

# Применение силовых МДП-транзисторов

## В высокочастотных автономных инверторах напряжения с квазирезонансной коммутацией

**В полупроводниковых преобразователях электрической энергии, работающих на повышенных частотах, определяющими в балансе потерь являются коммутационные потери в силовых полупроводниковых вентилях. Резонансная и квазирезонансная коммутация (КРК) вентилях позволяет снизить потери и расширить диапазон рабочих частот устройств силовой электроники, повышает надежность и улучшает электромагнитную совместимость преобразователей с сетью и нагрузкой. Работа силовых МДП-транзисторов в инверторах напряжения с КРК и переключениями при нулевом напряжении (ППН) имеет особенности, которые требуют применения специальных способов управления, обеспечивающих эффективный вывод накопленных в структуре зарядов неравновесных носителей.**

Евгений Силкин, к. т. н.

elsi-mail@ya.ru

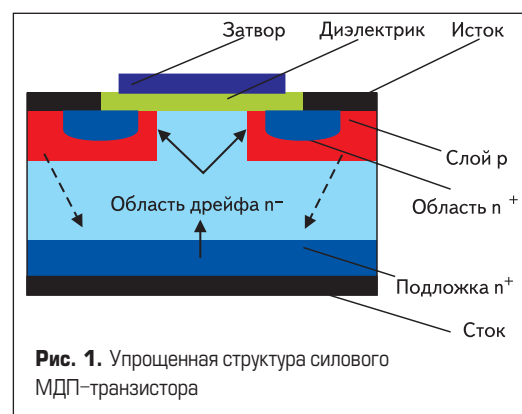
**М**ДП-транзисторы являются в настоящее время наиболее быстродействующим типом силовых полупроводниковых приборов и поэтому широко применяются в мощных преобразователях электрической энергии на повышенных частотах (электротехнологии, устройства электропитания для систем промышленной автоматики и средств телекоммуникаций), несмотря на то, что значительно уступают другим типам управляемых вентилях по предельным значениям коммутируемых токов и напряжений.

Вследствие того, что МДП-транзисторы работают на основных носителях заряда, в их структурах, по принципу действия, не должны накапливаться неравновесные (избыточные) носители, которые определяют динамику, например, силовых биполярных транзисторов. Динамические свойства МДП-транзисторов, как представляется, должны были бы зависеть только от диэлектрического (окисного) слоя затвора, емкостей областей объем-

ного заряда и сопротивлений, которые ограничивают возможности заряда и разряда этих емкостей. То есть их быстродействие фактически является предельным. Однако не все так хорошо. В паразитных элементах структуры МДП-транзистора могут накапливаться заряды неравновесных носителей. Технологическое соединение легированных частей подложки с истоком транзистора приводит к появлению внутреннего паразитного (*pin*) диода (рис. 1).

Кроме того, в структуре прибора имеется и паразитный биполярный транзистор, в базу которого «включен» распределенный резистор (в области между истоком и каналом). При больших токах и больших скоростях изменения напряжения на приборе наличие указанного резистора является причиной, по которой паразитный биполярный транзистор может включиться. В результате произойдет перераспределение тока и возможен, в том числе, вторичный пробой полупроводниковой структуры. Появление паразитного биполярного транзистора и *pin*-диода в структуре МДП-транзистора следует из технологии изготовления этого силового прибора.

Внутренний (интегральный) *pin*-диод силового МДП-транзистора имеет значительную площадь. Он обычно не работает при больших плотностях тока, и на нем не бывает большого прямого падения напряжения. Технологически достаточно сложно обеспечить высокое быстродействие внутреннего *pin*-диода и невозможно для его замены подключить внешний встречно-параллельный диод с требуемыми характеристиками. Действительно, внешний встречно-параллельный диод будет зашунтирован интегральным диодом с малым прямым падением напряжения и, таким образом, никогда не вступит в работу.



