

НАЧАЛЬНАЯ ШКОЛА ПОСТРОЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ (ВТОРОЙ КЛАСС)

Александр Гончаров, к.т.н., главный конструктор группы компаний «Александр Электрик», координатор РАПИЭП – Российской ассоциации производителей источников электропитания

«Лучший ВИП – это его отсутствие» – нехорошая шутка, которой системщики пугают забитых и несчастных разработчиков импульсных преобразователей¹.

ПЕРЕХОДИМ ВО ВТОРОЙ КЛАСС

В «первом классе», в предыдущей статье, мы рассмотрели начальные моменты построения одной из очень важных для энергетической электроники схем – одиночного (одинарного) однотактного прямоходового преобразователя (ОПП). Были приведены две основополагающие формулы – для емкости $i = C du/dt$ и для индуктивности $u = L di/dt$.

Сформулировано четыре правила: о неизменности на малом интервале времени напряжения на конденсаторе (№1) и тока в катушке индуктивности (№2), о равенстве нулю ампер-секундной площади за период для конденсатора (№3) и о равенстве нулю вольт-секундной площади за период для катушки индуктивности (№4).

Показано, что для простейшей схемы ОПП (рис. 1) магнитопровод трансформатора перемагничивается по симметричной петле гистерезиса, используя максимально возможный диапазон индукции (!).

Выходной фильтр L1, C1 ОПП является великолепным интегратором, эффективно без потерь выделяющим среднюю составляющую выходного напряжения в соответствии с регулировочной характеристикой $U_{\text{вых}} = @U_{\text{вх}} N^2$.

В результате этот Mercedes среди других структур DC/DC-преобразователей обладает замечательным свойством – он даже без всяких стабилизаторов обратных связей име-

ет очень небольшое выходное сопротивление, т.е. по отношению к нагрузке обладает очень полезными свойствами генератора напряжения (при безразрывных токах дросселя).

Итак, скорость набрана, продолжайте движение.

РЕАЛЬНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ПРОСТЕЙШЕМ ОПП

Реальный ОПП имеет диаграммы напряжений и токов, несколько отличающиеся от приведенных в предыдущей статье.

При выключении транзистора VT1 на диаграмме напряжения на стоке может наблюдаться узкий выброс, иногда значительной величины, многократно превышающей входное напряжение (рис. 2а). Реальное наличие накопленной энергии в индуктивности рассеяния Ls трансформатора T1, $W = i^2 Ls / 2$, при выключении вызывает выброс напряжения на стоке транзистора VT1. Поскольку величина индуктивности рассеяния мала, то этот процесс имеет небольшую длительность, рождается, как говорят профессионалы, «иглолка». Далее, после короткого высокочастотного переходного процесса формируется медленный резонансный процесс, описанный в предыдущей статье, среди простого народа именуемый – «пупок».

Фактически мы имеем дело с двухконтурной резонансной системой, в которой распределенные и приведенные емкости трансформатора резонируют по отдельности и в со-

вокупности с индуктивностями рассеяния Ls и намагничивания L. Вид получаемых напряжений за время резонансных процессов может быть различным. Кроме четкого разделения «иглолки» и «пупка», можно наблюдать «двугорбого верблюда» и очень часто несимметричное напряжение за счет слившихся «иглолки» и «пупка», это как бы половина синусоиды, у которой передний фронт крутой, а задний – пологий (автор надеется, что читатели пополнят копилку экзотических названий процессов в ОПП). Необходимо добавить, что пока мы говорим о диаграмме, выделенной синим цветом (рис. 2а).

