

Ограничение напряжения на ключевом транзисторе

в одноконтных преобразователях напряжения

При работе одноконтного преобразователя напряжения на ключевом транзисторе возникают перенапряжения, обусловленные как коммутационными процессами, так и процессами, связанными с переманчиванием сердечника трансформатора. Эти перенапряжения достигают больших значений и могут привести к выходу из строя полупроводниковых приборов, а также способствуют увеличению уровня помех на входе преобразователя.

Павел Угринов

ugrinov@owen.ru

Из наиболее известных широко применяются два типа одноконтных преобразователей напряжения: с «обратным» включением выпрямительного диода (ОПО) и с «прямым» включением диода (ОПП).

Силовой трансформатор TV выполняет функцию накопителя энергии тока, отбираемого от источника U_n (рис. 1). При открытом транзисторе VT импульс тока длительностью $t_n = \gamma \times T_n$ накапливает энергию в индуктивности L_1 первичной обмотки w_1 трансформатора TV. Выпрямительный диод VD при этом закрыт. Ток через транзистор нарастает линейно по закону, определяемому значением индуктивности L_1 , а напряжение в нагрузке U_n на этом этапе поддерживается конденсатором C_Φ выходно-

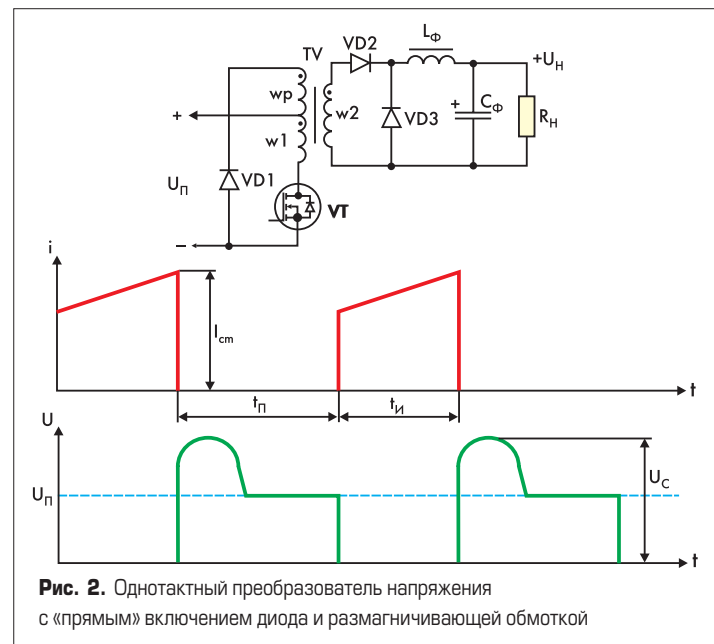
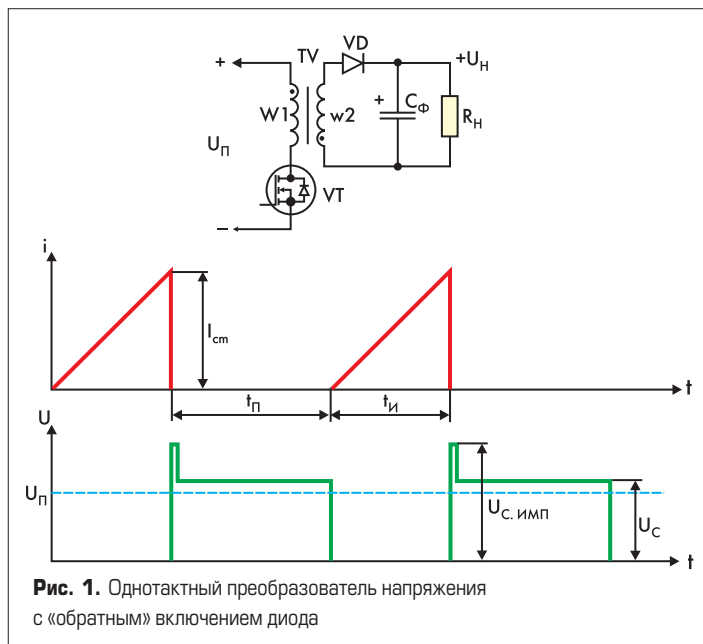
го фильтра. После того как транзистор VT закрывается, полярность напряжения на обмотке w_2 изменяется, а ранее накопленная в индуктивности L_1 энергия поступает через диод VD в нагрузку и заряжает конденсатор C_Φ . При этом напряжение на закрытом транзисторе VT определяется выражением

