

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

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

В четвертой статье цикла «Начальная школа» рассматриваются реальные процессы, происходящие в одноканальном обратном преобразователе (ООП) и одноканальном прямом преобразователе (ОПП) с учетом распределенных паразитных параметров. В статье анализируются особенности режимов работы транзисторов выходного каскада, сравниваются характеристики ООП и ОПП, даются критерии выбора оптимальной схемы для решения конкретной задачи.

ПЕРЕХОДИМ В ЧЕТВЕРТЫЙ КЛАСС

В «третьем классе», в предыдущей статье мы рассмотрели принцип действия родного брата автомобильной системы зажигания — наиболее распространенного в мировой практике построения импульсных источников электропитания одинарного одноканального обратного преобразователя (ООП).

Входное напряжение питания $U_{вх}$ подается на последовательно соединенные первичную обмотку w_1 трансформатора T_1 и ключ, реализованный на МОП-транзисторе VT_1 .

При открытом транзисторе VT_1 первичная обмотка w_1 трансформатора T_1 подключена к источнику входного напряжения $U_{вх}$ и в индуктивности обмотки w_1 происходит накопление энергии. После закрывания транзистора VT_1 накопленная энергия с помощью вторичной обмотки w_2 через выходной диод VD_1 поступает в нагрузку и заряжает выходной фильтрующий конденсатор C_1 .

Регулировочная характеристика ООП нелинейна:

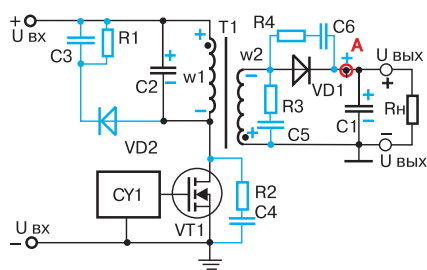


Рис. 1. Схема силовой части одинарного одноканального обратного преобразователя

$$U_{вх} = U_{вх} \times N \times @ / (1 - @)$$

где $N = w_2/w_1$ — коэффициент трансформации T_1 , а $@$ — коэффициент заполнения.

В предыдущем классе мы нашли два интересных момента в работе ООП:

1) такие же изменения $@$, как и в ОПП, приводят к большим изменениям выходного напряжения. Т.е. ООП регулируется в более широких пределах меньшими усилиями;

2) ток через конденсатор C_1 имеет характерный медленно спадающий участок во время паузы работы силового транзистора VT_1 , причем часть паузы ток может идти не в конденсатор (когда происходит желанный заряд конденсатора), а из конденсатора (разряд конденсатора).

Так же, как и у ОПП, в ООП имеется два возможных характерных режима по току вторичной обмотки w_2 : режим неразрывных токов во время паузы и режим разрывных токов во время паузы работы силового транзистора VT_1 . Причем, в режиме разрывных токов ООП завышает выходное напряжение по сравнению с предписанным регулировочной характеристикой значением.

Если главным героем, *владельцем колец*, в ОПП — ток намагничивания трансформатора, то в ООП главный герой — это индуктивность обмотки трансформатора. Критическое значение индуктивности первичной обмотки w_1 , определяющее границу между режимами неразрывных и разрывных токов трансформатора T_1 , равно:

$$L_1 = U_{вх} \times T \times (1 - @_{\min})^2 / (2I_{вх} \times N^2).$$

Из этого выражения видно, что чем меньше ток нагрузки, тем большую индуктивность трансформатора необходимо обеспечивать. Вспомните, что похожий вывод мы сделали для индуктивности выходного дросселя ОПП. При этом мы отметили, что режим разрывных токов в ООП может быть весьма полезен при построении высоковольтных преобразователей.

Наконец мы показали, что магнитопровод трансформатора постоянно намагничен, что диктует необходимость использования сердечников магнитопровода с сосредоточенным или распределенным зазором.

РЕАЛЬНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ПРОСТЕЙШЕМ ООП

Конечно, реальный ООП имеет диаграммы напряжений и токов, отличающиеся от почти идеальных диаграмм, приведенных в предыдущей статье.