При включении транзистора VT1 на диаграмме тока (рис. 2б) наблюдается «рог» – треугольный выброс тока с высокочастотным переходным процессом. Появление данного вы-

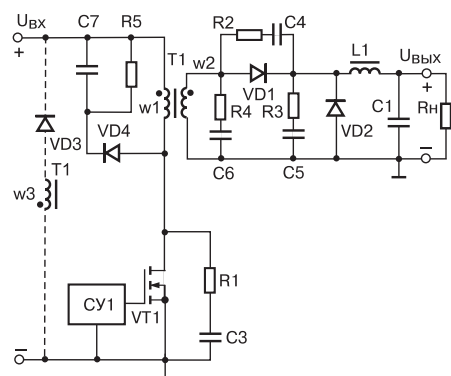


Рис. 1. Схема силовой части одинарного однотактного прямоходового преобразователя

¹Пояснения автора: 1) ВИП – это не человеческая важная персона, а Вторичный Источник Питания; 2) забитые и несчастные – потому что системщики иногда их бьют, т.к. уверены, что записной рыжий у них в системе – это ВИП, даже если микропроцессоры не считают, а двигатели не крутятся – то крайний ВИП; 3) по правде говоря, автор уверен, что ВИП назвали вторичным злые системщики в связи с тем, что у них всегда нет времени на своевременную выдачу исходных данных для проектирования источника питания и к этому моменту все удобные конструктивные объемы аппаратуры уже распределены среди своих (первичных, важных) приборов; 4) по важности последствий для системы в случае отказа ВИП его давно уже пора переименовать в Первичный, да и квалификация разработчиков ВИП требуется весьма высокая, здесь не могут работать ремесленники, должны быть мастера – поэты...

²Кстати, почему «собака» (@), а не общепринятая «гамма»? Да все просто. У автора в составе PAINT (это рисовальщик), с помощью которого впервые вводится эта буква, просто нет «гаммы».

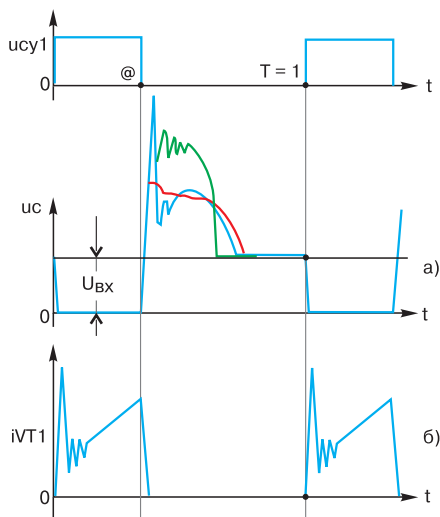


Рис. 2. Диаграммы напряжения и тока стока силового транзистора ОПП

броса связано с тем, что в момент включения транзистора VT1 диод VD2 еще находится в проводящем состоянии, диод VD1 начинает открываться, в результате образуется короткое замыкание выходной обмотки трансформатора T1. Фактически транзистор VT1 включается на короткозамкнутый трансформатор T1, в результате чего через транзистор VT1 кратковременно протекает большой экстраток — рождается этот страшный «рог». Кстати, его величину ограничивает индуктивность рассеяния трансформатора T1, она в это время, к счастью, не испытывает короткого замыкания.

Для любителей тонкостей необходимо добавить, что для выброса тока при включении есть и другие причины, например разряд на транзистор VT1 многочисленных ранее заряженных емкостей, таких как емкость трансформатора, и т.д.

Как же выживают транзисторы ОПП в таких страшных условиях существования, среди «иголок», «рогов» и «пупков»?

Во-первых, выживают, за редким исключением, только МОП-транзисторы. Они имеют уникальные свойства быстродействия, перегрузочной способности, и, главное, у них практически отсутствует явление вторичного пробоя, не позволяющее надежно использовать в высокочастотных ОПП биполярные транзисторы.

Во-вторых, применяются специальные схемные решения, защищающие транзисторы.

Цепочка R1, C3 кратковременно берет на себя уменьшающийся рабочий ток обмотки w1, что позволяет быстро и элегантно (т.е. без потерь и

перегрузок) выключиться транзистору VT1 при относительно плавном нарастании напряжения на стоке. Замедление скорости изменения тока w1 на этапе выключения транзистора VT1 снижает величину выброса напряжения на стоке — «иголку»; вспомните формулу для индуктивности. К сожалению, за все нужно платить, здесь расплатой является дополнительная нагрузка транзистора VT1 на этапе включенного состояния, ведь заряженный конденсатор C3 приходится разряжать. Действие цепочки R1, C3 профессионалы называют «формированием траектории выключения» транзистора VT1.

