

# Однотактный прямоходовой мостовой конвертер:

## области применения и развитие схемотехники

**Хорошо известный в преобразовательной технике однотактный прямоходовой мостовой конвертер, на техническом сленге часто называемый «косым мостом», находит широкое применение в различных устройствах силовой электроники. Использование новых методов управления и усовершенствование топологии «косого моста» позволяет конвертеру данного типа конкурировать по эффективности с двухтактными преобразователями постоянного напряжения.**

Сергей Петров

x9999x@yandex.ru

Однотактный прямоходовой мостовой конвертер (далее ОПМК, в зарубежной литературе — double-ended forward converter, two-switch forward converter) впервые был описан в материалах фирмы Philips [1] и впоследствии вошел в число наиболее применяемых и распространенных типов DC/DC-конвертеров (рис. 1) [2]. Широкое применение ОПМК объясняется совокупностью его положительных свойств:

- Напряжение на закрытых транзисторах  $VT_1$  и  $VT_2$  не превышает величины напряжения питания. Среди однотактных конвертеров с трансформатором гальванической развязки ОПМК является лидером по этому параметру.
- Отсутствуют сквозные токи, характерные для двухтактных конвертеров: при коэффициенте заполнения  $D < 0,5$  открывание ключевых транзисторов происходит при выключенных возвратных диодах  $VD_1$ ,  $VD_2$ , так как к этому моменту процесс размагничивания магнитопровода трансформатора  $T_1$  уже завершен и ток в индуктивностях намагничивания и рассеивания равен нулю.
- Относительно просто достигается устойчивая работа ОПМК с замкнутой цепью обратной связи при различных способах регулирования напряжения/тока нагрузки.
- Топология ОПМК позволяет легко объединять несколько однотипных конвертеров для увеличения мощности, передаваемой в нагрузку. Возможны различные схемы объединения подобных модулей: последовательно/параллельно по напряжению питания (на первичной стороне силового трансформатора) либо последовательно/параллельно по выходу (на вторичной стороне силового трансформатора).
- На базе ОПМК могут быть построены как источники напряжения, так и источники тока, причем в последнем случае возможно регулирование «по среднему току» нагрузки или «по мгновенному (импульсному) току» силового транзистора/первичной обмотки трансформатора (peak-current

mode control). Известно, что применение токового управления по мгновенному току ключа «противопоказано» в двухтактных конвертерах из-за их склонности к одностороннему подмагничиванию магнитопровода силового трансформатора. В случае ОПМК режим одностороннего, несимметричного перемагничивания магнитопровода силового трансформатора является штатным.

- И, наконец, главное положительное свойство ОПМК, являющееся фактически совокупностью характеристик, перечисленных выше, — высокая надежность конвертера данного типа.

Может сложиться впечатление, что ОПМК — «идеальный» конвертер. Разумеется, это не так. Главным недостатком ОПМК — его однотактность. Естественно предположить, что эффективность двухтактных преобразователей выше по определению, так как передача мощности в нагрузку происходит в течение каждого полупериода на частоте преобразования. Это, в свою очередь, приводит к тому, что выходной дроссель  $L_0$  двухтактного преобразователя будет иметь меньшие индуктивность и массо-габаритные показатели.

То же относится и к силовому трансформатору: работа не на полной, а на частной петле перемагничивания в случае ОПМК и, следовательно, худшие массо-габаритные показатели. По существу, речь идет об определении областей оптимального применения той или иной топологии конвертеров, в частности —

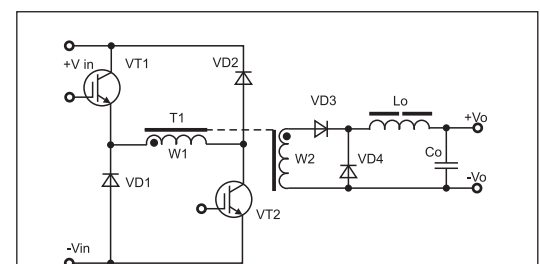


Рис. 1. Схема однотактного прямоходового мостового конвертера (базовая топология)

ОПМК. Публикации на эту тему периодически появляются в литературе, и мнения разных авторов часто не совпадают. В целом ситуация представляется следующим образом: границы областей оптимального применения различных типов конвертеров сильно «размыты» и не статичны. В процессе развития элементной базы, методов управления и схемотехники эти границы постоянно смещаются.

Для примера обратимся к результатам сравнения однотактного прямоходового и полумостового конвертеров [3]. Автор приходит к ожидаемому выводу: методически неверно сравнивать два преобразователя «в чистом виде», даже при максимально возможных равных условиях. Выбор оптимальной топологии преобразователя зависит от конкретного применения и представляет собой сложную многовариантную задачу. Разрабатываемый преобразователь характеризуется большим набором не только технических параметров, среди которых на первый план выдвигаются надежность, эффективность, массо-габаритные показатели, технологичность при производстве, но и совокупностью параметров «коммерческого» характера, которые могут оказаться определяющими. Не представляется возможным найти такую топологию для разрабатываемого устройства, которая позволяла бы оптимизировать устройство сразу по всем параметрам, к тому же у этой задачи может существовать не единственное «правильное» решение.

В качестве примера выбора «правильной» топологии конвертера под конкретную задачу кратко рассмотрим такой класс преобразовательной техники, как инверторные источники сварочного тока (ИИСТ). Типичный ИИСТ для ручной дуговой сварки, рассчитанный на использование электрода 3/4 мм, представляет собой источник тока на 150/250 А (максимальные значения) при напряжении на дуге 26–30 В. Если следовать устоявшимся представлениям, то оптимальной топологией силовой части (DC/DC-конвертера) такого ИИСТ должен быть преобразователь мостового типа [4]. Однако анализ схемотехники промышленных сварочных инверторов говорит о том, что производители в своих изделиях используют различную топологию силовой части. В частности, фирма ESAB на протяжении более чем двадцати лет для указанного класса ИИСТ применяет топологию ОПМК, которая вообще является популярной у производителей ИИСТ [5]. Такой выбор продиктован прежде всего характером нагрузки, в штатном режиме работы ИИСТ изменяющейся от состояния холостого хода до короткого замыкания. Сварочная дуга представляет собой нагрузку, у которой фактически отсутствует стационарное состояние: в горячей электрической дуге происходит одновременно несколько процессов, причем их характерные времена отличаются на несколько порядков.

Преобразователи с топологией ОПМК находят свое применение в источниках питания системных блоков персональных компьютеров, источниках бесперебойного питания, в источниках питания специального назначения, в качестве модульных источников пи-

тания в телекоммуникационном оборудовании. В работе [6] описано применение ОПМК в качестве модуляционного источника питания радиопередатчиков киловаттного уровня мощности с амплитудной модуляцией. Модуляционный источник питания должен работать в диапазоне модулирующего сигнала 0–20 кГц, и двухтактные преобразователи становятся непригодными из-за того, что «в быстропотекающих динамических режимах не удается предотвратить одностороннее насыщение сердечника трансформатора». Описанный авторами модуляционный источник питания был рассчитан на номинальную мощность 6 кВт и состоял из восьми ячеек, выполненных по схеме ОПМК.

Известны и другие примеры специфического применения ОПМК. Например, преобразователь со структурой ОПМК использовался в составе оборудования для электромагнитной геофизической разведки в качестве формирователя мощных электромагнитных импульсов [7]. На рис. 2 показана упрощенная схема такого преобразователя, который, как видно из рисунка, не является ОПМК в чистом виде, а скорее его модификацией — благодаря наличию дополнительного ключа  $S_b$  и интервала времени, в течение которого конвертер может работать в качестве повышающего преобразователя. Нагрузка конвертера представляет собой антенну-излучатель, выполненную в виде рамки кольцевой формы и содержащую несколько витков провода.

Диаметр такого излучателя составляет порядка 25 м, а сам он перемещается над поверх-

ностью земли с помощью вертолета, в котором установлено регистрирующее геофизическое оборудование. Конвертер возбуждает излучатель импульсами тока определенной формы с амплитудой 30–300 А. Источник питания  $V_{in}$  — бортовая сеть транспортного средства, в котором размещено оборудование. Таким образом, при низком питающем напряжении необходимо получить мощные импульсы тока в антенне. Для решения этой задачи в состав ОПМК вводится дополнительный ключ  $S_b$  и реализуется «бустерный» режим, позволяющий поднять напряжение питания ОПМК, которое равно напряжению на накопительном конденсаторе  $C_{boost}$  и  $V_{C_{boost}} > V_{in}$ . Высокому уровню управляющего напряжения  $V_{gate}$  соответствует замкнутое состояние соответствующего ключа [7].