$$U_c = U_n + \frac{w_1}{w_2} \times U_n \quad (1)$$

ОПО

ОПП

В открытом состоянии транзистора VT энергия от источника питания U_n через трансформатор TV и выпрямительный диод VD2 поступает в нагрузку, накапливается в элементах фильтра, а также в магнитном поле сердечника трансформатора TV (рис. 2). После закрытия транзистора VT открывается диод VD3, шунтирующий вход фильтра, а накопленная



в дросселе L_Φ энергия отдается в нагрузку. Диод VD_2 при этом закрывается, а энергия, запасенная трансформатором, рекуперирована в источник питания U_n через обмотку w_p (в случае ее применения) и диод VD_1 . В этой схеме трансформатор работает на несимметричном частном цикле без накопления магнитного потока в сердечнике. Иными словами, после закрытия транзистора VT наступает этап рекуперации, на котором происходит уменьшение магнитного потока до исходного состояния, характеризующего остаточной индукцией B_r . Этот процесс должен быть завершен к моменту очередного открытия транзистора VT. Напряжение на закрытом транзисторе VT, в схеме с размагничивающей обмоткой, определяется коэффициентом трансформации TV по цепи размагничивающей обмотки:

$$U_c = U_n \times \left(1 + \frac{w_1}{w_p} \right) \quad (2)$$

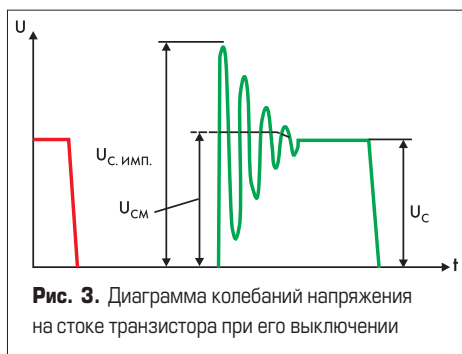
Обе эти схемы преобразователей напряжения могут работать в двух режимах: в режиме прерывистых токов (ПТ) и в режиме непрерывных токов (НТ). Если за время интервала t_n ток индуктивностей L_1 (для первой схемы) и L_Φ (для второй схемы) спадает до нуля, то в схеме имеет место режим ПТ. Тогда открытие транзистора VT происходит при нулевом значении тока. В противном случае имеет место режим НТ.

Коммутационный импульс напряжения

Из-за наличия индуктивности рассеивания L_S трансформатора TV при закрытии транзистора VT на его стоке возможно появление коммутационного импульса напряжения. Так как до закрытия силового транзистора VT через него протекал ток I_{cm} , то энергия, накопленная в индуктивности рассеивания L_S :

$$W_S = 0,5 \times L_S \times I_{cm}^2 \quad (3)$$

Закрытие транзистора VT сопровождается увеличением напряжения U_{cm} . Так как спад тока транзистора происходит за пренебрежимо малое время, то увеличение напряжения вследствие наличия индуктивности L_S и емкости сток-исток $C_{си}$ транзистора подчиняется синусоидальному закону (рис. 3). Амплитуда колебаний:



$$U_{с.имп.} = \frac{I_{cm} \times T_k \times e^{-4\beta}}{2\pi \times C_{си}} \quad (4)$$

где $T_k = 2\pi \times \sqrt{L_S \times C_{си}}$ — период собственных колебаний резонансного контура $L_S C_{си}$ (принято $C_{си} = \text{const.}$);

$\beta = \frac{R_k}{2 \times L_S}$ — коэффициент затухания колебательного контура;

R_k — активное последовательное сопротивление колебательного контура.

Анализ выражений (3) и (4) показывает, что для уменьшения энергии, запасенной в L_S , и, следовательно, мощности, рассеиваемой демпфирующей цепью, целесообразно преимущественно уменьшение тока I_{cm} . В режиме непрерывных токов ток I_{cm} всегда меньше, чем в режиме прерывистых токов, что определяет преимущество первого с точки зрения уменьшения энергии W_S . Увеличение индуктивности дросселя фильтра L_Φ ведет к уменьшению тока I_{cm} и энергии W_S . Однако в ОПО увеличение L_2 приводит к увеличению L_S , вследствие чего может возрасти и энергия W_S .