Индуктивность рассеяния трансформатора T1 также может считаться элементом схемы, часто ее значение в ОПП, работающих на высоких частотах, увеличивают ферритовой бусинкой, одеваемой на вывод обмотки w1 трансформатора T1. Роль индуктивности рассеяния двойка. С одной стороны, она вызывает выброс напряжения на стоке транзистора VT1 — «иголку», но с другой — она не позволяет развиться экстратоку через VT1 при его включении, ограничивая «рог» тока.

С «иголкой» борются с помощью различных цепочек, например VD4, C7, R5 на рис. 1. Эта цепочка ограничивает, обрезает выброс напряжения, как показано красной линией на рис. 2а.

Наконец, автор не может пропустить рекомендуемую почти во всех учебниках цепочку из дополнительной обмотки w3 и диода VD3. Диаграмма, соответствующая действию этой цепочки, выделена зеленым цветом.

Идея проста. Если в DRC-цепочке типа VD4, C7, R5 мощность, соответствующая накопленной в индуктивности рассеяния энергии $W = i^2 L_s / 2$, бесполезно рассеивается в виде тепла, то благодаря дополнительной обмотке w3 через диод VD3 можно сбросить, вернуть энергию W в первичный источник питания без существенных потерь энергии, как говорят специалисты — рекуперировать. Да и «пупок» заманчиво срезать так же. КПД не теряется, а перенапряжение с транзистора VT1 снимается.

К сожалению, в высокочастотном преобразователе реализовать эту идею затруднительно и на практике она применяется редко. Очень трудно на высоких частотах, более 100 кГц, обеспечить хорошую магнитную связь между обмотками w1 и w3, для этого необходимо наматывать эти об-

мотки одновременно. В этом случае появляются трудности с пробивным напряжением, поэтому приходится применять сложную изоляцию. Надо, чтобы обмотки w1 и w3 имели одинаковое число витков, а это находится в противоречии с желаемым диапазоном изменения @. И самое главное, введение в конструкцию трансформатора дополнительной обмотки приводит к увеличению индуктивности рассеяния Ls, увеличению накопленной энергии W, росту исходного импульса выброса, и т.д., — т.е. за что боролись...

Дополнительные цепочки, такие как показанные на рис. 1 R4, C6; R2, C4; R3, C5, используются для уменьшения уровня помех, рождающихся в обмотках, в элементах печатных плат, в выводах компонентов и т.д. вследствие резких изменений напряжений и токов.

В этом месте уставшему читателю полезно отвлечься, отдохнуть, попить чаю, в общем, набраться сил для продолжения.

ВЫБОР СИЛОВОГО ТРАНЗИСТОРА ОПП ПО НАПРЯЖЕНИЮ И ТОКУ

Продолжим наше рассмотрение простейшего ОПП с вопроса выбора транзисторов и диодов по напряжению и току.

Посмотрим на диаграммы, показанные на рис. 2. При максимальном коэффициенте заполнения @, например 0,66, в соответствии с *правилом №4* (равенство вольт-секундной площади нулю за период), легко предположить, что «пупок», если он прописывается полностью (а это **наименьшая** высота пупка), будет выше примерно в 1,4 раза, чем входное напряжение, умноженное на 0,66 и деленное на (1 - 0,66). Попробуйте проделать эти прикидки геометрически. Формула такая:

$$U_{\text{пуп}} = 1,4 U_{\text{вх мин}} @ / (1 - @).$$

Так как в это время действует $U_{\text{вх мин}}$, то максимальное напряжение на стоке транзистора VT1 будет равно $U_{\text{с макс}} = U_{\text{вх мин}} + U_{\text{пуп}}$. Возьмем типовой диапазон изменения входного напряжения, кратный $K = U_{\text{вх макс}} / U_{\text{вх мин}}$, например $K = 2$. Тогда

$$U_{\text{с макс1}} = 3,8 U_{\text{вх макс}} / K = 1,9 U_{\text{вх макс}}$$

Можно взять @ = 0,33, что будет соответствовать $U_{\text{вх макс}}$. Здесь, конеч-

