

Защита от сверхтоков и перенапряжений и снижение коммутационных потерь в силовых импульсных преобразователях

Станислав РЕЗНИКОВ,
д. т. н.
Денис ЧУЕВ,
к. т. н.
beketova@pr.spetsremont.ru

В статье рассмотрены схемотехнические средства защиты от сверхтоков и перенапряжений и снижения коммутационных потерь в силовых импульсных преобразователях: бестрансформаторных и трансформаторных конверторах, обратимых активных делителях напряжения, инверторах прямоугольного тока и напряжения и регулируемых многофазных инверторах синусоидального напряжения. Они весьма эффективны, базируются на простейших L-C-D-цепочках и представляются полезными для широкого круга разработчиков.

Источники сверхтоков и потерь на включение

На рис. 1 показаны основные источники сверхтоков и потерь на включение транзисторов:

- «сквозной» сверхток в паре VT-VT (при несанкционированной синхронизации);
- «сквозной» сверхток в паре VT-VD (из-за инверсной проводимости предварительно проводящего диода);
- сверхток при подключении источника напряжения к трансформаторно-выпрямительному блоку с емкостным фильтром (из-за малой индуктивности рассеяния трансформатора);
- аналогичный сверхток из-за инверсной проводимости предварительно проводящего выпрямителя с индуктивным фильтром.

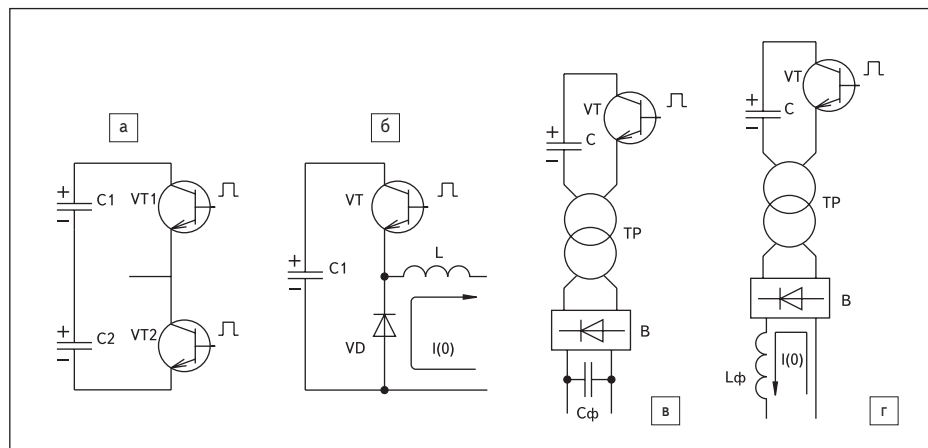


Рис. 1. Источники сверхтоков и потерь на включение

Источники перенапряжений и потерь на выключение

На рис. 2 приведены основные источники перенапряжений и потерь на выключение транзисторов:

- перенапряжение на транзисторе при выключении индуктивно-активной цепи;
- перенапряжение на транзисторе при выключении трансформаторно-активной нагрузки (из-за индуктивности рассеяния);
- перенапряжение на диоде при включении транзистора в цепи диод-демпфирующий дроссель (VD-L_д) после окончания запирающего диода;