Амплитуда импульса $U_{с.имп.}$ может быть уменьшена увеличением емкости транзистора $C_{си}$ или увеличением активного сопротивления контура R_k . Увеличение сопротивления контура серьезно ухудшает энергетические характеристики преобразователей.

Величина индуктивности L_S зависит от качества исполнения, проектирования и конструктивных параметров трансформатора.

Ограничение напряжения на транзисторе в ОПО

Основным способом ограничения напряжения на транзисторе в этой схеме является применение демпфирующих RCD-цепей. При этом они работают только на ограничение коммутационного выброса напряжения (рис. 4).

На рис. 4, а показана простейшая демпфирующая цепь, состоящая из резистора и кон-

денсатора. Для расчета параметров этой RC-цепи необходимо предварительно определить частоту колебаний резонансного контура $L_S C_{си}$, обусловленных паразитными параметрами цепи:

$$\omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_S \times C_{пар}}} \quad (5)$$

Значение емкости конденсатора RC-цепи

$$C = \frac{2}{\omega_k^2 \times L_S} \quad (6)$$

Значение сопротивления резистора

$$R = \frac{1}{\omega_k \times C} \quad (7)$$

Мощность, рассеиваемая этим резистором

$$P = \frac{C \times U_c^2}{2} \times f_n, \quad (8)$$

где f_n — частота преобразования.

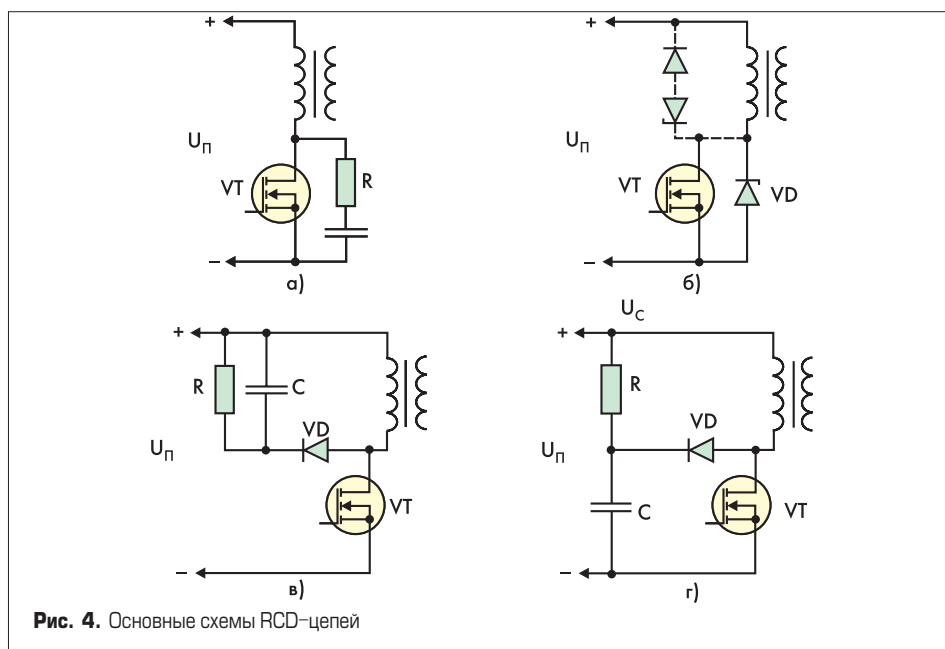
Другая простейшая цепь показана на рис. 4, б, в ней использован стабилитрон VD с напряжением стабилизации $U_{ст}$, до уровня которого и ограничивается амплитуда импульса напряжения стока транзистора. Стабилитрон должен быть рассчитан на протекание импульсного тока I_{cm} . Мощность, рассеиваемая стабилитроном:

$$P_{ст} = \frac{L_S \times I_{cm}^2}{2 \times T_n} \quad (9)$$

Стабилитрон может подключаться также параллельно первичной обмотке силового трансформатора (так называемая ZD-цепь). В этом случае напряжение стабилизации стабилитрона должно удовлетворять условию:

$$U_{ст} > (1,4 \div 1,6) \times (U_{cm} - U_n) \quad (10)$$

Широко применяется RCD-цепь, показанная на рис. 4, в. В момент закрытия транзистора VT реактивная энергия, запасенная в индуктивности L_S , передается через диод VD в конденсатор C. Во время открытого состояния транзистора VT диод VD закрыт,