На рис. 3 показаны режимы работы конвертера в течение одного периода. В начале рабочего периода ключи  $S_a$  и  $S_{ab}$  замкнуты, а  $S_b$  и  $VD_1$ ,  $VD_2$  — разомкнуты. Напряжение на  $C_{boost}$  равно номинальному, и ток нагрузки  $I_{load}$  нарастает до заданного уровня (рис. 3а). После достижения током нагрузки (излучателем) установленного ШИМ-контроллером уровня преобразователь переходит в режим стабилизации  $I_{load}$ : ключ  $S_a$  выключается, а  $S_b$  коммутируется ШИМ-контроллером. Состояние схемы при замкнутом  $S_b$  показано на рис. 3б, а при разомкнутом  $S_b$  — на рис. 3в. После того как сформирован импульс тока  $I_{load}$  необходимой длительности и амплитуды, ключи  $S_a$  и  $S_{ab}$  выключаются, полярность напряжения на индуктивности излучателя  $L_0$  изменяется

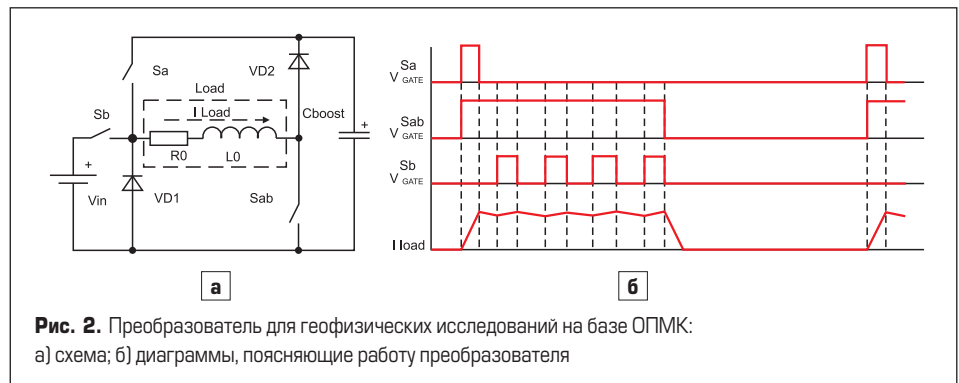


Рис. 2. Преобразователь для геофизических исследований на базе ОПМК: а) схема; б) диаграммы, поясняющие работу преобразователя

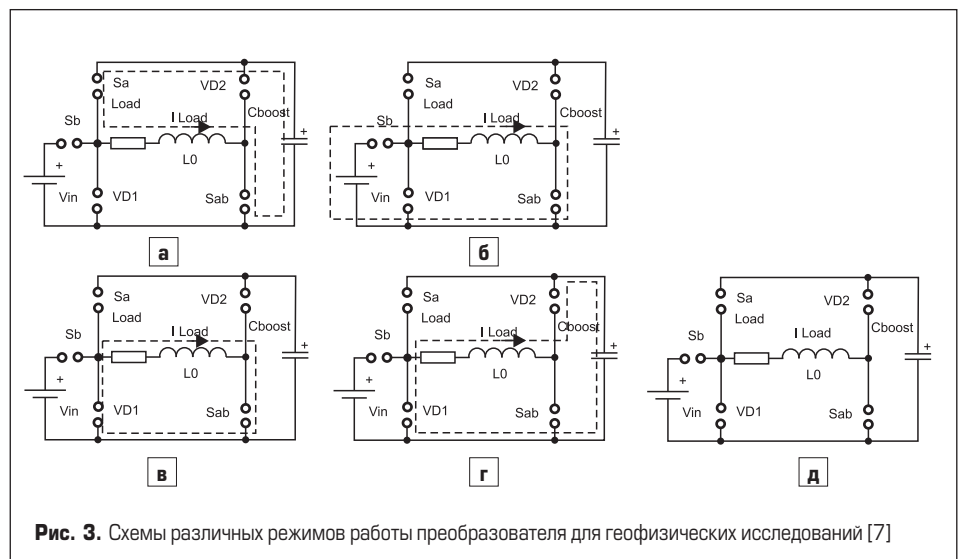


Рис. 3. Схемы различных режимов работы преобразователя для геофизических исследований [7]

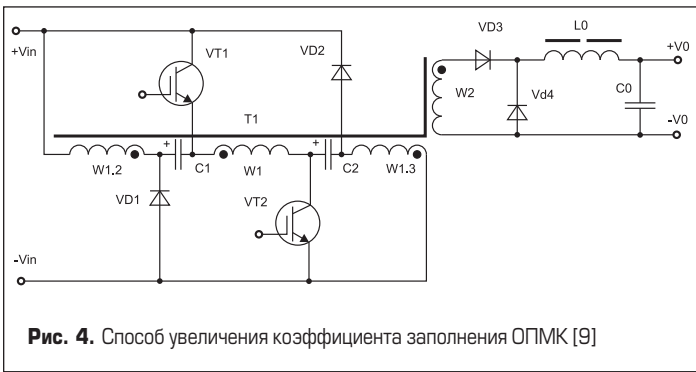


Рис. 4. Способ увеличения коэффициента заполнения ОПМК [9]

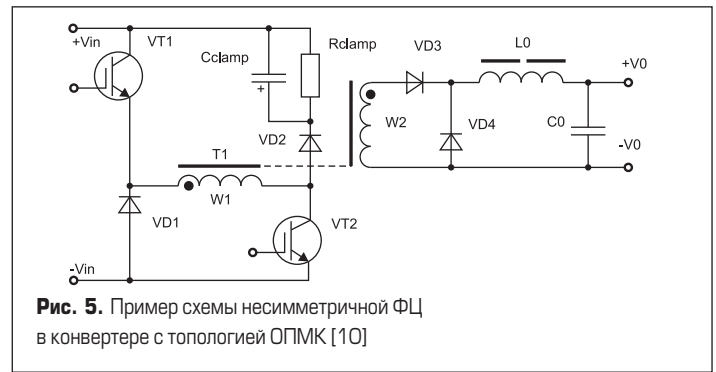


Рис. 5. Пример схемы несимметричной ФЦ в конвертере с топологией ОПМК [10]

на противоположную, и энергия, запасенная в  $L_0$ , сбрасывается в конденсатор  $C_{boost}$  (рис. 3г). После того как ток в индуктивности  $L_0$  упадет до нуля, конвертер переходит в состояние «покоя»: все ключи выключены и ток нагрузки равен нулю. На этом рабочий цикл заканчивается (рис. 3д). Методика управления таким преобразователем имеет ряд особенностей и в данной публикации обсуждаться не будет, так как представляет собой отдельную задачу.

Наряду с другими топологиями, преобразователи со структурой ОПМК находят применение в устройствах питания и управления бесколлекторными электродвигателями постоянного тока [8], а также в иных областях преобразовательной техники.

Расширению возможностей базовой структуры ОПМК и преодолению его «родовых» недостатков посвящено достаточно много публикаций. Обратимся к некоторым из них.

Основным недостатком ОПМК, по мнению автора, является ограничение, накладываемое на максимальное значение коэффициента заполнения:  $D_{max} \leq 0,5$ . Это верно для базовой топологии, показанной на рис. 1. Если же обеспечить возможность для ЭДС самоиндукции первичной обмотки при размагничивании сердечника силового трансформатора принимать значение больше напряжения питания  $V_{in}$ , то становится возможным реализовать ОПМК с  $D_{max} > 0,5$ . Например, увеличение напряжения на выключенных  $VT_1$  и  $VT_2$  до  $1,5 V_{in}$  позволяет увеличить  $D_{max}$  до 0,66 (рис. 4).

Недостатком данной фиксирующей цепи (ФЦ) является необходимость использования дополнительных обмоток силового трансформатора, достоинством — широкий диапазон выбора уровня напряжения на закрытых ключах (первичной обмотке) и бездиссипативный характер данной ФЦ.

Позволить первичной обмотке  $T_1$  «разряжаться» на источник с напряжением большим, чем напряжение питания конвертера  $V_{in}$ , можно и другими схемотехническими способами, без необходимости использования дополнительных обмоток силового трансформатора. На рис. 5 показан пример асимметричной ФЦ, позволяющей увеличить напряжение на первичной обмотке в течение нерабочего полупериода ОПМК [10].