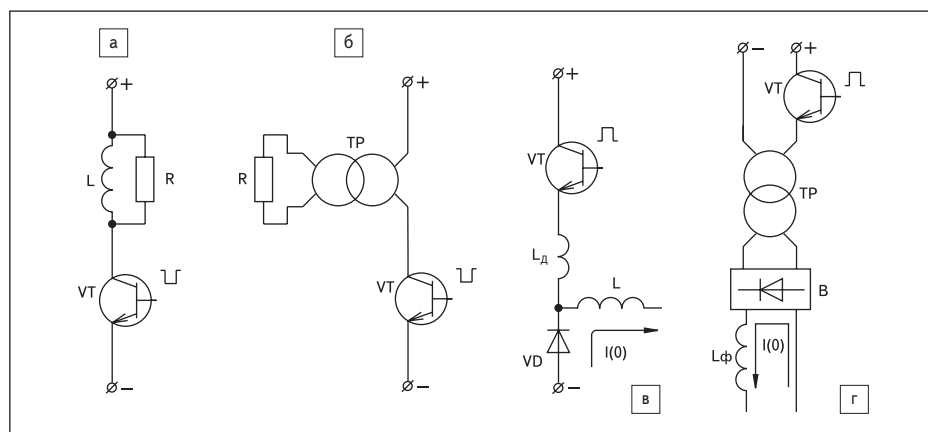


Рис. 2. Источники перенапряжений и потерь на выключение

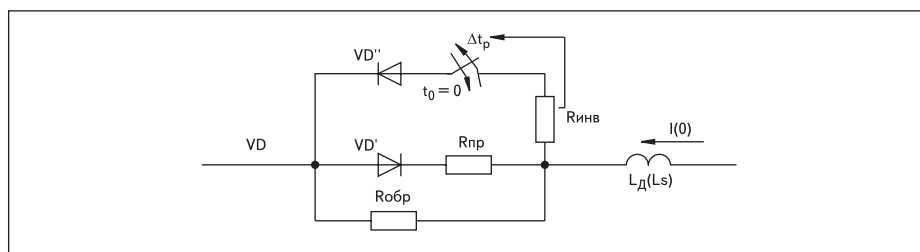


Рис. 3. Эквивалентная схема силового диода с учетом эффекта рассасывания носителей при инверсной проводимости (эффекта «захлопывания»)

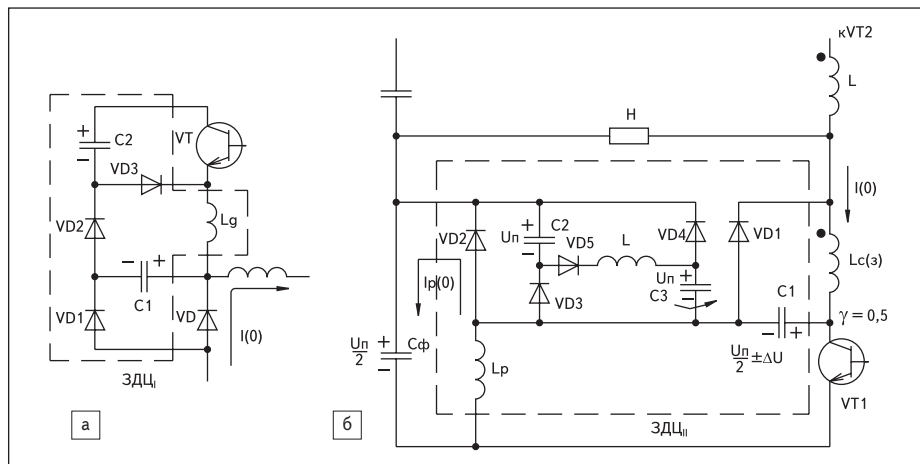


Рис. 4. Защитно-демпфирующие L-C-D-цепочки (ЗДЦ): а) первого типа; б) второго типа

г) аналогичное перенапряжение на диодах выпрямителя.

На рис. 3 представлена упрощенная эквивалентная схема силового диода с учетом эффекта рассасывания носителей при инверсной проводимости (эффекта «захлопывания»). В течение промежутка времени инверсной проводимости, то есть времени рассасывания носителей Δt_r , обратное сопротивление диода приблизительно можно считать малым и постоянным ($R_{инв}$), что вызывает быстрый рост тока в демпфирующем дросселе L_d (или в индуктивности рассеяния трансформатора L_s). По окончании процесса запирающего диода это сопротивление резко увеличивается до величины $R_{обр}$, что приводит к перенапряжению на диоде из-за ЭДС самоиндукции в $L_d(L_s)$.

Защитно-демпфирующие L-C-D-цепочки

На рис. 4а приведена схема защитно-демпфирующей L-C-D-цепочки (ЗДЦ) первого типа, предназначенной для транзисторно-диодных пар (VT-VD) [1, 2]. В исходном состоянии VT заперт, по VD течет прямой ток $I(0)$, C_2 заряжен, C_1 разряжен до нуля. После отпирающего VT его ток нарастает по цепи демпфирующего дросселя L_d , снижающего величину амплитуды инверсионного тока VD и уменьшающего потери на включение. Одновременно конденсатор C_2 колебательно разряжается до нуля сначала по цепи VT- L_d -VD-VD_{1,2}, а после «захлопывания» VD —

по цепи VT- L_d - C_1 -VD₂. В момент обнуления напряжения на C_2 отпирается диод VD₃, и L_d сбрасывает остаток энергии, дозаряжая C_1 . Таким образом, к моменту очередного запирающего VT конденсатор C_2 , шунтирующий VT, разряжен, что позволяет снизить потери на выключение VT. Далее конденсатор C_1 разряжается в цепь силового дросселя и нагрузки через VD₁.

