УДК 621.314.1:621.382.2/.3

С.В. Маморцев, Г.Я. Михальченко

Технология мягкой коммутации транзисторов в преобразователе постоянного напряжения в постоянное

Рассматриваются возможности построения преобразователя постоянного напряжения в постоянное с мягкой коммутацией полупроводниковых ключевых элементов и уменьшением пульсаций входного и выходного токов.

Ключевые слова: DC-DC-преобразователь, схема Кука, динамические характеристики. коммутирующий дроссель, мягкое включение транзисторов, пульсации.

Широкое применение находят простейшие преобразователи постоянного напряжения в постоянное (DC/DC-преобразователи) в источниках питания светодиодного освещения, сварочных аппаратах инверторного типа, зарядных устройствах аккумуляторных батарей, зарядных устройствах индуктивных и емкостных накопителей энергии, а также в технологических источниках питания, нагрузка которых может изменяться в широких пределах. Как правило, такого рода преобразователи характеризуются жесткой коммутацией ключевых полупроводниковых элементов, что сопровождается неоправданно высоким уровнем динамических потерь и электромагнитных помех [1]. Кроме того, для защиты от перегрузок и коротких замыканий в цепи нагрузки в известных устройствах, основанных на базе повышающего преобразователя, требуется применять дополнительные довольно сложные схемотехнические решения, что приводит к снижению надежности, увеличению энергопотребления и массогабаритных показателей, а также к увеличению себестоимости продукции.

Особое место среди DC/DC-преобразователей занимает преобразователь постоянного напряжения в постоянное, выполненный по схеме Кука (рис. 1), в силу непрерывности как потребляемого, так и выходного токов и меньших пульсаций выходного напряжения [2].

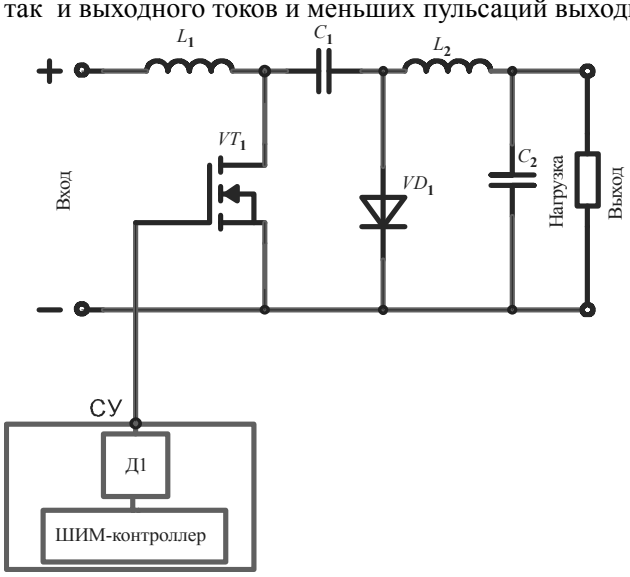

Рис. 1. Преобразователь Кука

Но и преобразователю Кука также свойственны высокие значения динамических потерь, связанные с тем, что к моменту включения транзистора его «паразитная» емкость заряжена до удвоенного напряжения источника питания, и при включении транзистора эта емкость разряжается импульсным током, в десятки раз превышающим номинальное значение тока транзистора. Кроме того, дополнительно в этот же момент транзистор нагружается еще и обратным током выключающегося диода по цепи: положительная обкладка накопительного конденсатора *C*, транзистор *VT*, диод *VD*, отрицательная обкладка накопительного конденсатора. Суммарное значение этого импульсного тока сопровождается выделением на кристалле транзистора мощности в десятки киловатт за доли микросекунды, что приводит к постепенной деградации кристалла и, как следствие, к сокращению срока службы преобразователя. Традиционно снижение динамических нагрузок на кристалл транзистора достигается включением в схему снабберных *RC*- или *RCD*-цепей, что приводит к снижению коэффициента полезного действия.

Наиболее хорошие результаты по уменьшению динамических потерь достигнуты в схемах резонансных и квазирезонансных преобразователей. Но стоит отметить, что в данных решениях регулирование выходного напряжения осуществляется изменением длительности паузы при постоянстве длительности резонансного колебания, т.е. используется частотно-импульсная модуляция, что

ограничивает диапазон регулирования выходных токов и напряжений. Расширение этого диапазона способствует увеличению девиации частоты, что значительно повышает частотные требования к полупроводниковым приборам, магнитным материалам, конденсаторам, увеличиваются пульсации входного тока и выходного напряжения, а это сопровождается повышением массогабаритных показателей и стоимости фильтрующих элементов. Поэтому разработчики устройств силовой электроники ведут поиск путей построения преобразователей с широтно-импульсной или широтно-частотно-импульсной модуляцией при мягкой коммутации транзисторов [3].