Напряжение на закрытом ключе  $VT_1$  фиксировано на уровне  $V_{in}$ , а напряжение на закрытом ключе  $VT_2$  равно  $V_{in} + V_{Cclamp}$ . Показанную на рис. 5 ФЦ можно сделать симметричной, для этого достаточно последовательно с диодом  $VD_1$  включить RC-цепь, аналогичную той, что включена последовательно с диодом  $VD_2$ . Кроме этого, элементы  $R_{clamp}$  и  $C_{clamp}$  могут быть заменены стабилизатором достаточной мощности. Необходимо иметь в виду, что увеличение максимального значения ЭДС самоиндукции первичной обмотки приводит к соответствующему увеличению обратного напряжения и на диоде  $VD_3$  вторичного выпрямителя.

Наряду с ФЦ, ограничивающими напряжение на ключевых элементах конвертера, как правило, применяются демпфирующие цепи (ДЦ), назначение которых — формирование безопасной траектории переключения силовых транзисторов и диодов. Обычно это достигается за счет затягивания фронта тока ключа и/или фронта напряжения на ключе.

В результате удается существенно снизить мгновенную мощность, рассеиваемую на кристалле полупроводникового прибора в процессе переключения. Часто ФЦ выполняет функцию ДЦ, и наоборот. В качестве примера рассмотрим применение ФЦ на первичной стороне силового трансформатора ОПМК, позволяющее получить, кроме эффекта фиксации напряжения на ключах, также и режим «мягкой» коммутации. На рис. 6 показана структурная схема такого ОПМК [11].

На рис. 7 приведены диаграммы токов и напряжений в характерных точках схемы ОПМК, показанной на рис. 6. В данной схеме реализован режим ZCS включения транзисторов  $VT_1, VT_2$  «при нулевом токе» (ZCS — zero current switching) и режим ZVS (zero voltage switching) выключения транзисторов. Главная особенность данной модификации ОПМК — обеспечивается ограничение выбросов напряжения на «закрывающемся» диоде  $VD_6$ .

Рассмотрим кратко работу конвертера. В момент времени  $t_0$  открываются ключи  $VT_1$  и  $VT_2$ . Через дополнительную индуктивность  $L_p$ , индуктивность рассеивания  $L_{lk}$  и первичную обмотку  $W_1$  трансформатора начинает протекать линейно нарастающий ток, скорость изменения которого определяется суммарной индуктивностью  $L_p, L_{lk}$  и величиной напряжения источника питания  $V_{in}$ .

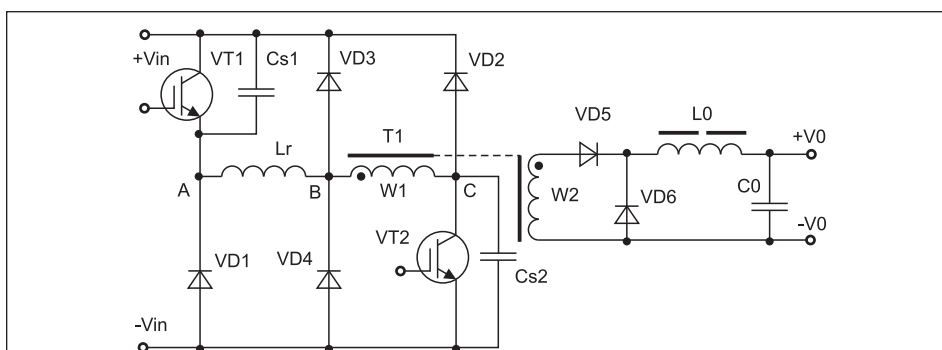


Рис. 6. Схема ОПМК с фиксирующей цепью на первичной стороне силового трансформатора и «мягкой» коммутацией [11]

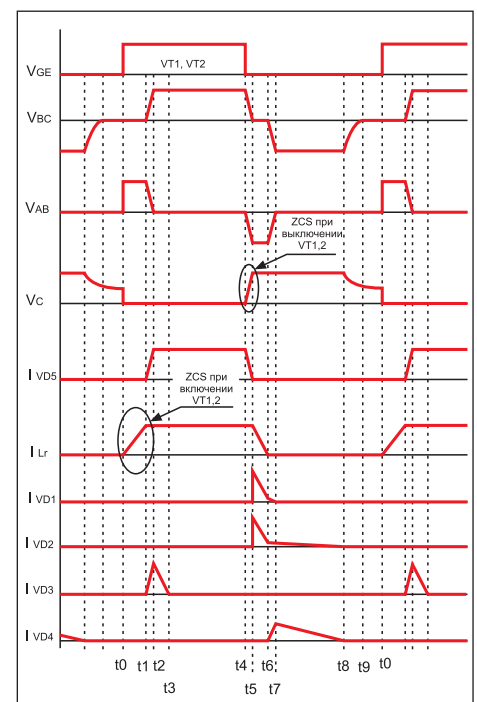


Рис. 7. Диаграммы токов и напряжений ОПМК с ФЦ на первичной стороне силового трансформатора и «мягкой» коммутацией [11]

Затянутый фронт тока ключей обеспечивает режим ZCS при включении  $VT_1$ ,  $VT_2$  (индуктивности рассеивания и намагничивания трансформатора  $T_1$  на рис. 6 не показаны).

Диод  $VD_6$  переходит в режим обратного восстановления, а  $VD_5$  начинает открываться, «перехватывая» ток нагрузки  $I_0$ . В результате оба диода кратковременно находятся в проводящем состоянии и закорачивают вторичную обмотку  $W_2$ . Так как  $W_2$  замкнута, то напряжение на первичной обмотке  $V_{BC}$  также равно нулю, и все напряжение питания на интервале  $t_0-t_1$  приложено к дросселю  $L_r$ , в предположении, что  $L_{lk} \ll L_r$ . Конденсаторы  $C_{s1}$  и  $C_{s2}$  представляют собой простейшую демпфирующую цепь, назначение которой — затян timer фронт напряжения  $V_{КС}$  на ключах  $VT_1$ ,  $VT_2$  при их выключении и получить режим ZVS. К моменту  $t_1$  ток дросселя  $L_r$  достигает значения тока нагрузки, приведенного к первичной обмотке  $nI_0$ , где  $n = w_2/w_1$  — коэффициент трансформации,  $I_0$  — ток нагрузки. С момента времени  $t_1$  начинает течь ток в индуктивности намагничивания  $L_{\mu}$  трансформатора. На интервале  $t_1-t_2$  напряжение на первичной обмотке достигает значения  $V_0/n$ , а ток дросселя  $L_r$  протекает по цепи  $VD_3-VT_1$ . В момент времени  $t_2$  начинается процесс передачи энергии в нагрузку, который заканчивается при  $t = t_4$ , когда транзисторы выключаются сигналом ШИМ-контроллера.

В момент времени  $t_4$  напряжения на всех индуктивных элементах ( $L_r$ ,  $L_{lk}$ ,  $L_{\mu}$ ,  $W_2$ ,  $L_0$ ) изменяют полярность на противоположную, направление тока, протекающего через  $L_r-L_{lk}-L_{\mu}$ , при этом не изменяется. Начинается процесс размагничивания магнитопровода трансформатора  $T_1$  и сброс энергии, накопленной в  $L_r$ ,  $L_{lk}$  и  $L_{\mu}$ , в источник питания конвертера  $V_{in}$ . На интервале  $t_4-t_5$  ток первичной обмотки протекает через демпферные конденсаторы  $C_s$ , заряжая их до напряжения питания  $V_{in}$ , что затягивает фронт напряжения на транзисторах и позволяет выключить их в режиме ZVS.

На интервале  $t_5-t_6$  происходит обратное восстановление диодов вторичного выпрямителя, из-за чего вторичная обмотка снова оказывается закороченной, а индукция в сердечнике  $T_1$  «замораживается» — не изменяется по величине. К моменту времени  $t_5$  конденсаторы полностью заряжаются, открываются диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  и сброс запасенной в  $L_r$  и  $L_{lk}$  энергии продолжается через них.

На интервале  $t_6-t_7$  открыты диоды  $VD_{1,2,4}$  и ток первичной обмотки и  $L_r$  течет через них в источник питания. Ток нагрузки замыкается через открытый диод  $VD_6$ .