а конденсатор C разряжается в резистор R . Исходя из условий равенства энергии индуктивности и конденсатора, емкость конденсатора:

$$C = \frac{I_{cm}^2 \times L_S}{\Delta U_{кон}^2} \quad (11)$$

где $\Delta U_{кон}$ — изменение напряжения на конденсаторе.

Среднее напряжение на конденсаторе равно:

$$U_{кон} = U_{п} \times \frac{\gamma}{1-\gamma} \quad (12)$$

Сопротивление разрядного резистора:

$$R = \frac{U_{п}}{\Delta U_{кон} \times f_{п} \times C} \quad (13)$$

RCD-цепь, показанная на рис. 4, б, дороже ZD-цепи, но более эффективна.

Демпфирующая цепь на рис. 4, г по своему действию аналогична цепи на рис. 4, в. Отличие от предыдущей схемы состоит в том, что конденсатор C разряжается через резистор R в источник питания. Среднее напряжение на конденсаторе в этом случае:

$$U_{кон} = U_{п} \times \left(1 + \frac{\gamma}{1-\gamma}\right) \quad (14)$$

Отсюда видно, что для данной схемы необходим более высоковольтный конденсатор, что может вызвать определенные затруднения при ее реализации, особенно при высоком входном напряжении.

Ограничение напряжения на транзисторе в ОПП

Основными способами ограничения напряжения на транзисторе в этой схеме являются:

- размагничивающая обмотка;
- демпфирующие RCD-цепи;
- активное ограничение.

Схема однотактного преобразователя напряжения с размагничивающей обмоткой приведена на рис. 2. Размагничивающая обмотка может и отсутствовать, однако в этом случае сужается диапазон возможного изменения рабочей индукции ΔB магнитного материала сердечника трансформатора, что приводит к значительному увеличению его массы и габаритов. Изменяя соотношение витков между первичной и размагничивающей обмотками, можно значительно ограничить напряжение на ключевом транзисторе. Недостатком такого способа является то, что при значительном увеличении числа витков размагничивающей обмотки относительно первичной увеличивается напряжение, вырабатываемое между этими обмотками, что требует усиления изоляции между ними. Диод, включенный последовательно с размагничивающей обмоткой, испытывает такое же напряжение и, следовательно, должен иметь соответствующий номинал. К тому же это вызовет появление существенной паразитной индуктивности и собственной емкости между первичной и размагничивающей обмотками. Это приводит к увеличению налагаемых на импульсы тока и напряжения высокочастотных колебаний, а эти колеба-

ния трудноустраняемы. Поэтому на практике для уменьшения индуктивности рассеяния и, следовательно, снижения амплитуды коммутационного импульса напряжения на стоке ключевого транзистора при его закрывании, первичная и размагничивающая обмотки выполняются с одинаковым количеством витков. Поэтому напряжение на транзисторе в закрытом состоянии $U_{си} = 2U_{п}$ и максимальный коэффициент заполнения $\gamma_{max} = 0,5$.

Самой применяемой в ОПП является RCD-цепь, представленная на рис. 4, в. Эта цепь работает в данной схеме не только на ограничение коммутационного выброса напряжения, но и на ограничение так называемого «колокола», обусловленного процессом размагничивания сердечника трансформатора.

Емкость конденсатора в данном случае:

$$C = \frac{L_1 \times I_{\mu}^2 + L_S \times I_{cm}^2}{\Delta U_{кон}^2} \quad (15)$$

где I_{μ} — ток намагничивания первичной обмотки трансформатора.