Сразу после выключения транзистора VT_1 на диаграмме напряжения на стоке наблюдается достаточно узкий выброс напряжения, обычно значительной величины, многократно превышающей входное напряжение (см. рис. 2а).

Наличие накопленной энергии $W = i^2 \times L_s / 2$ в индуктивности рассеяния L_s трансформатора T_1 при выключении вызывает резонансный переходный процесс на стоке транзистора VT_1 . Поскольку величина индуктивности рассеяния мала, то этот процесс имеет относительно небольшую длительность, и игольчатый выброс рождается, как и в ОПП.

Однако здесь имеются заметные отличия от процессов, происходящих в ОПП.

Во-первых, легко заметить, что в ОПП выходное напряжение формируется с помощью интегратора, усреднителя — выходного LC-фильтра, т.е. напряжение, поступающее с выходной обмотки во время импульса (прямой ход) принципиально больше выходного. А выходная обмотка, соответственно, имеет количество витков, адекватное импульсному напряжению на обмотке.

В ООП выходное напряжение формируется непосредственно с выходной обмотки во время паузы (обратный ход). А выходная обмотка, соответственно, имеет количество витков, адекватное выходному напряжению.

В результате количество витков выходной обмотки ОПП всегда **принципиально больше** количества витков выходной обмотки ООП.

Здесь, уважаемый читатель четвероклассник, мы делаем очень важный вывод.

При одинаковых витках первичных обмоток одинарного прямоходо-вого преобразователя ОПП и одинарного обратногоходо-вого преобразователя ООП коэффициент трансформации трансформатора ООП всегда меньше, чем у трансформатора ОПП.

Т.е. вторичная обмотка ООП имеет мало витков и в ООП имеется большая, чем в ОПП разница между витками первичной и вторичной обмоток трансформатора. Это обуславливает значительно худшие условия магнитной связи обмоток в ООП и как следствие, большую индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора в ООП.

Поэтому в ООП энергия выброса W больше, чем энергия в ОПП, а игольчатый выброс напряжения на стоке транзистора VT1 **всегда выше и больше по длительности**, чем в ОПП!

Во-вторых, затухающие колебания игольчатого выброса в ОПП происходят вокруг линии напряжения входного питания и далее по образующей «пупка». В ООП затухающие колебания игольчатого выброса происходят вокруг приведенного к первичной обмотке выходного напряжения, т.е. вокруг линии напряжения питания плюс приведенное выходное напряжение.

В результате:

При одинаковой конструкции трансформатора, в ООП исходный паразитный выброс напряжения на стоке силового транзистора значительно больше по уровню и энергетике, чем аналогичный выброс в ОПП.

На диаграмме тока на рисунке 2б при включении транзистора VT1 также как и в ОПП, наблюдается «рог» — треугольный выброс тока с высокочастотным переходным процессом. Появление данного выброса связано с тем, что включение транзистора VT1 обычно происходит при значительном напряжении на его стоке, т.е. транзистору VT1 при включе-

нии приходится разряжать на себя заряженную до большой величины емкость C_2 . Да и выходной диод VD1 еще находится в проводящем состоянии, в результате при включении транзистора VT1 образуется короткое замыкание выходной обмотки трансформатора T1 на выходной конденсатор C1. Но для этого случая величину экстратока, к счастью, ограничивает индуктивность рассеяния трансформатора T1.

Для предохранения силового транзистора ООП от пробоя и от губительной перегрузки по току в первую очередь необходимо применять только МОП-транзисторы. Они имеют уникальные динамические характеристики и перегрузочную способность. А главное, что у них практически отсутствует явление вторичного пробоя, не позволяющее надежно использовать в высокочастотных ООП биполярные транзисторы.