На интервале  $t_7-t_8$  открыты диоды  $VD_{2,4}$ , через которые течет ток  $L_{\mu}$  и  $L_{lk}$ . Ток  $L_r$  при этом равен нулю. К моменту времени  $t = t_8$   $L_r$ ,  $L_{\mu}$  разряжены, и напряжение на  $W_1$  падает до нуля.

На интервале времени  $t_8-t_9$  из всех активных и пассивных ключей в проводящем состоянии находится только диод  $VD_6$ , конденсаторы  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$  перезаряжаются через  $L_r$  и  $W_1$ , в результате чего на них устанавливается напряжение, равное  $0,5V_{in}$ . Далее весь цикл повторяется.

Коэффициент передачи по напряжению данного конвертера равен:

$$D_{eff} = D - D_1 + D_2, \quad (1)$$

где  $D = t_{ON}/T_{SW}$  — коэффициент передачи «базового» ОПМК,  $D_1 = (t_1-t_0)/T_{SW}$ ,  $D_2 = (t_5-t_6)/T_{SW}$ .

В свою очередь:

$$t_1-t_0 = (L_r I_0 n) / V_{in}, \quad (2)$$

$$t_5-t_4 = V_{in} C_s / 2 I_0 n. \quad (3)$$

Тогда напряжение на нагрузке  $V_0$  равно:

$$V_0 = n D V_{in} - (n^2 L_r I_0) / T_{SW} + (V_{in}^2 C_s) / (2 I_0 T_{SW}). \quad (4)$$

Авторами был изготовлен лабораторный образец источника питания, выполненного на базе описанного конвертера, который состоял из двух одинаковых модулей, выполненных по схеме на рис. 6, имел КПД 93,7% при  $V_{in} = 270$  В,  $V_0 = 180$  В,  $L_r = 10$  мкГн,  $n = 1,11$  и работал на частоте преобразования  $F_{SW} = 75$  кГц. Модули включены параллельно по питанию и последовательно по выходу. Следует отметить, что введение дополнительного моточного изделия  $L_r$  усложняет схему, кроме того, для реализации режима ZCS при включении силовых транзисторов не обязательно наличие  $L_r$ , так как «мягкое» включение обеспечивается за счет существования у силового трансформатора индуктивности рассеивания. Кроме того, в данной схеме сложно выбрать оптимальную емкость демпферных конденсаторов для всего диапазона тока нагрузки.

Очевидно, что ФЦ может быть размещена и на вторичной стороне силового трансформатора, например, как показано на рис. 8 [12]. Рассмотрим кратко работу конвертера с такой активной ФЦ, обеспечивающей ограничение индуктивных выбросов напряжения на выходных диодах  $VD_5$  и  $VD_6$ .

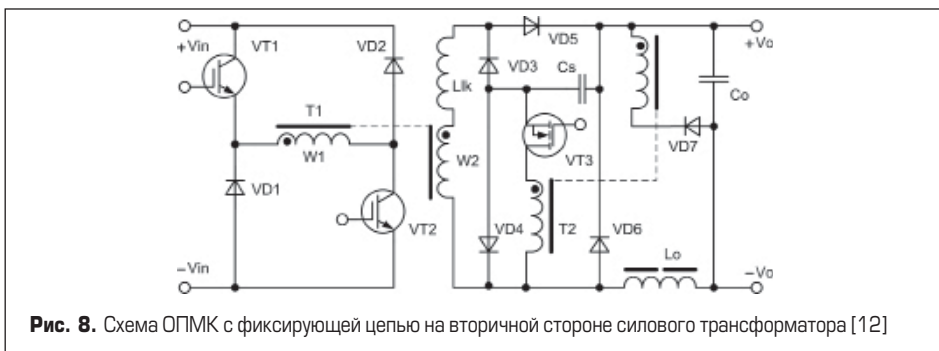


Рис. 8. Схема ОПМК с фиксирующей цепью на вторичной стороне силового трансформатора [12]

При работе ОПМК в режиме непрерывного тока дросселя  $L_0$  силовые транзисторы и выходные диоды переключаются в режиме «жесткой» коммутации. В результате этого и при наличии тока обратного восстановления выходных диодов, протекающего через индуктивность рассеивания  $L_{lk}$  трансформатора  $T_1$ , в индуктивности  $L_{lk}$  запасается значительная энергия, которая при последующей «разрядке»  $L_{lk}$  приводит к индуктивным выбросам напряжения на диодах  $VD_5$ ,  $VD_6$  при их выключении. Причем амплитуда выбросов на «закрывающемся» диоде  $VD_6$  обычно больше, чем на «прямом» диоде  $VD_5$ . Часто для уменьшения амплитуды индуктивных выбросов параллельно указанным диодам включается простейшая ДЦ в виде последовательной RC-цепи. Подобное решение отличается простотой и надежностью, но на резисторе такой ДЦ может рассеиваться значительная мощность. В предлагаемом варианте ДЦ является бездиссипативной и состоит из элементов  $VD_3$ ,  $VD_4$  и «снабберной» емкости  $C_s$ . Элементы  $VT_3$ ,  $T_2$  и  $VD_7$  образуют схему рекуперации энергии, запасаемой индуктивностью  $L_{lk}$ , в нагрузку. Напряжение на  $VD_5$  и  $VD_6$  надежно ограничивается и не превосходит напряжение на фиксирующем конденсаторе  $C_s$ , которое устанавливается несколько большим, чем амплитуда напряжения на вторичной обмотке  $W_2$ . Ограничение происходит в каждом периоде  $T_{SW}$ , когда диоды  $VD_3$  и  $VD_4$  находятся в проводящем состоянии. Конденсатор  $C_s$  поглощает запасенную индуктивностью  $L_{lk}$  энергию и отдает полученный от  $L_{lk}$  заряд непосредственно в нагрузку во время рабочего полупериода — при включенных транзисторах  $VT_1$ ,  $VT_2$ . Рекуперационный транзистор  $VT_3$  также открыт в течение рабочего полупериода, его можно включать в режиме ZVS/ZCS, если это делать во время проводящего состояния диода  $VD_4$ . Управлять ключом  $VT_3$  удобно от дополнительной обмотки  $T_1$  синфазно с  $VT_1$  и  $VT_2$ . После выключения  $VT_1-VT_3$  энергия, накопленная в индуктивности первичной обмотки рекуперационного трансформатора  $T_2$ , «сбрасывается» в нагрузку через диод  $VD_7$  и вторичную обмотку  $T_2$ . Работу описанной ФЦ иллюстрируют диаграммы, приведенные на рис. 9.

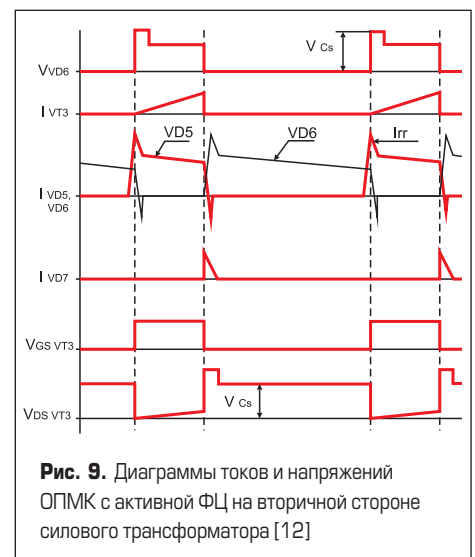


Рис. 9. Диаграммы токов и напряжений ОПМК с активной ФЦ на вторичной стороне силового трансформатора [12]