На рис. 4б показана ЗДЦ второго типа [2, 3, 4], предназначенная для транзисторных пар (VT₁-VT₂). В ней совмещены мостовая демпфирующая цепь (VD_{3,4,5}, $C_{2,3}$, L), предложенная в [2, 3], с пассивной демпферно-коммутационной цепочкой (C_1 , L_p , VD_{1,2}), осуществляющей рекуперацию энергии сглаживающего или защитного дросселя $L_{c(3)}$ во входной фильтр (C_ϕ), предложенной в [4] и защищенной приоритетом РФ. В цепи двух последовательно соединенных транзисторов устанавливается сглаживающий (звено постоянного тока) или защитный (от сквозных «сверхлоков») дроссель $L_{c(3)}$, шунтированный конденсаторно-диодной цепочкой (C_1 -VD₁), общая точка которой через дроссель рекуперации (L_p) соединена со вторым электродом силовой цепи транзистора и с первым выводом фильтрового конденсатора (C_ϕ), а через диод (VD₂) — со вторым его выводом. Примем величину относительной длительности управляющего импульса $\gamma = 0,5$ постоянной. В исходном состоянии VT₁ заперт, C_1 заряжен до величины $(U_{п1}/2 - \Delta U)$, C_2 и C_3 — разряжены, ток $I(0)$ дросселя $L_{c(3)}$

уменьшается по цепи C_1 -VD₁, дозаряжая C_1 до величины $(U_{п1}/2 + \Delta U)$, а ток $I_p(0)$ дросселя L_p уменьшается по цепи VD₂- C_ϕ . После отпирающего VT₁ помимо тока по цепи $L_{c(3)}$ по транзистору начинает течь ток, определяющий колебательную зарядку конденсаторов C_2 и C_3 от C_ϕ и C_1 через VD₅ и L до напряжений на каждом приблизительно $U_{п1}$. Кроме этого, происходит частичная разрядка C_1 до напряжения $U_{п1}/2 - \Delta U$ по цепи VT₁- L_p с нарастанием тока в L_p . В первый момент после запирающего VT₁ напряжение на нем отсутствует благодаря шунтированию цепью из последовательно соединенных C_1 - C_2 (C_3)- C_ϕ с напряжениями на них $+U_{п1}/2$; $-U_{п1}$; $+U_{п1}/2$ соответственно. Этим достигается снижение потерь на выключение. Заметим, что цепь C_1 -VT₁- L_p -VD₂- C_ϕ представляет собой инвертирующий конвертор, который при относительной длительности управляющего импульса $\gamma = 0,5$ и условии непрерывности тока в L_p автоматически выполняет соотношение

$$U_{C1} = U_{C\phi} \frac{1-\gamma}{\gamma} = U_{C\phi} \frac{U_{п1}}{2},$$

осуществляя при этом рекуперацию коммутационной энергии дросселя $L_{c(3)}$ во входной фильтр.

И наконец, возможен вариант комбинации ЗДЦ первого и второго типов (ЗДЦ_{I-II}).

Далее рассмотрим наиболее рациональные варианты применения ЗДЦ в схемах основных силовых импульсных преобразователей.

Бестрансформаторные универсальные повышающе-понижающие ШИМ-конвертеры

На рис. 5 показаны три основные схемы бестрансформаторных универсальных повышающе-понижающих ШИМ-конвертеров: двухключевого с однополярной общей точкой (рис. 5а); инвертирующего с разнополярной общей точкой (рис. 5б) и схемы Поликарпова-Кука (рис. 5в) [5]. В этих схемах использованы ЗДЦ первого типа.