Одним из путей разрешения такого рода проблемной ситуации является построение двухфазной схемы преобразователя с коммутационным дросселем (рис. 2), обеспечивающим мягкое переключение транзисторов с широтно-импульсной модуляцией. Этим достигается отсутствие всплесков выделяемой на кристалле MOSFET транзистора мгновенной мощности в моменты включения и выключения транзистора [4]. Этот эффект обусловлен переключением транзисторов при нулевом токе, что повышает коэффициент полезного действия посредством уменьшения динамических потерь.

Структурная схема двухфазного преобразователя по схеме Кука с коммутирующим дросселем представлена на рис. 2, а временные диаграммы, поясняющие принцип работы преобразователя на рис. 3, 4.

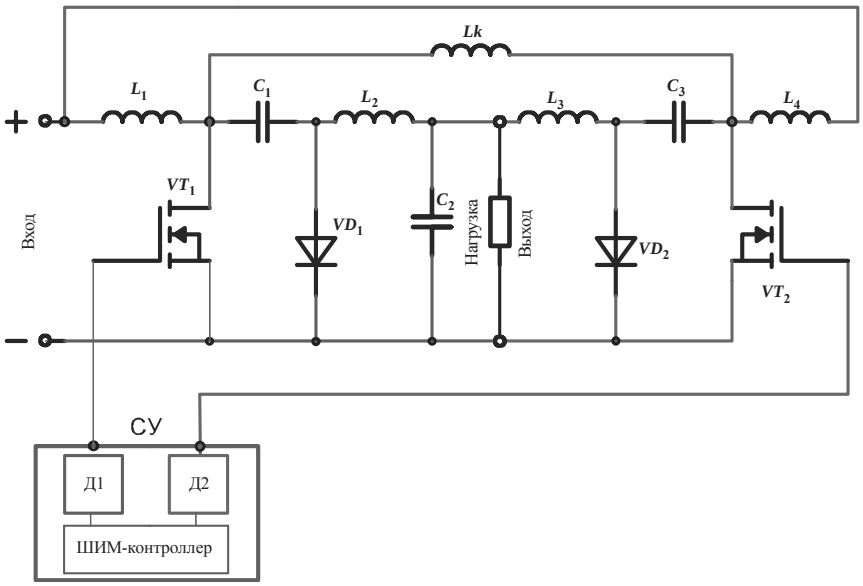

Рис. 2. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное

В установившемся режиме работы преобразователя в момент времени t_1 (см. рис. 2) выключается транзистор VT_1 и включается транзистор VT_2 по сигналам ШИМ контроллера выходными напряжениями драйверов $U_{д1}$ и $U_{д2}$. Ток I_{L1} начинает нарастать, а ток I_{L4} спадает. Конденсатор C_1 подзаряжается до удвоенного значения напряжения источника питания, в то время как конденсатор C_3 подразряжается током нагрузки через включенный транзистор VT_2, который выключается в момент времени t_2. Суммарный ток дросселей L_1 и L_4 представляет собой потребляемый от источника питания ток $I_{вх}$. Аналогично сумма токов I_{L2} и I_{L3} выходных дросселей является током нагрузки $I_н$ и током конденсатора фильтра C_6.

На интервале выключенного состояния транзистора VT_1 дроссель L_2 отдает накопленную энергию в конденсатор фильтра и нагрузку по цепи: вывод дросселя L_2, диод VD_1, конденсатор C_2, второй вывод дросселя L_2. Заряженный на интервале времени $t_2 – t_5$ до удвоенного напряжения источника питания конденсатор C_2 на следующем интервале разряжается через транзистор по цепи: плюс конденсатора C_3, транзистор VT_2, конденсатор C_2, дроссель L_3, минус конденсатора C_3. Дроссель L_3 при этом накапливает энергию.

В интервале времени $t_2 – t_3$ оба транзистора выключены, питание нагрузки обеспечивается энергией конденсатора фильтра C_2. Дроссель L_4, конденсатор C_3, коммутирующий дроссель Lk, конденсатор C_1, дроссель L_2 образуют контур, обеспечивающий при максимальных углах регулирования ШИМ контроллера снижение потенциала на стоке выключенного транзистора VT_1 до отрицательного напряжения, при котором включается встроенный в него обратный диод, как показано на рис. 3. Поскольку потенциал U_{VT1} стока выключенного в интервале времени $t_1 – t_3$ транзистора VT_1 определяется суммой напряжений замкнутого контура, образованного дросселями L_1, L_4, Lk, и к моменту времени t_2 становится равным нулю, то и включение его в момент времени t_3 осуществляется при нулевом напряжении и отрицательном токе I_{VT1}, протекающем через встроенный обратный диод. В интервале времени $t_3 – t_5$ аналогичные процессы протекают в транзисторе VT_2, работающем в противотактном режиме.