Кроме того, принимаются специальные схемные решения, защищающие транзисторы по напряжению и по току. Цепочка R1C3 кратковременно берет на себя уменьшающийся рабочий ток обмотки w_1 , 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 в обмотке w_1 на этапе выключения транзистора VT1 снижает величину игольчатого выброса напряжения на стоке (вспомните **формулу для индуктивности**). Расплатой за это положительное действие является дополнительная нагрузка транзистора VT1 на этапе включенного состояния, ведь заряженный конденсатор C3 приходится разряжать. Таким образом, с помощью цепочки R1C3 формируется траектория выключения транзистора VT1.

Индуктивность рассеяния трансформатора T1 (иногда даже паразитное явление помогает!) также может считаться схемной мерой, т.к. часто ее действие в ООП, работающих на высоких частотах, дополняют ферритовая бусинка и т.п., одеваемой на вывод обмотки w_1 трансформатора T1. Ведь роль индуктивности рассеяния двояка. С одной стороны она вызывает выброс напряжения на стоке транзистора VT1 — «иголку», но с другой — она не позволяет развиваться экстратоку через VT1 при его включении, ограничивая бросок тока.

С «иголкой» борются с помощью различных цепочек, например VD2, C3, R1 на рисунке 1. Эта цепочка ог-

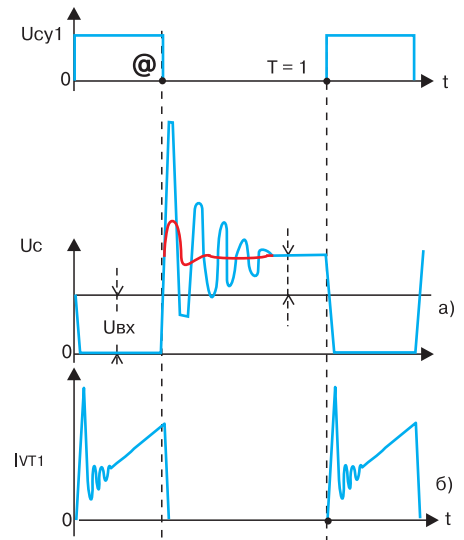


Рис 2. Диаграммы напряжения и тока стока силового транзистора ООП

раничивает, обрезает выброс напряжения, как показано красной линией на рисунке 2а.

Дополнительные цепочки, типа показанных на схеме R4C6, R2C4, R3C5 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 общем, главное — в ООП достаточно много предпосылок для определенных потерь КПД по сравнению с ОПП.

Думайте.

Итак, после небольшого отдыха поговорим о выборе силового транзистора.

ВЫБОР СИЛОВОГО ТРАНЗИСТОРА ОПП ПО НАПРЯЖЕНИЮ И ТОКУ

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

Посмотрим на диаграммы, показанные на рисунке 2. Как бы мы не обрезали с помощью различных цепочек паразитный выброс напряжения на стоке силового транзистора VT1, все равно необходимо ориентироваться на то, что в серийном производстве он может достигать значения 10 — 20% от суммарного напряжения питания и приведенного к первичной обмотке выходного напряжения.

При максимальном напряжении питания, когда действует минимальный коэффициент заполнения импульсов, в соответствии с **правилом №4** (равенство вольт-секундной площади нулю за период) легко вычислить:

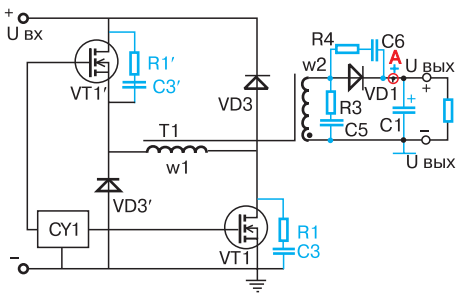


Рис 3. Схема ООП — косой полумост

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ.МАКС}} \times @_{\text{МИН}} / (1 - @_{\text{МИН}})$$

и

$$U_{\text{С.МАКС}} = U_{\text{ВХ.МАКС}} + U_{\text{ВХ.МАКС}} \times @_{\text{МИН}} / (1 - @_{\text{МИН}}) = U_{\text{ВХ.МАКС}} / (1 - @_{\text{МИН}})$$