Если в первой схеме VT₁ выключен, а VT₂ работает в режиме ШИМ, то квазиустановившийся режим с условием непрерывности тока в дросселе L определяется понижающим соотношением: $U_2 = \gamma U_1$, где γ — относительная длительность импульса управления. Если VT₂ постоянно открыт, а VT₁ работает в режиме ШИМ, то соотношение становится повышающим:

$$U_2 = U_1 \frac{1}{1-\gamma}.$$

Вторая и третья схемы практически равносильны по массогабаритным показателям и по функциональному соотношению вход/выход:

$$U_2 = U_1 \frac{1}{1-\gamma}.$$

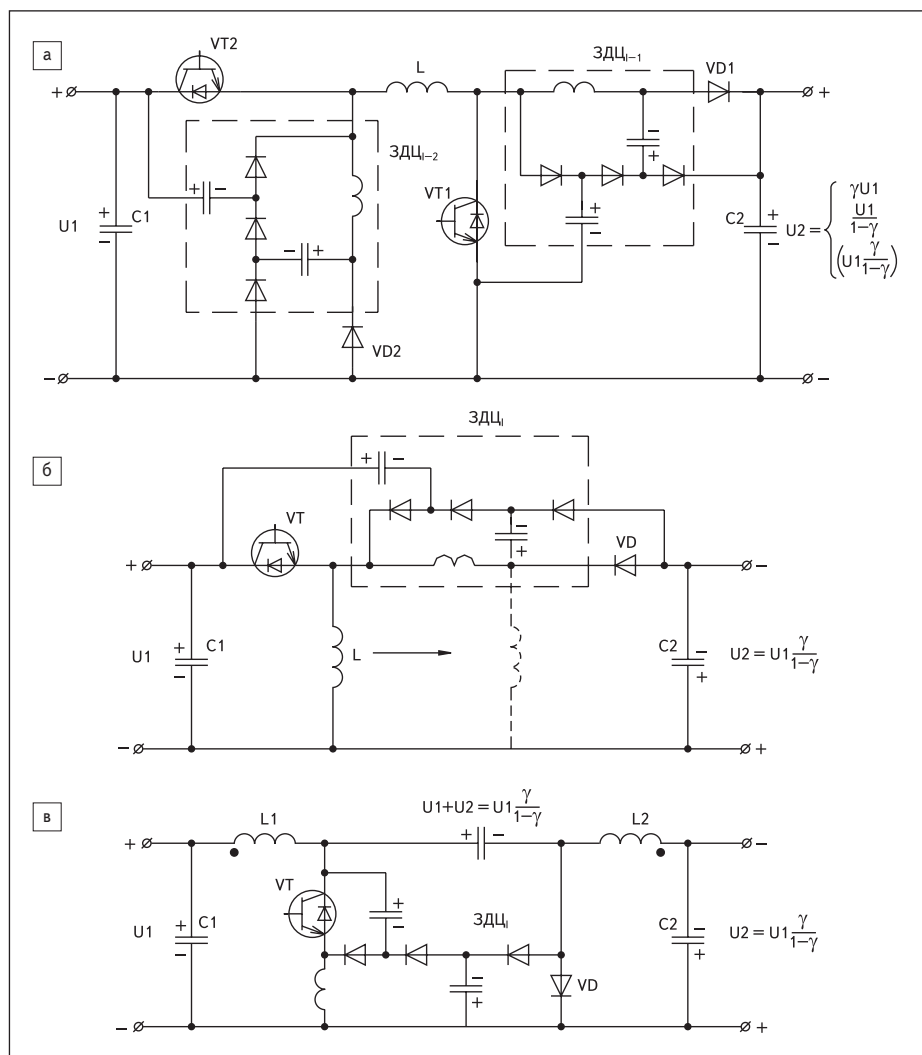


Рис. 5. Схемы бестрансформаторных универсальных повышающе-понижающих ШИМ-конверторов с ЗДЦ: а) двухключевой с однополярной общей точкой; б) инвертирующий с разнополярной общей точкой; в) схема Поликарпова-Кука

