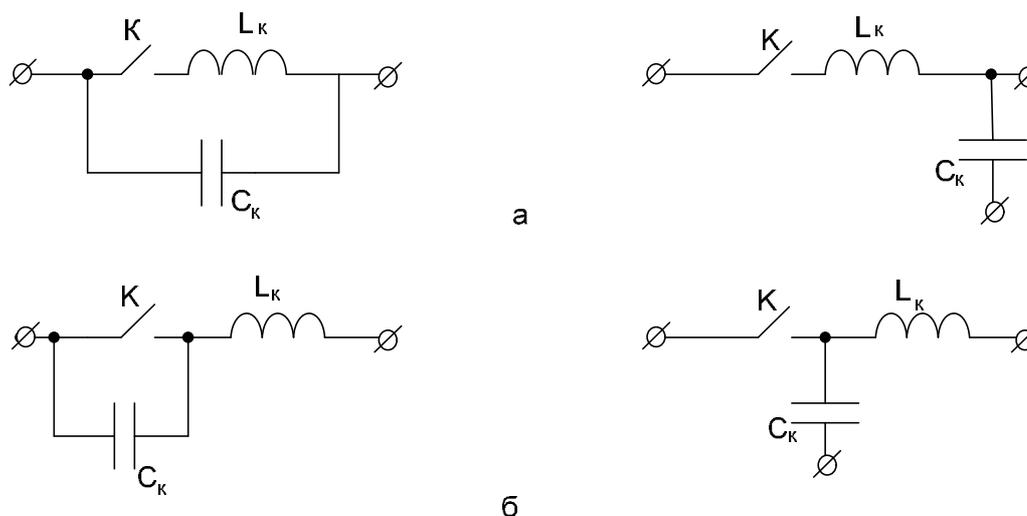


Рис. Схемы ключей: а) при нулевом токе; б) при нулевом напряжении

Так как конденсаторы обладают огромной скоростью накопления и отдачи энергии, как правило, от нескольких тысяч до многих миллиардов полных циклов в секунду, то весьма перспективно их применение в составе управляемых индуктивно-емкостных энергообменных накопителей в схемах высокочастотных преобразователей. Однако использование индуктивно-емкостных накопителей для хранения больших запасов энергии длительной отдачи энергии (более нескольких минут) нецелесообразно. При проектировании широко востребованных систем бесперебойного электропитания и электроснабжения требуются накопители больших запасов энергии длительной отдачи энергии: ионисторы (время хранения заряда – от нескольких суток до нескольких недель), электрохимические аккумуляторы (время хранения заряда – от нескольких недель до года), химические накопители энергии на основе топливных элементов (время хранения годы). Еще более высокой удельной ёмкостью запасаемой энергии обладают накопители на основе супермаховиков и сверхпроводимости.

Комплексное применение рассмотренных выше физических эффектов позволяет расширить диапазон промежуточной частоты преобразования до одного мегагерца как преобразователей промышленной частоты, так и повышенной частоты (на десятки килогерц).

Таким образом, современная элементная база силовой электроники позволяет существенно повысить эффективность преобразователей параметров электрической энергии, но только на основе более развитых схемных и топологических инженерных решений, учитывающих особенности процессов высокочастотного преобразования энергии [1, 4–7].

Литература

1. Жикленков Д., Макаров В., Пилягина Ю. Использование планарных трансформаторов в импульсных источниках электропитания. Источники питания. 2004. № 2(85). С. 13–14.
2. Дирбергер К., Саро Л., Хамзин Н., Редл Р. Поведение высоковольтных MOSFET транзисторов в преобразователях с мягким переключением: анализ и повышение надежности // Компоненты и технологии. 2006. № 4.
3. Иванов-Цыганов А. И. Электропреобразовательные устройства РЭС: учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». 4-е изд., перераб. и доп. М.: Высш.шк., 1991. 272 с.
4. Косова Е. Н., Пономаренко Н. И. К вопросу повышения эффективности преобразователей параметров электроэнергии со звеном повышенной частоты: материалы XL научно-технической конференции по итогам работы профессорско-преподавательского состава СевКавГТУ за 2010 год. Ставрополь, 2011. С. 21–24.
5. Косова Е. Н., Пономаренко Н. И. Основы повышения эффективности использования метода дискретного преобразования электроэнергии: материалы V международной научной конференции «Научный потенциал XXI века. Естественные и технические науки». Т. 1. Ставрополь, 2011. С. 159–163.
6. Косова Е. Н., Пономаренко Н. И. Режимы работы и регулировочные характеристики регуляторов и стабилизаторов переменного и постоянного напряжения: материалы V международной научной конференции «Научный потенциал XXI века. Естественные и технические науки». Т. 1. Ставрополь, 2011. С. 155–159.
7. Маевский О. А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. М.: Энергия, 1978. 320 с.
8. Поликарпов А. Г., Сергиенко Е. Ф. Однотактные преобразователи напряжения РЭА. М.: Радио и связь, 1989. 160 с.