Также запишите соотношение для ООП (проверьте, выводится ли оно из регулировочной характеристики), как

$$@_{\text{МИН}} = @_{\text{МАКС}} / (@_{\text{МАКС}} \times (1 - K) + K).$$

При проектировании преобразователей напряжения вначале обычно задаются значением максимального коэффициента заполнения. Для преобразователей, работающих от низких входных напряжений, возьмем, например 0,66. Тогда минимальный коэффициент заполнения при двукратном изменении напряжения питания ($K = 2$) будет в соответствии с нелинейной регулировочной характеристикой равен 0,5. Уважаемый читатель может проделать вычисления и геометрически, пользуясь правилом $\square 4$.

$$\text{Тогда } U_{\text{С.МАКС}} = 2 \times U_{\text{ВХ.МАКС}}.$$

Таким образом, если бы «иглоки» — выброса из-за действия индуктивности рассеяния не было, то уже пришлось бы выбирать транзистор VT1 на двойное максимальное напряжение питания. Далее берем 10 – 20% на игольчатый выброс и 20 – 40% запас по напряжению, для обеспечения необходимой надежности. В результате для ООП с типовым двукратным изменением напряжения питания получаем:

$$U_{\text{С.МАКС}} = K_{\text{зап}} \times (1,1 \dots 1,2) \times 2 \times U_{\text{ВХ.МАКС}} = (2,7 \dots 3,4) \times U_{\text{ВХ.МАКС}} = (3 \dots 4) \times U_{\text{ВХ.МАКС}}$$

Выбор транзистора по току для стабилизированного ООП также как и для ОПП производится исходя из выходной мощности ОПП $P_{\text{ВЫХ}}$, КПД, входного напряжения $U_{\text{ВХ}}$ (скос верхушки диаграммы тока пока не учитываем).

Средний ток за период $I_{\text{С1}} = P_{\text{ВЫХ}} / (\text{КПД} \times U_{\text{ВХ.МИН}})$. Импульсный

ток получается делением этого выражения на @, соответствующий $U_{\text{ВХМИН}}$, например $@_{\text{МАКС}} = 0,66$. Тогда, с учетом «рога» ($K_p = 1,2 \dots 1,5$) получаем $I_{\text{С.МАКС1}} = (1,2 \dots 1,5) \times P_{\text{ВЫХ}} \times K / (\text{КПД} \times U_{\text{ВХ.МАКС}} \times @_{\text{МАКС}})$. Для $U_{\text{ВХ.МАКС}}$ можно получить $I_{\text{С.МАКС2}} = (1,2 \dots 1,5) \times P_{\text{ВЫХ}} / (\text{КПД} \times U_{\text{ВХ.МАКС}} \times @_{\text{МИН}})$, в нашем случае $@_{\text{МИН}} = 0,5$. Сделав необходимые вычисления, для $K = 2$ получаем $I_{\text{С.МАКС1}}$ больше $I_{\text{С.МАКС2}}$. Здесь выбираем $I_{\text{С.МАКС1}}$.

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

$$I_{\text{С.МАКС}} = (1,2 \dots 1,5) \times (1,2 \dots 1,4) \times 1,2 \times P_{\text{ВЫХ}} \times K / (\text{КПД} \times U_{\text{ВХ.МАКС}} \times @_{\text{МАКС}}) = (7 \dots 10) \times P_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ.МАКС}}$$

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 большим коэффициентом превышения напряжения на стоке в ОПП не всегда возможно. Представьте, что максимальное входное напряжение 372 В! (выпрямленное на верхнем пределе +20% напряжение 220 В). В этом случае необходимо применять МОП-транзисторы с максимальным напряжением стока 1116...1488 В, которые теоретически обладают заметно худшими свойствами по быстродействию и по сопротивлению канала, чем более низковольтные транзисторы и, самое главное, которых практически нет!

КАК БЫТЬ?