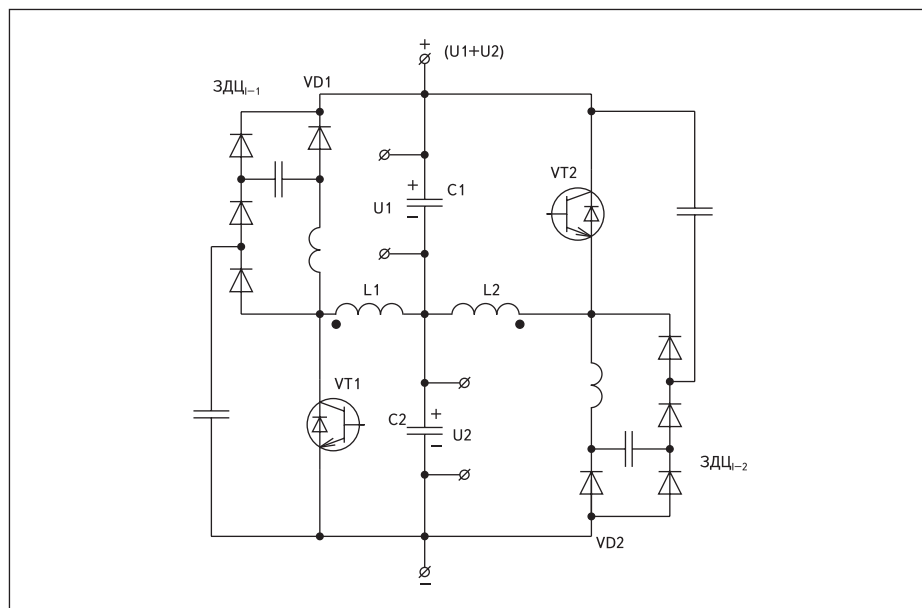


Рис. 6. Обратимый бестрансформаторный инвертирующий конвертор или обратимый регулируемый активный делитель напряжения (АДН) с ЗДЦ первого типа

Заметим, что первая схема также может обеспечить последнее соотношение, если синхронизировать ШИМ-режим VT_1 и VT_2 . При этом в отличие от двух последних схем будет обеспечена однополярная общая точка входа с выходом.

На рис. 6 приведена схема обратимого бестрансформаторного инвертирующего конвертора, способного выполнять и функцию обратимого регулируемого активного делителя (умножителя) напряжения (АДН). В ней также используются ЗДЦ первого типа.

Инверторы прямоугольного тока и напряжения

На рис. 7 представлены полумостовой и мостовой инверторы прямоугольного тока (рис. 7а) и напряжения (рис. 7б) с ЗДЦ первого типа. Переход от полумостового варианта к мостовому предполагает замену трансформатора Tr на Tr' в первой схеме и переключки П на П' — во второй. Такая замена удваивает число транзисторов, сохраняя их рабочее напряжение, и соответственно — установленную выходную мощность преобразователя.

Следует однако указать, что в мостовой схеме инвертора напряжения (рис. 7б) желательно в цепи переключки П' использовать уравнительный конденсатор $C_{ур}$ с малым рабочим напряжением для исключения насыщения трансформатора из-за статической или динамической несимметрии вольт-секундных параметров при различных полярностях. Указанная несимметрия особенно часто проявляется при регулировании (ШИМ, ЧИМ или АИМ). Инверторы тока, а также полумостовой вариант инвертора напряжения свободны от этого недостатка.

На рис. 8 приведены схемы полумостовых и мостовых нерегулируемых инверторов прямоугольного тока с комбинированными ЗДЦ первого и второго типа: с отдельными транзисторами (рис. 8а) и с модульными парами транзисторов (рис. 8б). Особенностью обоих мостовых вариантов (с пунктирным дополнением) является сохранение при этом всего двух ЗДЦ.

Варианты второй схемы (рис. 8б) представляют особый интерес благодаря возможности использования модульного исполнения транзисторных пар (или всех четырех).

Регулируемые трансформаторные конверторы

На рис. 9 приведены два варианта схем регулируемых трансформаторных конверторов:

а) на базе регулируемого инвертора прямоугольного напряжения с ЗДЦ первого типа и трансформаторно-выпрямительного блока с защитным конденсатором (C_3) и L_ϕ - C_ϕ -фильтром;