но, учитывается, что мы рассматриваем стабилизированный ОПП с постоянным выходным напряжением. Тогда, применяя правило №4 (высота пупка останется той же), получаем:

$$U_{c \text{ макс}2} = U_{вх \text{ макс}} + U_{пуп} = 2,8U_{вх \text{ макс}}$$

Из двух зол выбираем худшее — $U_{c \text{ макс}2}$.

Таким образом, если бы «иголки» — выброса из-за действия индуктивности рассеяния — не было, то уже пришлось бы выбирать транзистор VT1 на утроенное максимальное напряжение питания. Но, к сожалению, типовая «игла» вполне может быть в 1,2...1,5 раза выше «пупка». Да и запас по напряжению в 20...30% не помешает ($K_{зап} = 1,2...1,3$).

Автор рекомендует для выбора транзистора по напряжению в простейшем ОПП использовать соотношение:

$$U_{c \text{ макс}} = K_{зап} (1,4 \times 1,5U_{вх \text{ макс}} + U_{вх \text{ макс}}) = 4...5 U_{вх \text{ макс}}$$

Выбор транзистора по току для стабилизированного ОПП осуществляется исходя из выходной мощности ОПП $P_{вых}$, КПД, входного напряжения $U_{вх}$ (скос верхушки диаграммы тока не учитываем).

Средний ток за период $I_{c1} = P_{вых} / (КПД \times U_{вх \text{ мин}})$. Импульсный ток получается делением этого выражения на @, соответствующее $U_{вх \text{ мин}}$, например @ = 0,66. Тогда, с учетом «рога» ($K_p = 1,2...1,5$), получаем:

$$I_{c \text{ макс}1} = (1,2...1,5) P_{вых} K / (КПД \times U_{вх \text{ макс}} \times @_{\text{макс}})$$

Для $U_{вх \text{ макс}}$ можно получить

$$I_{c \text{ макс}2} = (1,2...1,5) P_{вых} / (КПД \times U_{вх \text{ макс}} \times @_{\text{мин}})$$

естественно, в этом случае

$$@ = @_{\text{мин}} = @_{\text{макс}} / K = 0,33.$$

Таким образом, $I_{c \text{ макс}1} = I_{c \text{ макс}2}$. Здесь выбрать не приходится.

Автор рекомендует для выбора транзистора VT1 по току в простейшем ОПП (типовой КПД = 0,8, да и скос верхушки необходимо учесть, ~1,2) использовать соотношение:

$$I_{c \text{ макс}} = 1,5 \times 1,2 K_{зап} P_{вых} K / (КПД \times U_{вх \text{ макс}} \times @_{\text{макс}}) = 8...10 P_{вых} / U_{вх \text{ макс}}$$

Уважаемый читатель понимает, что с таким выбором тока можно смириться, учитывая большую перегрузочную способность МОП-транзисторов по току; все-таки это энергетика, обусловленная импульсным принципом действия. А вот мириться с очень большим коэффициентом превышения напряжения на стоке в ОПП не всегда возможно. Представьте, что максимальное входное напряжение 360 В! (Выпрямленное на верхнем пределе напряжение ~220 В.) Тогда необходимо применять МОП-транзисторы с максимальным напряжением стока 1400...1800 В (а таких практически нет!).

Путем заметных потерь КПД (с 80% до 75...70%) можно срезать не только «иголку», но и часть самого «пупка» в простейшем ОПП. Тогда возможно $U_{c \text{ макс}} = 2...3 U_{вх \text{ макс}}$, хотя и это очень много.

КАК БЫТЬ?

Наука подсказывает здесь два решения, направленных на снижение перегрузки по напряжению и на повышение КПД.