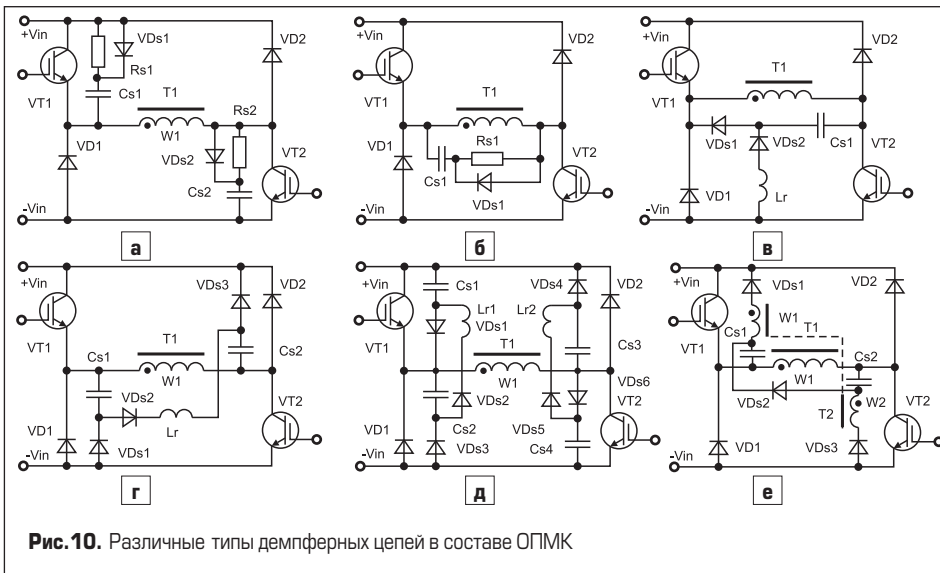


Рис. 10. Различные типы демпферных цепей в составе ОПМК

Для ФЦ данного типа напряжение на  $C_s$  не зависит от тока нагрузки, пропорционально амплитуде тока обратного восстановления диодов вторичного выпрямителя  $VD_5$  и  $VD_6$ , обратно пропорционально времени открытого состояния ключа  $VT_3$  и пропорционально квадратному корню из индуктивности первичной обмотки рекуперационного трансформатора  $T_2$ , при условии, что индуктивность рассеивания  $L_{lk}$  силового трансформатора  $T_1$  относительно мала.

Описанный тип ФЦ позволяет применять в качестве  $VD_5$  и  $VD_6$  более низковольтные диоды, то есть диоды с меньшим временем обратного восстановления и меньшим прямым падением напряжения.

Ограничение индуктивных выбросов напряжения на всех ключевых элементах в реальном ОПМК не единственное направление по улучшению параметров данного типа конвертеров. В базовой схеме ОПМК коммутация силовых транзисторов и диодов выходного выпрямителя происходит «жестко» — с большими динамическими потерями.

Поэтому традиционно актуальным направлением развития данной топологии является разработка и применение различных ДЦ, снижающих ключевые потери. Как уже отмечалось выше, наличие индуктивности рассеивания у реального силового трансформатора приводит к тому, что включение силовых транзисторов происходит в режиме ZCS. По этой причине нецелесообразно стремиться к максимальному снижению  $L_{lk}$ , ее величина должна выбираться на компромиссных условиях.

Если снижение импульсной мощности потерь при включении силовых транзисторов достигается благодаря режиму ZCS из-за наличия  $L_{lk}$ , то для снижения потерь при выключении транзисторов необходимо применение дополнительных ДЦ. Известно большое количество различных активных и пассивных ДЦ, подходящих для применения в ОПМК. Некоторые из них приведены на рис. 10.

Наиболее распространенной и самой простой схематехнически является ДЦ RCD-типа (рис. 10а, б) на резисторе  $R_{s1}$  ( $R_{s2}$ ), через который происходит разрядка конденсатора

$C_{s1}$  ( $C_{s2}$ ) при включенном состоянии ключей  $VT_1$  и  $VT_2$ , и может рассеиваться значительная мощность [13]. На рис. 10в показана простейшая ДЦ бездиссипативного типа, позволяющая исключить эти потери [14]. В данной схеме ДЦ и в схеме на рис. 10б, в качестве  $D_{s1}$  необходимо использовать диоды с обратным допустимым напряжением больше 600 В, так как напряжение на этом диоде может достигать  $2V_{im}$ , что является недостатком этих ДЦ. Демпфирующие цепи, показанные на рис. 10г [15] и 10д [16], также являются бездиссипативными, но допускают использование диодов со стандартным значением обратного напряжения 600 В. В бездиссипативной ДЦ на рис. 10е [17] диод  $D_{s2}$  тоже должен выбираться с обратным напряжением более 600 В. Подробно ознакомиться

с принципом действия приведенных ДЦ можно в оригинальных публикациях.

При использовании ОПМК в режиме источника тока, например в качестве силовой части сварочного инвертора, обнаруживается ряд особенностей в поведении описанных ДЦ в составе ОПМК. Главная из них заключается в том, что указанные ДЦ (кроме показанных на рис. 10в и 10е) существенно влияют на процесс перемагничивания сердечника силового трансформатора  $T_1$ . Выражается это в том, что с уменьшением сопротивления нагрузки и, как следствие, коэффициента заполнения происходит смещение среднего значения магнитной индукции в магнитопроводе  $T_1$  в область отрицательных значений.

Причем при неудачно выбранных параметрах  $T_1$  и номиналов ДЦ возможно насыщение силового трансформатора при работе ОПМК в режимах, близких к короткому замыканию в нагрузку. Этот эффект крайне трудно обнаружить на реальном сварочном инверторе, но легко пронаблюдать при моделировании работы ОПМК с ДЦ, показанными на рис. 10, в среде любой схемотехнической САПР. Автор для этой цели использовал MicroCAP-9.

Рассмотрим причину смещения среднего значения индукции в область отрицательных значений на примере ОПМК с ДЦ, показанной на рис. 10б, при следующих условиях: ОПМК работает в установившемся режиме в качестве стабилизатора тока нагрузки, все ключевые элементы — идеальные, пульсациями тока дросселя  $L_0$  можно пренебречь, индуктивность намагничивания трансформатора  $T_1$  много больше индуктивности дросселя  $L_0$ , отсутствуют паразитные индуктивности монтажа. Схема анализируемого ОПМК показана на рис. 11а, а диаграммы токов и напряжений, качественно иллюстрирующие ее работу, — на рис. 11в.

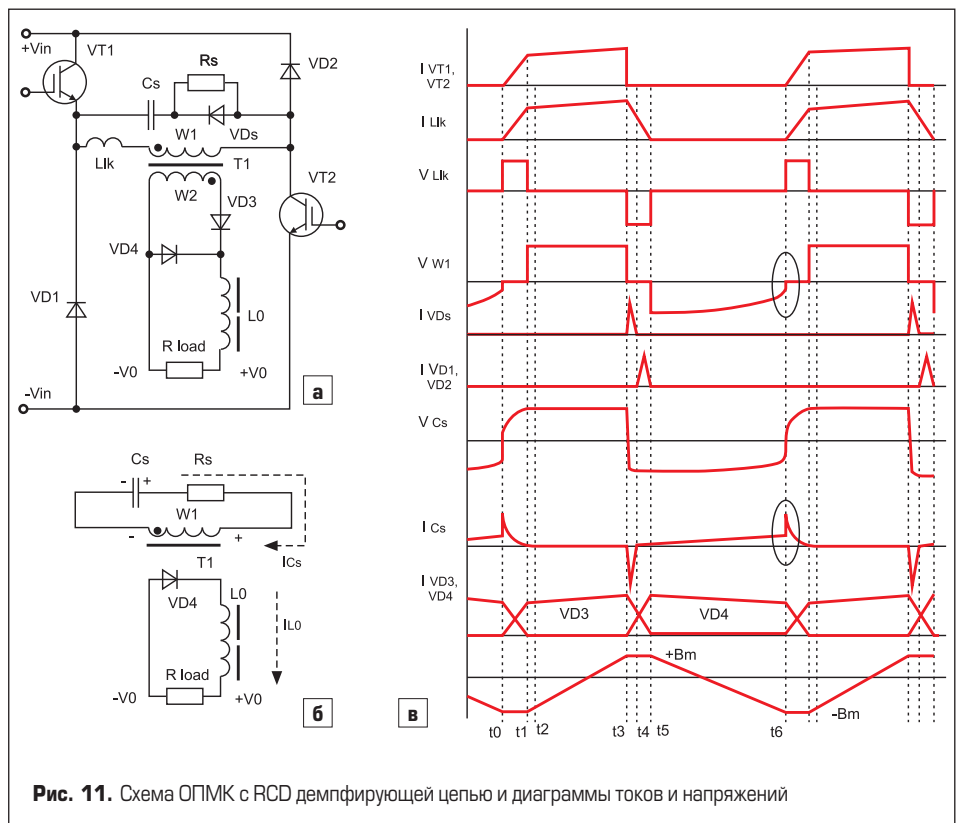


Рис. 11. Схема ОПМК с RCD демпфирующей цепью и диаграммы токов и напряжений

Обратимся к процессам, протекающим в схеме. В момент времени  $t_0$  включаются транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$ , «закрывающий диод»  $VD_4$  начинает закрываться, а «прямой» диод  $VD_3$  — переходить в проводящее состояние. В результате вторичная обмотка  $W_2$  оказывается зашунтированной одновременно «открытыми» диодами, следовательно, напряжение на первичной обмотке  $W_1$  также равно нулю и все напряжение источника питания  $V_{in}$  оказывается приложенным к индуктивности рассеивания силового трансформатора  $L_{lk}$ . Ток в  $L_{lk}$  линейно нарастает со скоростью  $dL_{lk}/dt = V_{in}/L_{lk}$  до тех пор, пока его значение не станет равно току дросселя  $L_0$ , приведенного к первичной обмотке. Это происходит в момент времени  $t_1$ . Таким образом, с момента времени  $t_1$  до момента времени  $t_3$  происходит передача энергии из источника питания в нагрузку  $R_{load}$ .