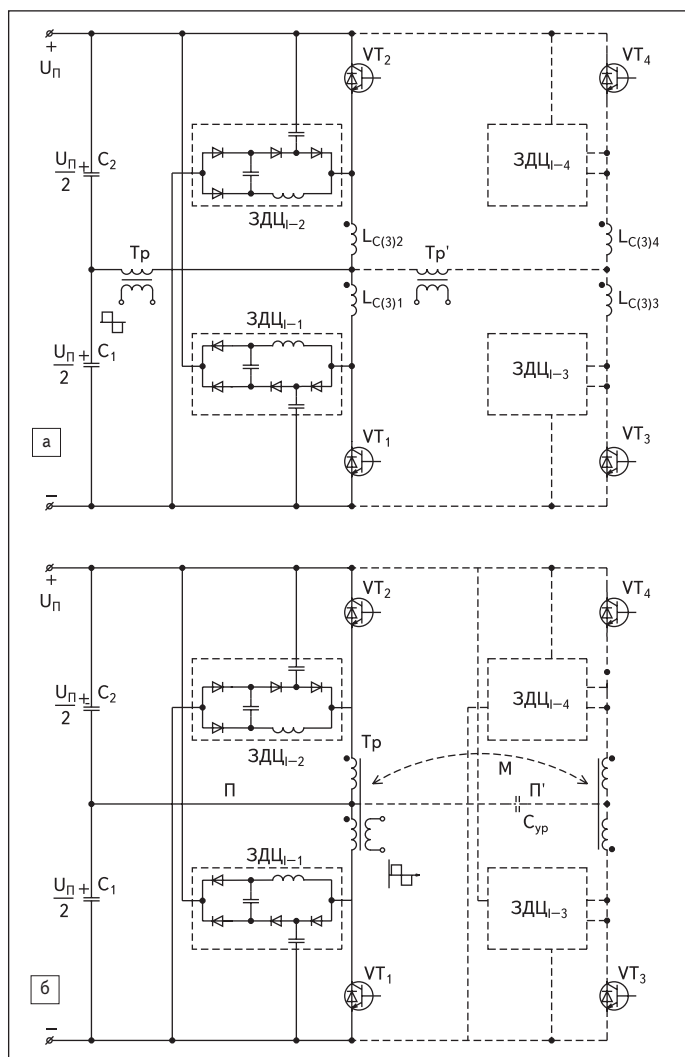


Рис. 7. Полумостовой и мостовой инверторы: а) прямоугольного тока с ЗДЦ первого типа; б) прямоугольного напряжения с ЗДЦ первого типа

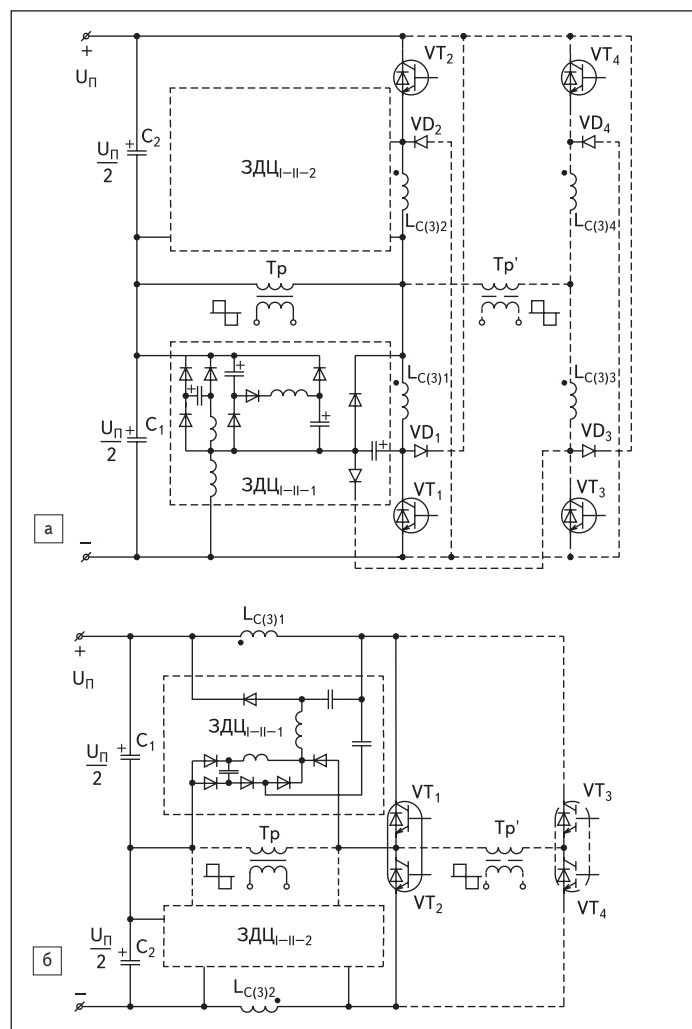


Рис. 8. Полумостовой и мостовой нерегулируемые инверторы прямоугольного тока с комбинированными ЗДЦ первого и второго типа: а) с отдельными транзисторами; б) с модульными парами транзисторов