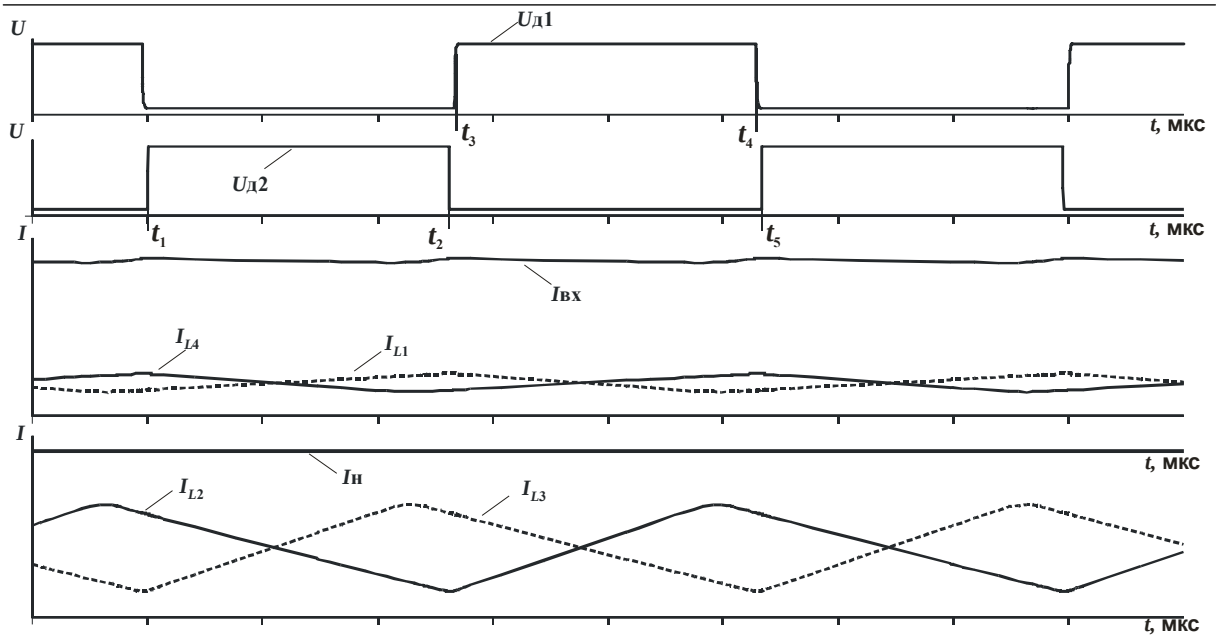

Рис. 3. Временные диаграммы работы преобразователя

Рассмотрим процессы мягкого включения транзисторов, которые пояснены диаграммами на рис. 4. К концу интервала проводимости, например транзистора VT_1, ток дросселя L_2 убывает до нулевого значения и под действием напряжения на конденсаторе C_2 изменяет свое направление. В это же время ток подзарядки конденсатора C_1 снижается, приближаясь к значению, близкому к нулю, и как только он сравняется с током дросселя L_2, диод VD_1 запирается. Ток дросселя L_2 продолжает протекать, теперь уже по цепи: вывод дросселя L_2, конденсатор C_1, паразитная емкость сток-исток транзистора VT_1, конденсатор фильтра C_2, второй вывод дросселя L_2. Этим током разряжается паразитная емкость транзистора VT_1 до нулевого значения и перезаряжается до противоположной полярности, при которой открывается встроенный обратный диод транзистора, который и ограничивает обратное напряжение на транзисторе. Мягкая коммутация транзистора возможна с данного момента времени и до момента, когда накопленная энергия дросселя L_2 не снизится до нулевого значения. В противотактном транзисторе VT_2 процессы включения протекают аналогично рассмотренным.