Одновременно с этим через токоограничивающий резистор  $R_s$  начинает заряжаться демпферный конденсатор  $C_s$  и к моменту времени  $t_2$  зарядка  $C_s$  заканчивается при  $V_{Cs} = V_{irr}$ . На интервале времени  $t_1-t_3$  ток ключей  $VT_1, VT_2$  линейно нарастает со скоростью  $dI_{VT}/dt = V_{in}/L_0^*$ , где  $L_0^*$  — индуктивность  $L_0$ , приведенная к первичной обмотке  $W_1$  трансформатора  $T_1$ . Током намагничивания  $I_{L\mu}$  на интервале времени  $t_1-t_3$  можно пренебречь, поскольку, как правило, он много меньше приведенного тока выходного дросселя  $L_0$ .

В момент времени  $t_3$  ключи  $VT_1$  и  $VT_2$  выключаются, и напряжения на всех индуктивных элементах схемы изменяют полярность. Начинается процесс обратного восстановления диода  $VD_3$  с «перехватом» тока дросселя  $L_0$  диодом  $VD_4$  — процесс, полностью аналогичный тому, что происходило с диодами вторичного выпрямителя на интервале  $t_0-t_1$ . В течение интервала времени  $t_3-t_5$ , пока переключаются диоды  $VD_3, VD_4$ , напряжение на обмотках  $W_1$  и  $W_2$  снова равно нулю. Одновременно с этим в момент времени  $t_3$  напряжением ЭДС самоиндукции индуктивности  $L_{lk}$  открывается диод  $VD_5$ , и конденсатор  $C_s$  за время  $t_3-t_4$  перезарядается током, текущим через  $L_{lk}$ , с  $+V_{in}$  на  $-V_{irr}$ .

К моменту времени  $t_4$  напряжение на  $C_s$  достигает значения  $V_{irr}$ , диод  $VD_5$  закрывается, а рекуперационные диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  открываются, «пропуская» спадающий ток индуктивности  $L_{lk}$  в источник питания  $V_{in}$ . К моменту времени  $t_5$  индуктивность рассеивания  $L_{lk}$  полностью «разряжается» — ток  $I_{L\mu} = 0$ , диоды  $VD_1, VD_2$  закрываются.

Так как с момента времени  $t_5$  диоды  $VD_3$  и  $VD_4$  более не шунтируют обмотки трансформатора, то на обмотке  $W_1$  начинает действовать ЭДС самоиндукции с полярностью, совпадающей с полярностью напряжения на  $C_s$ , но при этом напряжение  $V_{W1} < V_{Cs}$ , поэтому диод  $VD_3$  закрыт, и через обмотку  $W_1$  и  $R_s$  протекает ток разрядки конденсатора  $C_s$ . Состояние конвертера на интервале времени  $t_5-t_6$ , когда происходит размагничивание сердечника трансформатора, проиллюстрировано на блок-схеме (рис. 11б). Хорошо видно, что к моменту следующего включения транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  при  $t = t_6$  напряжение на обмотке  $W_1$  не успевает снизиться до нуля,

а это означает, что сердечник не успел полностью размагнититься, то есть вернуться в исходное состояние.

Заряженный конденсатор  $C_s$  удерживает напряжение на первичной обмотке  $W_1$ . По этой причине сердечник трансформатора работает с некоторым постоянным «отрицательным» подмагничиванием.

Вернемся снова к базовой схеме ОПМК (рис. 1). При питании ОПМК от сети переменного тока 220 В/50 Гц ( $V_{in} = 300$  В) в качестве ключевых транзисторов обычно используются MOSFET-транзисторы со стандартным допустимым обратным напряжением 500 В либо IGBT-транзисторы с  $V_{KЭmax} = 600$  В. При питании ОПМК от трехфазной сети, а также при использовании активного корректора коэффициента мощности (ККМ)  $V_{in}$  становится более 500 В. В этом случае необходимо применять транзисторы с  $V_{KЭmax}(V_{3Иmax}) \geq 900$  В.

Известным альтернативным решением является последовательное включение по питанию более низковольтных приборов, имеющих преимущество по быстродействию и напряжению насыщения, что в конечном итоге может обеспечить более высокий КПД источника питания, несмотря на последовательное вклю-

чение двух ключей вместо одного. В ряде случаев такая топология позволяет организовать «мягкую» коммутацию силовых транзисторов при изменении алгоритма управления ими.

В качестве примера рассмотрим «трехуровневый» ОПМК, изображенный на рис. 12 [18]. По сравнению с базовой схемой, трехуровневый ОПМК содержит емкостный делитель напряжения питания из конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ , а также фиксирующие диоды  $VD_1$  и  $VD_2$ , ограничивающие напряжение на закрытых транзисторах  $VT_1-VT_4$  на уровне, не превышающем  $0,5V_{in}$ . Все четыре транзистора включаются одновременно, как в базовом ОПМК, выключение же происходит несколько иначе: сначала выключаются «внутренние» транзисторы  $VT_2$  и  $VT_3$ , а затем с небольшой задержкой —  $VT_1, VT_4$ . Такой алгоритм предотвращает протекание экстратоков через источник питания.

Для схем с включением силовых транзисторов последовательно по питанию и выравниванием напряжений на ключах с помощью емкостных делителей существует проблема контроля за равномерным распределением напряжения на конденсаторах делителя. Для решения этой проблемы возможен альтернативный вариант включения первичной

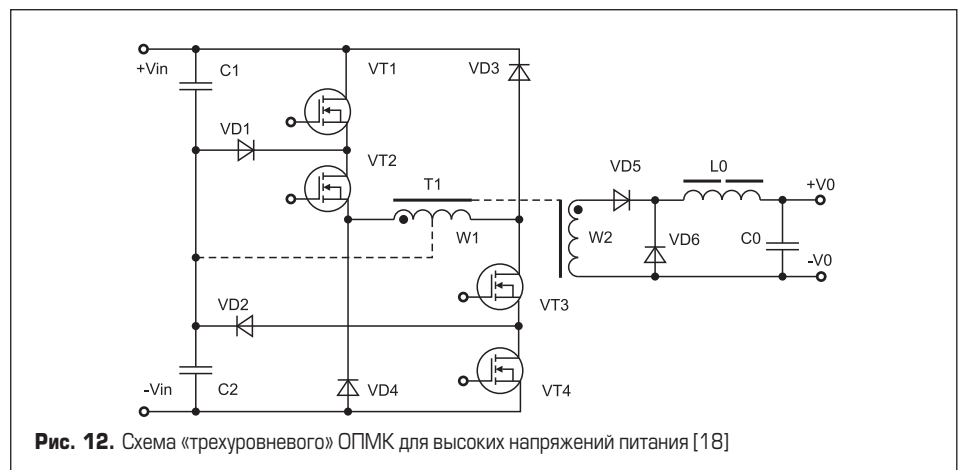


Рис. 12. Схема «трехуровневого» ОПМК для высоких напряжений питания [18]