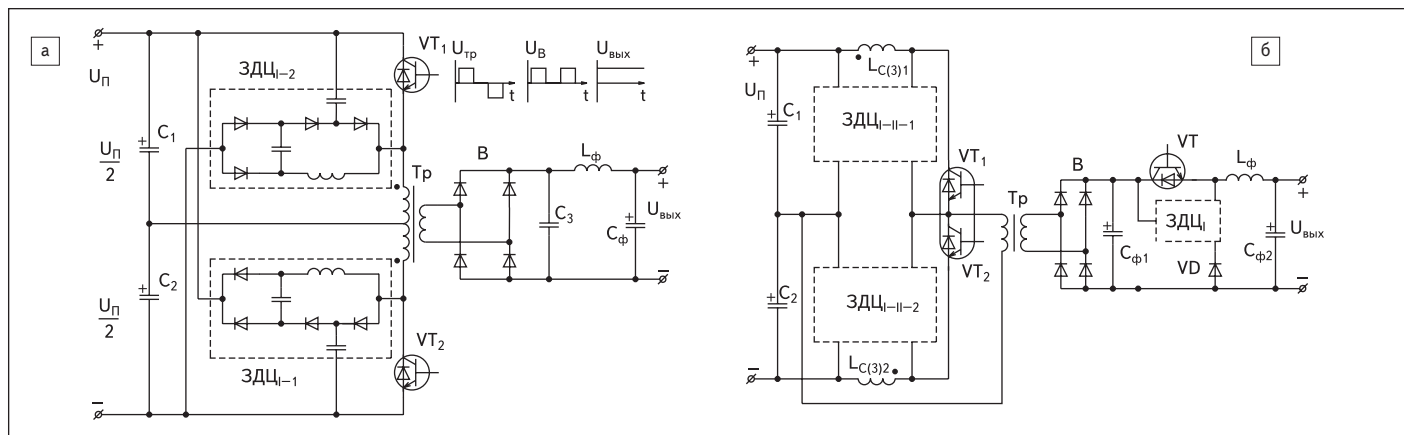


Рис. 9. Регулируемый трансформаторный конвертор: а) на базе регулируемого инвертора прямоугольного напряжения с ЗДЦ первого типа и трансформаторно-выпрямительного блока с защитным конденсатором (C_3); б) на базе нерегулируемого инвертора прямоугольного тока с комбинированным ЗДЦ, трансформаторно-выпрямительного блока и регулируемого конвертора

б) на базе нерегулируемого инвертора прямоугольного тока с комбинированными ЗДЦ, трансформаторно-выпрямительного блока с емкостным фильтром ($C_{\phi 1}$) и регулируемого понижающего конвертора.

Первая схема существенно проще, благодаря чему может быть рекомендована к широкому применению. Вторая схема представляется более рациональной в случае, когда зажимы источника питания ($\pm U_n$) на-

ходятся под высоким и к тому же резко осциллирующим потенциалом относительно «земли» (корпуса), например, когда конвертор входит в состав высоковольтного делителя напряжения, состоящего из $2n$ конден-