Первое решение, так называемое «активное ограничение», подразумевает исключение активного сопротивления в DRC-цепочке VD4, C7, R5, приведенной на рис. 1, и разрешение протекать току встречно диоду VD4 в паузе (с небольшим мертвым временем для исключения сквозных токов) — рис. 3.

Для такого ОПП выбирается конденсатор C7 с емкостью достаточно большой величины, чтобы накопленное напряжение выбросов на нем было более или менее постоянным. Дополнительный транзистор VT2 включается с небольшой задержкой после выключения VT1 (рис. 4) и выключается несколько раньше, чем включается основной транзистор VT1. Вся энергия выбросов напряжения на сто-

ке транзистора VT1 переходит в энергию конденсатора C7, $W = C \times U_{c2}^2 / 2$, когда ток протекает по цепи — открытый VD4, C7. Затем конденсатор C7 отдает накопленную энергию через открытый дополнительный транзистор VT2 в обмотку w1, перематываемая трансформатор T1.

После выключения дополнительного транзистора VT2 ток, к этому моменту развитый в обмотке w1 и,

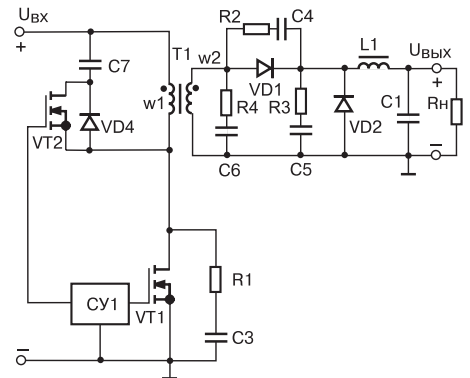


Рис. 3. Схема ОПП с активным ограничением выбросов напряжения

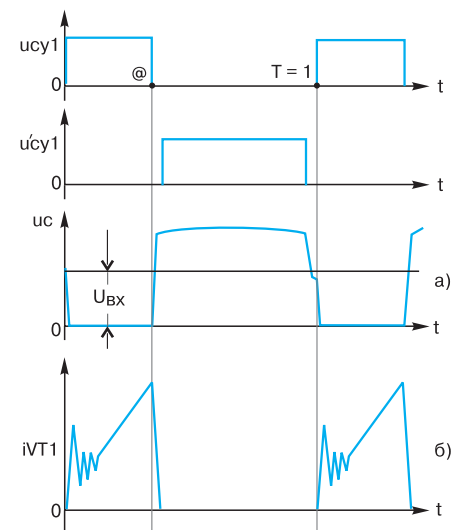


Рис. 4. Диаграммы напряжения и тока в схеме ОПП с активным ограничением

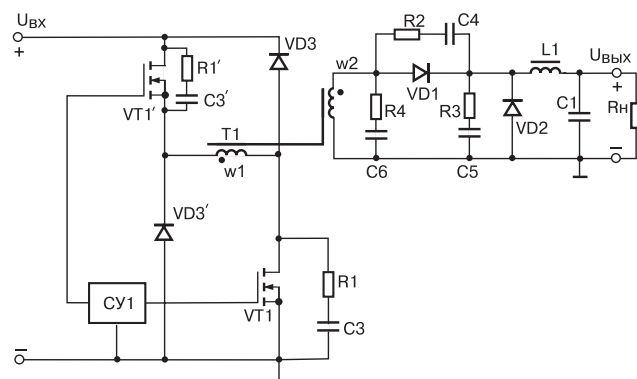


Рис. 5. Схема ОПП – косой полумост

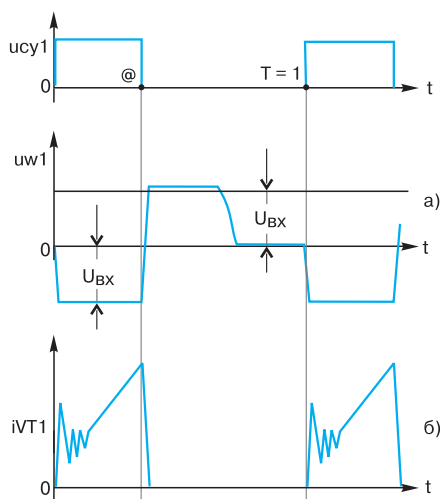


Рис. 6. Диаграммы напряжения и тока в схеме косого полумоста

следовательно, приведший к накоплению энергии в индуктивности рассеяния L_s трансформатора Т1, $W = i^2 L_s / 2$, замыкается теперь на приведенную емкость первичной обмотки w_1 , которая значительно меньше емкости конденсатора С7. В результате этого напряжение на стоке транзистора понижается и принципиально может стать

меньше $U_{вх}$ к моменту включения транзистора VT1.

Происходит самое главное – резко уменьшаются перенапряжения на стоке силового транзистора (рис. 4а). В такой схеме потери КПД небольшие, а включение основного транзистора VT1 происходит более мягко, с меньшими помехами – уменьшается «рог» тока стока.

ЗАМЕЧАТЕЛЬНАЯ СХЕМА