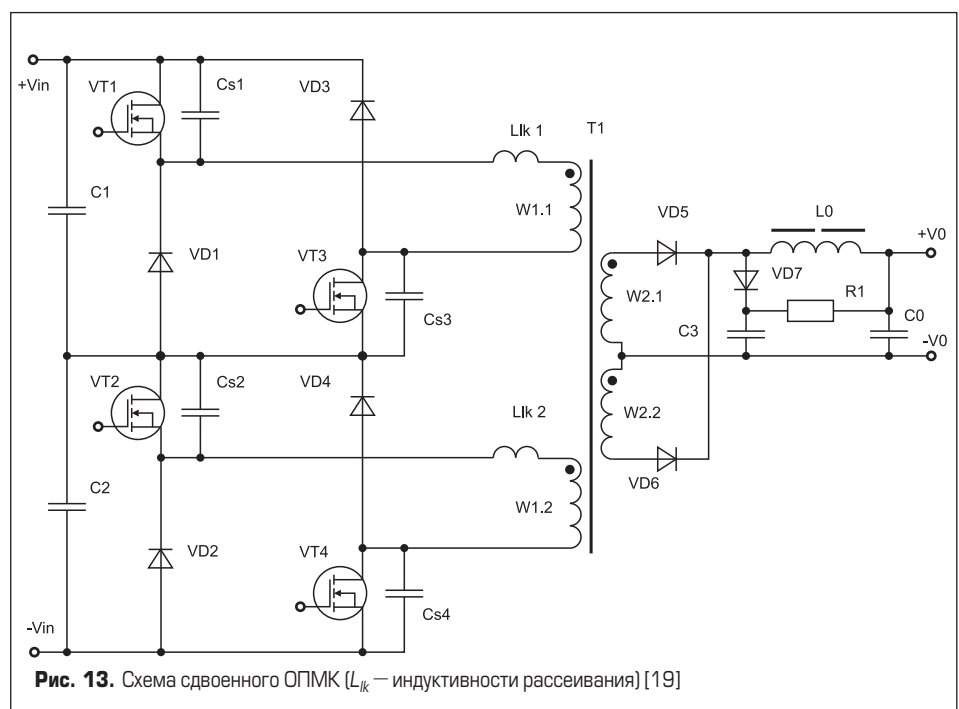


Рис. 13. Схема двойного ОПМК ( $L_{lk}$  — индуктивности рассеивания) [19]

обмотки силового трансформатора: первичная обмотка разбивается на две одинаковые полуобмотки, соединенные последовательно, а средняя точка соединения полуобмоток подключается к средней точке емкостного делителя (на рис. 12 этот вариант показан пунктиром). Оптимальная область применения описанного трехуровневого ОПМК — вспомогательные маломощные источники питания силового оборудования, питающиеся от трехфазной сети.

Хорошо известен и давно используется на практике другой способ построения ключевых источников питания, рассчитанных на высокое входное напряжение  $V_{in}$ : последовательно по питанию включаются не ключевые транзисторы, а несколько DC/DC-конвертеров. В результате получается модульный (многоячейковый) ключевой источник питания, в котором возможно использование относительно низковольтных ключевых элементов. Рассмотрим пример такого источника питания, когда в качестве единичного «модуля» используется ОПМК.

На рис. 13 приведена схема сдвоенного ОПМК, ориентированного на применение в качестве мощного источника питания, с низкими ключевыми потерями и максимальным напряжением на закрытых силовых транзисторах, не превышающим  $0,5V_{in}$  [19]. Данный ОПМК имеет ряд привлекательных свойств: используется один силовой трансформатор, магнитопровод которого перематывается аналогично трансформаторам двухтактных конвертеров; ключевые транзисторы коммутируются в режиме ZVS либо ZCS без использования дополнительных пассивных или активных элементов в схеме. Фактически данный конвертер работает так же, как конвертер мостового типа с фазовым управлением (ФУ), но без присущих мостовым конвертерам с ФУ недостатков: дополнительные реактивные элементы, формирующие квазирезонансный характер коммутации, специфические требования, предъявляемые к рекуперационным диодам, повышенные реактивные токи, потеря способности мягкой коммутации на малых нагрузках [20], незначительное уменьшение эффективного коэффициента заполнения из-за необходимости организации рекуперационного интервала времени в течение рабочего периода.

Транзисторами сдвоенного ОПМК можно управлять с использованием алгоритма ШИМ — такого же, как и в случае базовой схемы на рис. 1. Но в данном случае для реализации режима «мягкой» коммутации авторы используют модифицированный алгоритм управления ключами, который показан на рис. 14.

Во-первых, транзисторы в каждом «модуле» выключаются одновременно, а включаются с некоторой задержкой  $t_{delay}$ . Во-вторых,  $VT_1, VT_4$  ( $VT_2, VT_3$ ) управляются парафазными импульсами. В-третьих,  $VT_1$  и  $VT_4$  переключаются с фиксированным и максимальным коэффициентом заполнения, а  $VT_2$  и  $VT_3$  — с изменяемой длительностью проводящего состояния  $t_{PWM}$  за счет чего и производится регулирование выходного напряжения.

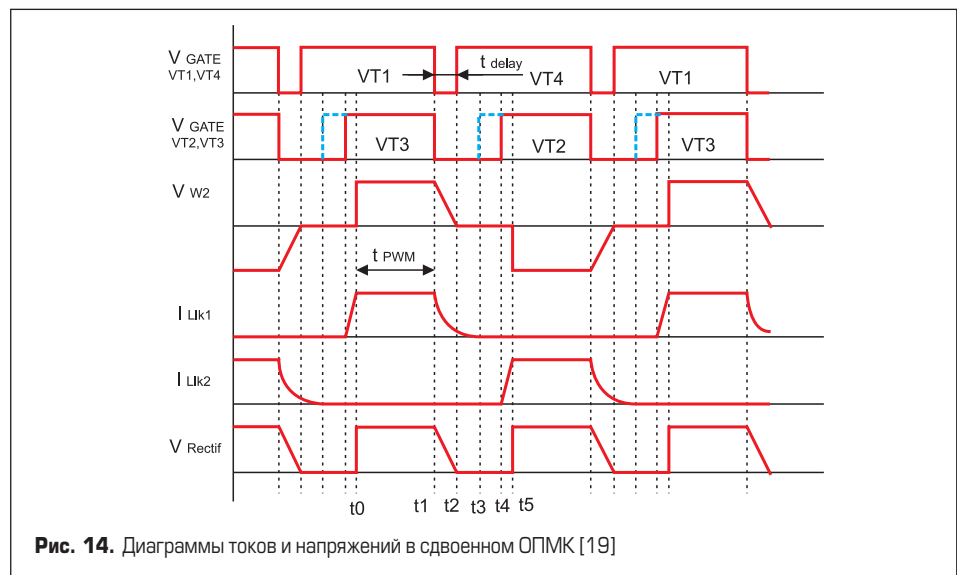


Рис. 14. Диаграммы токов и напряжений в сдвоенном ОПМК [19]

Кратко рассмотрим работу сдвоенного ОПМК в установившемся режиме и предполагая «идеальность» всех его элементов. В течение интервала времени  $t_0-t_1$  происходит передача энергии из источника питания в нагрузку через открытые транзисторы  $VT_1, VT_3$ .

В момент времени  $t_1$   $VT_1$  и  $VT_3$  одновременно закрываются в режиме ZVS благодаря наличию демпферных конденсаторов  $C_{s1}$  и  $C_{s3}$ , которые, заряжаясь током нагрузки, приведенным к первичной обмотке  $T_1$ , затягивают фронт напряжения «сток-исток» транзисторов. Одновременно с этим конденсаторы  $C_{s2}$  и  $C_{s4}$  разряжаются, и к моменту времени  $t_2$   $V_{Cs1} = V_{Cs3} = 0,5V_{in}$ , а  $V_{Cs2} = V_{Cs4} = 0$  и  $VT_4$  может быть включен в режиме ZVS.

Интервал  $t_2-t_3$  является рекуперационным: напряжение на  $VT_1$  и  $VT_3$  достигает величины  $0,5V_{in}$  и рекуперационные диоды  $VD_1$  и  $VD_3$  переходят в проводящее состояние. Ток индуктивности рассеивания  $L_{lk1}$  начинает линейно спадать, ток первичной и вторичной обмоток к концу этого интервала становится равным нулю. Через диоды  $VD_1$  и  $VD_3$  продолжает течь лишь незначительный (по сравнению с током нагрузки) ток индуктивности намагничивания.

Интервал времени  $t_3-t_4$  является «пассивным»: ток индуктивности рассеивания к моменту времени  $t_3$  становится равным нулю, диоды  $VD_1$  и  $VD_3$  закрываются. Длительность интервала  $t_3-t_4$  зависит от величины тока нагрузки, и при максимальной его величине длительность этого интервала может быть равна нулю.