Обычно путем существенного снижения КПД (с 80% до 75 – 70%), а это совсем ненужное лишнее тепло и перегрузка входного источника энергии, значительно увеличивают мощность цепочек R2C4 и R1C3VD2. Также используют сложные методы намотки трансформатора, направленные на уменьшение индуктивности рассеяния. В результате уменьшают игольчатый выброс на стоке транзистора до 2 – 5%.

Это позволяет, как минимум на 20% уменьшить требования к транзистору по напряжению, в нашем реальном сетевом случае появляются цифры 893...1190 В. Уже лучше, т.к. может пройти транзистор с напряжением 900 В, а такие транзисторы с удовлетворительными характеристиками выпускает несколько фирм.

Далее на помощь в этом направлении решения проблемы приходит

только вариант с уменьшением максимального коэффициента заполнения. Для сетевых источников электропитания по схеме ООП обычно используют $@_{\text{МАКС}} = 0,4 - 0,5$. Тогда можно рекомендовать:

$$U_{\text{С.МАКС}} = U_{\text{ВХ.МАКС}} / (1 - @_{\text{МИН}}) = K_{\text{зап}} \times (1,02 \dots 1,05) \times 1,4 \times U_{\text{ВХ.МАКС}} = (1,7 \dots 2) \times U_{\text{ВХ.МАКС}}$$

А это уже реальный случай, т.к. можно применять широко распространенные транзисторы на 700 В. Хотя заметим, что для КПД работа с меньшими коэффициентами заполнения импульсов не самое радостное дело – растут потери.

Но как же уменьшить паразитный выброс напряжения без снижения КПД, как использовать энергию этого выброса в мирных целях?

Здесь уважаемый читатель вспомним о замечательной схеме, рассмотренной во втором классе.

ЕЩЕ РАЗ ЗАМЕЧАТЕЛЬНАЯ СХЕМА

Это тот же косой полумост, но для ОПП (см. рис. 3).

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

И самое главное – эта схема позволяет иметь самое низкое напряжение на стоке силовых транзисторов VT1. Оно не превышает напряжение питания $U_{\text{ВХ}}$. Конечно, уважаемый читатель понимает, что силовые транзисторы должны открываться и закрываться одновременно.

Схема косого полумоста может эффективно применяться в ООП, предназначенных для работы с повышенными входными напряжениями питания. Как мы ранее указывали, эта замечательная схема позволяет использовать относительно дешевые силовые транзисторы с невысоким пробивным напряжением. В этом случае один из ее недостатков, т.е. последовательное включение на пути рабочего тока обмотки w1 трансформатора T1 двух транзисторов, сглаживается тем, что низковольтные транзисторы имеют пониженное сопротивление открытого канала, вследствие чего больших потерь мощности не происходит.

ТАК КТО ЖЕ ЛУЧШЕ, МЕРСЕДЕС ИЛИ ПЕЖО?

Т.е. одинарный однотактный обратный преобразователь или одинарный однотактный прямоходовый преобразователь, ООП или ОПП. По-

смотрите на дороги (для этого лучше временно перенестись за рубеж). Ездят и те, и другие, а иногда Пежо даже чаще встречаются, чем Мерседесы.

Вот и на этот вопрос, уважаемый читатель, не торопитесь отвечать.

Давай проведем некоторые сравнения.

По максимальному напряжению на силовом транзисторе для одинарного однотактного преобразователя напряжения, если не используется замечательная схема косоугольного полумоста, необходимо

$$U_{с.макс} = (4 \dots 5) \times U_{вх.макс} \text{ для ОПП и}$$

$$U_{с.макс} = (3 \dots 4) \times U_{вх.макс} \text{ для ООП}$$

Т.е. здесь Пежо заметно обгоняет. По максимальному току:

$$I_{с.макс} = (7 \dots 8 \dots 10) \times P_{вых} / U_{вх.макс}$$

они практически одинаковы.

По возможности использовать замечательную схему косоугольного полумоста наши Пежо (ООП) и Мерседес (ОПП) идут вровень.