Напряжение на конденсаторе при непрерывном токе намагничивания первичной обмотки:

$$U_{кон} = U_{п} \times \frac{\gamma}{1-\gamma} \quad (16)$$

Сопротивление разрядного резистора:

$$R = \frac{\left(U_{max} \times \frac{\gamma_{min}}{1-\gamma_{min}} \right)^2}{0,5 \times (L_1 \times I_{\mu}^2 + L_S \times I_{cm}^2) f_{п}} \quad (17)$$

где U_{max} — максимальное входное напряжение;

γ_{min} — минимальный коэффициент заполнения.

RCD-цепь ограничивает напряжение на транзисторе, величина которого в основном определяется коэффициентом заполнения. При применении RCD-цепи в ОПП размагничивающую обмотку можно исключить, что значительно упрощает конструкцию трансформатора.

Схема активного ограничения напряжения на ключевом транзисторе в ОПП представлена на рис. 5. На рис. 6 представлены диаграммы, поясняющие работу схемы при непрерывных изменениях магнитных потоков в сердечниках дросселя L_{ϕ} и трансформатора TV . Транзистор $VT1$ выполняет функцию основ-

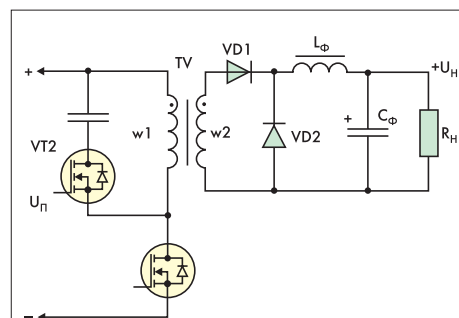


Рис. 5. Схема однотактного преобразователя напряжения с прямым включением диода и активным ограничением напряжения

ного ключа, транзистор $VT2$ — вспомогательного. Они управляются противофазно: когда транзистор $VT1$ открыт, транзистор $VT2$ закрыт, и наоборот. В открытом состоянии транзистора $VT1$ (интервал времени $\gamma T_{п}$) энергия от источника входного напряжения $U_{п}$ через трансформатор по обмотке w_2 и через открытый диод $VD1$ передается в нагрузку и накапливается в индуктивностях дросселя L_{ϕ} и трансформатора L_1 . После закрывания транзистора $VT1$ и открывания $VT2$ диод $VD1$ закрывается, и энергия, запасенная в дросселе L_{ϕ} , через диод $VD2$ отдается в нагрузку. При этом через конденсатор $C_{ор}$ протекает ток, равный разности мгновенных значений тока намагничивания трансформатора и тока дросселя, приведенного к первичной обмотке w_1 . То есть ток конденсатора $C_{ор}$ представляет собой разность пульсаций тока намагничивания трансформатора и пульсаций тока дросселя фильтра, приведенных к первичной обмотке w_1 . Этот ток в первую половину интервала времени $(1-\gamma) \times T_{п}$ замыкается через внутренний диод транзистора $VT2$, а вторую половину — через сам транзистор $VT2$ в противоположном направлении, тем самым намагничивая сердечник. При этом энергия, запасенная в конденсаторе $C_{ор}$, не передается в нагрузку.

Для коммутации транзисторов $VT1$ и $VT2$ с минимальными напряжениями на них вводятся временные паузы между их моментами переключения (рис. 7).

При переходе от основного ключа к вспомогательному длительность паузы $t_{п1}$ не очень важна, так как в течение первой половины интервала закрытого состояния основного ключа проводит внутренний диод вспомогательного ключа, и длительность этого промежутка времени определяется только временами переключения ключей и элементов схемы управления. Переход от вспомогательного ключа к основному ключу предъявляет более жесткие требова-