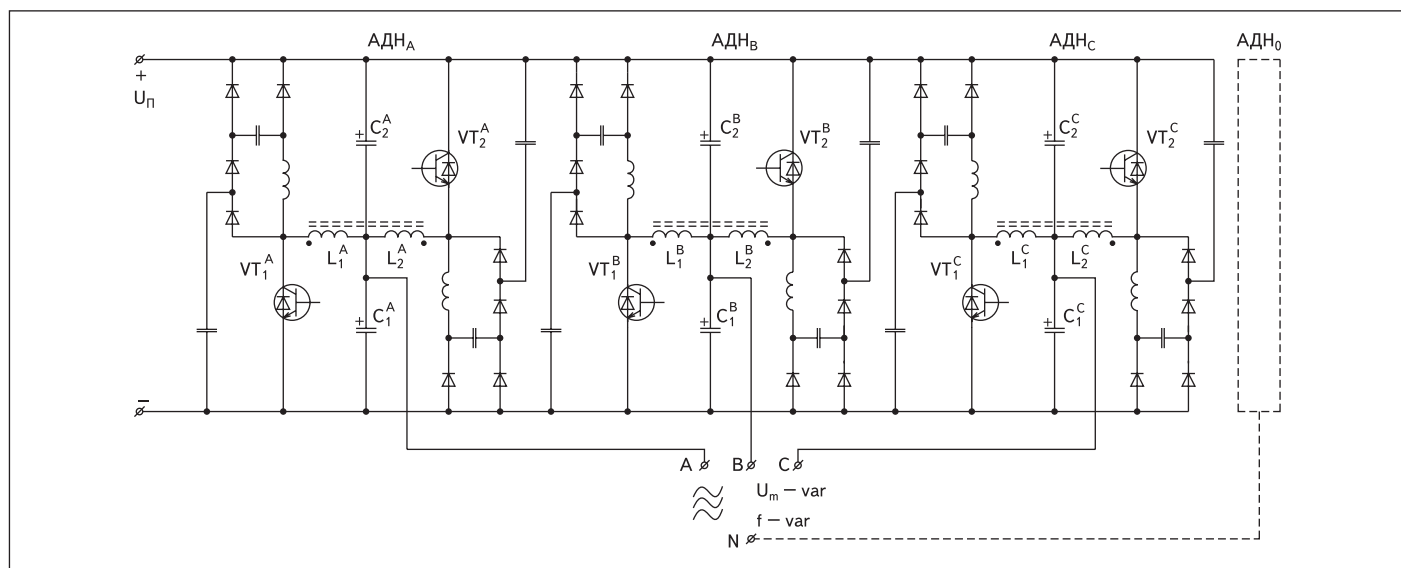


Рис. 10. Регулируемый трехфазный инвертор синусоидального напряжения на базе АДН и ЗДЦ первого типа

саторов и n последовательно соединенных по входу аналогичных конверторных модулей. В этом случае весьма желательным является отсутствие единой регулирующей и синхронизирующей схемы управления инверторами, в которых для управления $VT_{1,2}$ могут быть применены взаимонезависимые генераторные драйверы.

Регулируемый трехфазный инвертор синусоидального напряжения

В [6, 7] рассмотрен новый принцип построения инверторов синусоидального напряжения на базе трех активных делителей с «плавающими потенциалами» средних точек. В качестве каждого из таких активных делителей напряжения может выступать АДН, приведенный на рис. 6.

На рис. 10 представлена схема регулируемого трехфазного инвертора синусоидального напряжения на базе трех АДН ($АДН_{A,B,C}$) и ЗДЦ первого типа. Нейтраль может быть реализована с помощью аналогичного четвертого АДН ($АДН_0$). Приведенная схема позволяет получить синусоидальное напряжение

с малым коэффициентом нелинейных искажений и с возможностью амплитудно-частотного регулирования в широких диапазонах.

Заключение

Рассмотренные схемные решения для защиты от сверхтоков и перенапряжений, а также для снижения коммутационных потерь в силовых импульсных преобразователях представляют собой простые пассивные L-C-D-цепочки, обладают существенной эффективностью и могут быть использованы во всех основных типах преобразователей:

- бестрансформаторных и трансформаторных конверторах;
- обратимых активных делителях напряжения;
- инверторах прямоугольного тока и напряжения;
- регулируемых по амплитуде и частоте многофазных инверторах синусоидального напряжения.

Схемы представляются полезными для широкого круга разработчиков силовых импульсных преобразователей. ■

Литература

1. Транзисторные преобразователи электрической энергии. М.: Изд-во МАИ. 2001.
2. Глебов Б., Лебедев А., Недолужко И. Расчет с помощью SPICE демпфирующих цепочек для транзисторных ключей преобразователей напряжения // Силовая электроника. 2005. № 4.
3. Глебов Б. А. Бесконтактное коммутационное устройство. А. с. СССР № 1122562, Кл. НОЗК17/64.1984. Бюл. № 33.
4. Резников С., Чуев Д., Бутенко П., Савенков А., Кузень С., Бекетова А. Энергоэкономичные нерегулируемые инверторы пассивными демпферно-коммутационными цепочками // Технологии в электронной промышленности. 2005. № 5.
5. Кук С. Новый DC/DC-преобразователь с нулевыми пульсациями и интегрированными магнитопроводами // Силовая электроника. 2004. № 2.
6. Резников С., Булеков В., Болдырев В., Бочаров В. Новый принцип обратимого выпрямительно-инверторного преобразования с ШИМ-коррекцией мощности // Силовая электроника. 2005. № 1.
7. Резников С. Б. Самолетная система электроснабжения квазипостоянного повышенного напряжения // Авиакосмическое приборостроение. 2004. № 4.