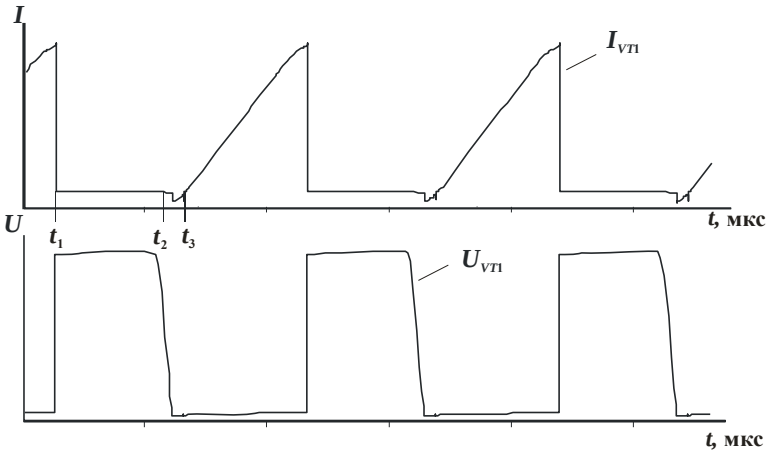

Рис. 4. Временные диаграммы работы преобразователя

Таким образом, к моменту включения транзисторов VT_1 и VT_2 потенциалы U_{VT1} и U_{VT2} стока этих транзисторов спадают до нуля, и через встроенные обратные диоды начинает протекать отрицательный ток в направлении исток-сток, как показано на рис. 3. Это приводит к тому, что в момент включения рассеиваемая на кристалле транзистора мощность равна нулю. В момент выключения транзисторов в предлагаемом преобразователе и в преобразователе по классической схеме Кука динамическая мощность на транзисторах сравнима и находится на уровне статической рассеиваемой мощности.

Кроме того, как показано на рис. 2, токи I_{L4} и I_{L1} складываются таким образом, что потребляемый входной ток $I_{вх}$ преобразователя становится практически постоянным за счет того, что имеет удвоенную частоту пульсаций по отношению к частоте коммутации транзисторов и минимальные амплитуды пульсаций. Аналогично, за счет эффекта сложения токов I_{L2} и I_{L3}, изменяющихся противоположно, выходной ток $I_Н$ нагрузки преобразователя имеет сглаженную форму постоянного

тока. Пиковые значения тока и рассеиваемой мощности транзистора преобразователя по классической схеме Кука во много раз выше значения тока и мощности транзистора рассматриваемого преобразователя. В частности, по результатам имитационного моделирования преобразователя, построенного по классической схеме Кука (см. рис. 1), численные значения амплитуды динамического тока разряда «паразитной» емкости транзистора в моменты включения в 22 раза превышают таковые в математической модели схемы, представленной на рис. 2. Такой эффект сопровождается тем, что пиковые значения амплитуды мгновенной мощности снижаются в сотни раз. В частности, в сравниваемых моделях снижение пиковой мощности достигает 289 раз.

Заключение. Таким образом, рассмотренный преобразователь обладает существенно меньшими динамическими потерями в момент включения транзисторов, обеспечивает повышение коэффициента полезного действия, улучшает надежность и срок службы преобразователя. Также значительно уменьшаются пульсации входного и выходного токов в количество раз, равное количеству параллельно соединенных ячеек преобразователей по схеме Кука с коммутирующими дросселями, соединяющими стоки транзисторов. Не менее важно и то, что коммутирующий дроссель переменного тока *Lk* определяет строго противофазное изменение переменной составляющей токов дросселей L_1, L_2, L_3, L_4 и строгое равенство постоянных составляющих, т.е. придает каждой ячейке «естественные» свойства равномерного распределения этих токов.

Литература

1. Михальченко Г.Я. Научно-технические проблемы электропитания / Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, А.Н. Четин // Труды Всерос. научно-техн. конф. – М.: ЗАО «ММП-Ирбис», 2011.

2. U. S. Patent 4,257,087. Mar. 17, 1981. DC-to-DC Switching Converter With Zero Input And Output Current Ripple And Integrated Magnetics Circuits / Slobodan M. Cuk.

3. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Музыченко Н.М. Модуляционные источники питания РЭА. – Томск: Радио и связь, Томский отдел, 1990. – 336 с.

4. Пат. 2464692 РФ, МПК Н 02 М 3/335. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное (варианты) / Г.Я. Михальченко (РФ), С.В. Маморцев (РФ), С.Г. Михальченко (РФ). – №2 011 134 950 / 07; заявл. 19.08.2011; опубл. 20.10.2012. Бюл. № 29. – 13 с.

Маморцев Степан Валерьевич
Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 90-00-29, доб.107
Эл. почта: stepan_mamortsev@mail.ru

Михальченко Геннадий Яковлевич
Д-р техн. наук, профессор каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-32-32
Эл. почта: kpe-tusur@yandex.ru

Mamortsev S.V., Mikhalchenko G.Y.
Technology of soft switching of transistors in DC-DC converter

Opportunities of DC-DC converter designing with soft switching of semiconductor switching elements and reducing of input and output currents ripple are explored in article.
Keywords: DC-DC converter, Cuk scheme, dynamic characteristics, commutating choke, soft switching of transistors, ripple.