Конечно, схемотехнически ООП проще ОПП. Особенно, когда в популярных журналах рисуется только упрощенная силовая часть, этак элементов на пять — шесть. Тогда бросается в глаза, что в ООП выходного дросселя-то нет! Конечно, это хорошо, моточных элементов меньше. Однако в реальной схеме, содержащей всегда не один десяток компонентов — уважаемый читатель, не берите схемы из рекламных статей! — количественное различие в компонентах ООП и ОПП нивелируется.

Дальнейшее расследование этого детективного момента приводит к следующим сравнениям и вопросам.

Что лучше: иметь два моточных элемента, каждый из которых оптимизирован по электромагнитным и конструктивным параметрам вследствие принципиальной возможности разделить функции трансформатора и дросселя в разные компоненты для ОПП, или иметь недооптимизирован-

ный трансформатор на плохом для трансформатора магнитопроводе дросселя и одновременно иметь дроссель, которому явно мешают трансформаторные атрибуты в ООП?

Что лучше для надежности: иметь на выходе целую гирлянду алюминиевых (зато очень дешевых) или в лучшем случае танталовых или керамических (но и те, и другие безумно дороги) конденсаторов в ООП или значительно сократить количество выходных конденсаторов, переложив значительную долю функции фильтрации на выходной дроссель в ОПП?

Что лучше для массового производства: мотать только один многомоточный компонент или мучиться с намоткой двух разнородных не унифицированных компонентов?

Далее сюда спорщики могут добавить, что с ООП гораздо легче реализовывать широкий диапазон изменения входного напряжения, другие аргументировано докажут, что в ОПП все-таки путь прохождения энергии при преобразовании короче и прямее (может быть, поэтому он прямо ходит?) и, как следствие, КПД чуть выше и т.д., и многое т.п.

Научный и производственный опыт автора сурово показал, что:

Заранее, априори, при выборе структуры однотактного преобразователя напряжения невозможно отдать предпочтение ОПП или ООП, ориентируясь только на энергетические характеристики: ток, напряжение, мощность, КПД.

Сами понимаете, иначе большинство ездило бы только на Мерседесах или только на Пежо.

Необходимо, в каждом конкретном случае ОБЯЗАТЕЛЬНО подробно рассмотреть оба варианта. И принимать во внимание не только напряжения, токи, мощности, диапазоны их изменения, поведение энергетических характеристик в прогнозируемых критических и переходных режимах.

Необходимо рассмотреть тонкости технологии производства, конструктивные принципы, закладываемые в изделие, условия теплопередачи, варианты компоновки, ограничения по выбору рабочей частоты, необходимость или вредность дробления крупноразмерных моточных компонентов на части, требования низкопрофильности и многое другое.

Таким образом, выбор может быть сделан только с учетом множества конкретных условий и ограничений, в ряде случаев конструктивно-технологического и производственного плана, нежели электрического и научного.

Ну а как же быть с рекомендациями некоторых ученых, которые границу применимости ООП и ОПП приводят в виде указующего мощностного разделения?

Автор (улыбаясь) думает, что полет ученой мысли не ограничен...

ИТАК, ДОРОГОЙ И УВАЖАЕМЫЙ ЧИТАТЕЛЬ И УЧЕНИК!

Должен Вас поздравить, если Вы внимательно, с карандашом в руках изучали материалы всех четырех классов, производили свои подсчеты (а иногда и выявляли небольшие ляпы автора, например, коэффициент напряжения при выборе транзистора ОПП в одной из формул должен быть не 2,8, а 2,4) —

Вы закончили Начальную Школу и переходите в пятый класс без экзаменов.

Дальше, в следующих классах мы поговорим о более задумчивых, но не менее интересных и увлекательных моментах профессиональных решений в области импульсных DC/DC-преобразователей.

Но это уже будет Средняя школа.

Внимательно следите за выпусками «Электронных компонентов»: покупайте журналы, дарите знакомым, приносите автору для дачи автографа!