В момент времени  $t_4$  включается транзистор  $VT_2$  в режиме ZCS, который обеспечивается наличием индуктивности рассеивания  $L_{lk2}$  силового трансформатора. Через уже открытый к этому моменту  $VT_4$  начинает течь ток нагрузки, таким образом  $VT_4$  включается в режиме ZVZCS. К моменту времени  $t_5$  ток в  $L_{lk2}$  достигает значения тока нагрузки, приведенного к первичной обмотке, диод  $VD_5$  закрывается и начинается интервал передачи энергии в нагрузку через открытые  $VT_2, VT_4$  и  $VD_6$ . Затем весь цикл повторяется. Выходное напряжение описанного конвертера:

$$V_0 = 0,5nD_{eff}V_{in} \quad (5)$$

где эффективное значение коэффициента заполнения  $D_{eff}$  определяется как:

$$D_{eff} = D - D_{ch} + D_{ZVS} \quad (6)$$

В свою очередь,  $D = 2T_{ON}/T_{SW}$  — коэффициент заполнения для базовой топологии ОПМК,  $D_{ch} = 2n^2F_{SW}L_{lk}L_0$  — уменьшение  $D_{eff}$  из-за наличия ненулевой индуктивности рассеивания (на «зарядку»  $L_{lk}$  затрачивается время, равное интервалу  $t_4-t_5$ ),  $D_{ZVS} = 0,5V_{in}^2F_{SW}C_s/I_0$  — добавка к  $D_{eff}$  из-за наличия «ZVS-интервала»  $t_1-t_2$ .

Для практической проверки авторами был изготовлен лабораторный макет ключевого источника питания со следующими параметрами: максимальная мощность в нагрузке — 3 кВт, напряжение источника питания  $V_{in}$  — 750 В, выходное напряжение  $V_0$  — 60 В, ток нагрузки  $I_0$  — 50 А, частота преобразования  $F_{SW}$  — 100 кГц. Использовалась следующая элементная база: в качестве  $VT_1-VT_4$  — транзисторы IRFP460 по два в параллель или по одному IRFPS40N50L;  $VD_1-VD_4$  — BYT08-600;  $VD_5, VD_6$  — UG30DP по два в параллель;  $C_1, C_2$  —  $6 \times 0,47$  мкФ/400 В (полипропиленовый диэлектрик); силовой трансформатор выполнен на ферритовом сердечнике типоразмера ETD59 из феррита N67 фирмы EPCOS с первичными обмотками по 14 витков и вторичными — по 3 витка. Индуктивности рассеивания изготовленного трансформатора составили 3,6 мкГн; емкость демпфирующих конденсаторов  $C_{s1}-C_{s4}$  — 2,2 нФ.

Выходной дроссель выполнен на ферритовом сердечнике типоразмера E65-N67 с индуктивностью 50 мкГн. Конденсатор выходного фильтра  $C_0$  составлен из четырех конденсаторов с номиналом 1000 мкФ/100 В. В демпфирующей цепи:  $C_3$  — 10 нФ/250 В,  $R1$  — 10 кОм/5 Вт,  $VD_7$  — BYV26B.

Эффективность источника питания при использовании силовых транзисторов IRFPS40N50L при максимальном токе 50 А оказалась чуть выше, чем при использовании IRFP460, включенных параллельно, и соста-

вила 95%, что сопоставимо с показателями эффективности мостовых конвертеров с фазовым управлением.

Сдвоенный ОПМК описанного типа может применяться и при питании от однофазной сети, особенно при использовании активного ККМ, выходное напряжение которого обычно составляет 380–400 В [21]. Представляет интерес пример разработки сдвоенного ОПМК с параллельным включением по питанию «модулей», представленный в работе [22]. На лабораторном макете с питанием от сети 230 В/50 Гц, выходным напряжением 12 В, при токе нагрузки 1000 А экспериментально были подтверждены режим «мягкой» коммутации силовых транзисторов и автоматическое выравнивание напряжения на конденсаторах емкостного делителя. Кроме того, на основе подобных конвертеров может быть построен импульсный источник питания с универсальным входом 220/380 В.

### Заключение

Конвертер с топологией ОПМК не потерял своей привлекательности для разработчиков ключевых источников питания и других устройств силовой электроники.

В периодической печати регулярно появляются публикации, посвященные развитию схемотехники, методов управления и, в конечном итоге, улучшению технических параметров источников питания, в которых используется однотактный прямоходовой мостовой конвертер. Сдвоенный вариант ОПМК с последовательным или параллельным включением по отношению к источнику питания позволяет разрабатывать ключевые преобразователи постоянного напряжения, конкурирующие по эффективности с мостовыми конвертерами с фазовым управлением.

### Литература

1. Wolf G. Mains isolating switching-mode power supply. Philips Electronic Application Bulletin, Vol. 32, No. 1, 1973.
2. Ridley R. The nine most useful power topologies. Power System Design Europe, October 2007. <http://www.powersystemdesign.com>.
3. Ridley R. The incredible shrinking (unregulated) power supply. Switching Power Magazine, Vol. 4, Issue 3, 2003.
4. Поликарпов А. Г., Сергиенко Е. Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. М.: Радио и связь, 1989.
5. Петров С. Схемотехника промышленных сварочных инверторов // Современная электроника. 2007. № 8.
6. Кобзев А. В., Михальченко Т. Я., Музыкаченко Н. М. Модуляционные источники питания РЭА. Томск: Радио и связь, 1990.
7. Kedarnath S., Vasudevan K. A novel converter topology for TEM applications. Sadhana, Vol. 33, part 5, October 2008.
8. Yadlapalli N. Implementation of a novel soft-switched reluctance motor drives. Thesis Master of Science, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1999.
9. Vogman V. D. Nondissipative clamping benefits DC-DC converters. Power Electronics Technology, September 2005. <http://www.powerelectronics.com>.
10. Gu Yi-lei, Lu Zheng-yu, Qian Zhao-ming, Gu Xiao-ming. System integration solution under high-line input voltage. Journal of Zhejiang University, Vol. 40, No. 6, 2006.
11. Zhou Ping-sen, Wang Hui-Zhen. A primary side clamping topology for two-transistor forward converter. Power Electronics, Vol. 37, No. 5, October 2003.
12. Sheehy R., Dekter J., Machin N. Improved active clamp for secondary circuits. 22<sup>nd</sup> Telecommunications Energy Conference, INTELEC, 2000. <http://www.rtp.com.au/papers/W1474.pdf>
13. Bontemps S. Turn-off snubber design for high frequency modules. Advanced Power Technology Application Note APT0404, December 2004. <http://www.microsemi.com/micnotes/APT0404.pdf>
14. Treviso G., Pereira A. A., Farias V. J., Vieira J. B., Freitas de L. C. A 1,5 kW operation with 90% efficiency of a two transistor forward converter with non-dissipative snubber. PESC'98 Record, Japan 1998. Vol. 3.
15. Todd Ph. C. Snubber circuits: theory, design and applications. Unitrode Corporation, May 1993. Application Note slup. 100.
16. Боровиков В., Красников Ю. Поиск «идеальных» решений в силовой электронике: от постановки задачи до реализации проекта // Современная электроника. 2006. №8.
17. Пат. № EP0539903. Switch-off snubber for power transistors in multi-transistor forward converters / L. Heinemann // Опубл. 05.05.1993. [http://v3.espacenet.com/publicationDetails/biblio?locale=en\\_V3&KC=&NR=0539903&CC=EP&FT=E](http://v3.espacenet.com/publicationDetails/biblio?locale=en_V3&KC=&NR=0539903&CC=EP&FT=E)
18. Soelho K. D., Barbi I. A three level double-ended forward converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 3, 2003. <http://www.ivobarbi.com/PDF/artigosCongresso/08/01267329.pdf>
19. Ghodke D. V., Muralikrishnan K. ZVZCS, dual, two-transistor forward DC-DC converter with peak voltage of  $V_{in}/2$ , high input and high power application. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 4, 2002.
20. Dierberger K., Redl R., Saro L. High voltage MOSFET behavior in soft-switching converters analysis and reliability improvements. Advanced Power Technology, Application Note APT9804, 1998.
21. Torrico-Bascope R., Barbi I. Dual-bridge DC-DC converter with soft switching features. IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2001, Vol. 2, 2001.
22. Kutkut N. H. A new dual-bridge soft switching DC-to-DC power converter for high power applications. IEEE Proceedings of IECON'99, Vol. 1, 1999.