Другое схемное решение называется «косой полумост». Почему он косой, видно из рис. 5.

В этой схеме энергия выбросов напряжения рекуперирована в первичный источник питания с помощью диодов VD3. Это позволяет сохранить высокий КПД.

Но самое главное – эта схема позволяет получить самое низкое напряжение на стоке силовых транзисторов VT1. Оно не превышает напряжения питания $U_{вх}$.

Конечно, уважаемый читатель понимает, что силовые транзисторы открываются и закрываются одновременно.

Схема косого полумоста широко применяется в ОПП, предназначен-

ных для работы с повышенными входными напряжениями питания. Эта замечательная схема позволяет использовать относительно дешевые силовые транзисторы с невысоким пробивным напряжением. В этом случае один из ее недостатков – последовательное включение на пути рабочего тока обмотки w_1 трансформатора Т1 двух транзисторов – сглаживается тем, что низковольтные транзисторы имеют пониженное сопротивление открытого канала, вследствие чего больших потерь мощности не происходит.

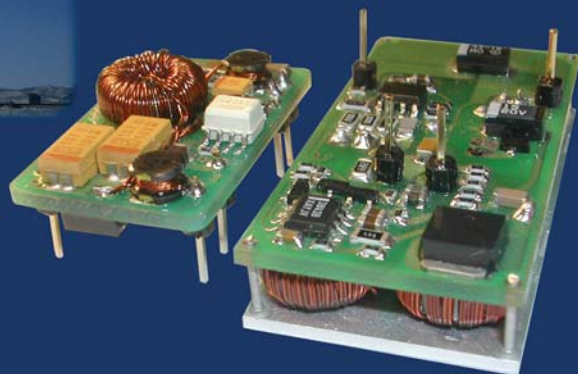
Диаграммы напряжений и токов для схемы косого полумоста приведены на рис. 6.

Автор здесь несколько схитрил, не приводя диаграммы напряжения на транзисторах. Рассмотрение напряжения на обмотке w_1 трансформатора Т1 предложено в связи с тем, что диаграммы напряжений на силовых транзисторах VT1 могут иметь различный, иногда причудливый вид в зависимости от симметричности (одинаковости) транзисторов VT1 не только в статике, но и в динамике.

новое поколение DC/DC модулей питания
экономического класса

Жасмин Гвоздика Герань Георгин

от 8,8 у.е.



большая энергетическая плотность
стандартная цоколевка Traco
высокий уровень защиты
открытое исполнение
малые габариты



группа компаний

**АЛЕКСАНДЕР
ЭЛЕКТРИК**

Александр Электрик источники электропитания
www.aeps.ru (095) 1812604 alecsan@online.ru

Александр Электрик Дон
www.aedon.ru (0732) 763390 alexdon@vmail.ru

Наша дистрибуторы

Компэл
www.compel.ru (095)9299356 compel@compel.ru

ПетроИнТрейд
www.pit.spb.ru (812)3246611 semicond@pit.spb.ru