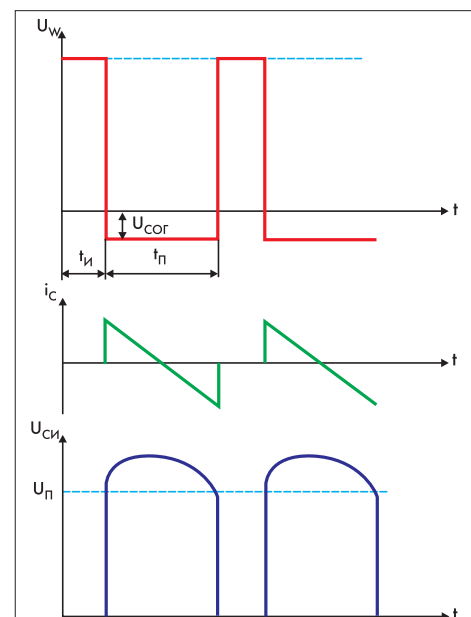
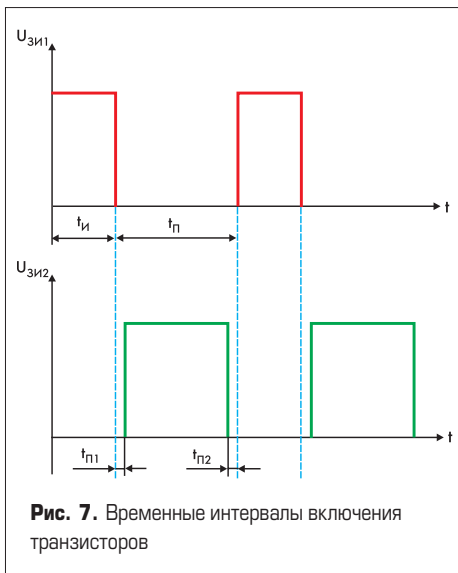


Рис. 6. Формы напряжений и токов в преобразователе напряжения с активным ограничением



ния на длительность паузы $t_{н2}$. Запасенная энергия в индуктивности намагничивания трансформатора с окончанием интервала $(1-\gamma) \times T_{п}$ используется для разряда собственной емкости основного ключа в течение паузы $t_{н2}$. Оптимальная длительность этой паузы составляет четверть периода резонанса, определяемого собственной емкостью основного ключа и индуктивностью намагничивания трансформатора. Поэтому следующее открытие основного ключа происходит при напряжении на нем ниже, чем входное (режим мягкого переключения). Тем самым снижается мощность потерь в транзисторе при его открытии. Оптимальная длительность паузы не зависит от условий работы,

а в основном определяется для каждой конкретной конструкции. В резонансный процесс могут включаться и другие паразитные элементы схемы, причем до такой степени, что переключение на нуле напряжения становится невозможным.

Емкость конденсатора $C_{ог}$ определяется с достаточной для инженерных расчетов точностью без учета пульсации напряжения на нем по формуле:

$$C_{ог} = \frac{1}{L_1} \times \left(\frac{6}{2\pi \times f_{п}} \right)^2 \quad (18)$$

Напряжение на основном ключе при выполнении этих условий составляет

$$U_{си} = \frac{U_{п,мин} \times \gamma_{max}}{1 - \frac{U_{п,мин} \times \gamma_{max}}{U_{п}}} + U_{п} \quad (19)$$

Анализируя последнее выражение, можно увидеть, что при входном напряжении до 370 В можно применить транзистор с допустимым максимальным напряжением сток-исток 600 В, тогда как при других способах ограничения необходимо применять транзистор с более высоким допустимым напряжением сток-исток.

При реализации схемы с активным ограничением по схеме на рис. 5 необходимо обеспечить гальваническую развязку затворной цепи транзистора VT2. Это можно сделать при помощи трансформатора или применением специальных микросхем. С помощью микросхемы драйвера верхнего уровня с плавающим питанием фирм International Rectifier или ST-Microelectronics это можно легко реализовать.

На основании вышеизложенного можно сделать следующий вывод. Применение RCD-цепей в однотактных преобразователях напряжения позволяет существенно снизить перенапряжения на полупроводниковых приборах при относительно невысоких затратах. Основным недостатком этого способа является ухудшение энергетических характеристик преобразователей и увеличение постоянной составляющей тока намагничивания трансформатора.

Применение активного ограничения в однотактных преобразователях значительно снижает напряжение на ключевом транзисторе, упрощает конструкцию трансформатора, позволяет при этом работать с большим размахом индукции в сердечнике, чем в других схемах. Активное ограничение позволяет увеличить коэффициент заполнения до 0,7 по сравнению с 0,5 для базовой топологии. За счет мягкого переключения транзистора значение КПД выше, а уровень помех на входе преобразователя ниже по сравнению с другими однотактными преобразователями.

Литература

1. Поликарпов А. Г., Сергиенко Е. Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. М.: Радио и связь. 1989.
2. Сергеев Б. С. Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания: Справочник. М.: Радио и связь. 1992.