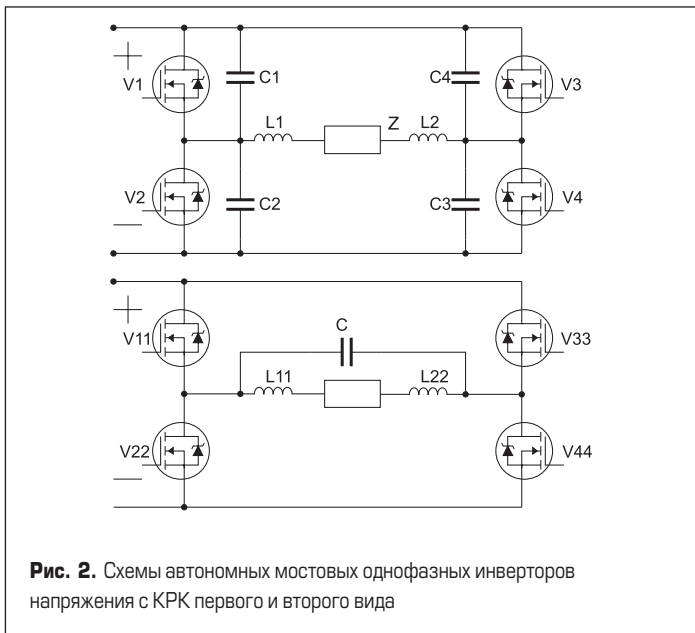


Рис. 2. Схемы автономных мостовых однофазных инверторов напряжения с КРК первого и второго вида

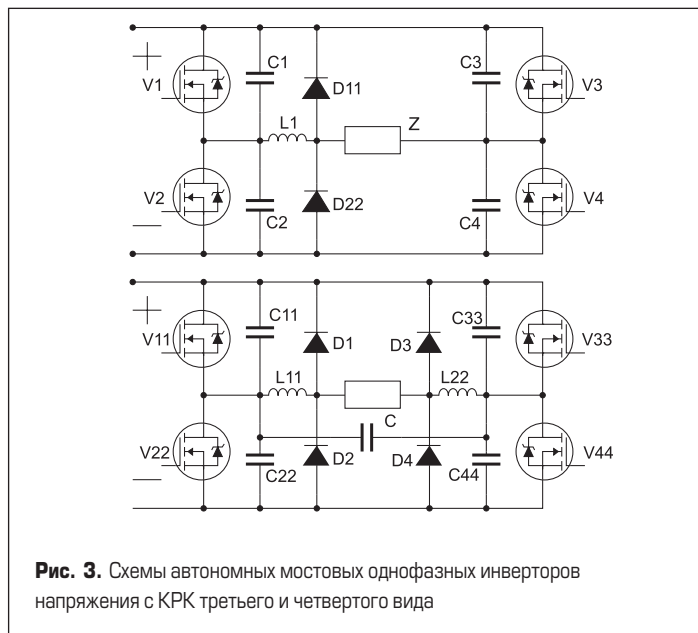


Рис. 3. Схемы автономных мостовых однофазных инверторов напряжения с КРК третьего и четвертого вида

Для снижения коммутационных потерь в силовых вентилях, скоростей изменения токов и напряжений, а также электрических потерь в пассивных элементах преобразователей (согласующие трансформаторы, дроссели, силовые конденсаторы, демпферные цепи) на повышенных частотах используют схемотехнические решения, обеспечивающие переключения вентиля при нулевом токе (ПНТ) и (или) нулевом напряжении (ПНН). Режимы переключений силовых вентилях при нулевом токе в зарубежной научно-технической литературе обозначаются также как ZCS (zero current switching), а переключений при нулевом напряжении — как ZVS (zero voltage switching).

На рис. 2 приведены электрические схемы автономных мостовых (full-bridge) инверторов напряжения с КРК первого и второго вида [1, 2], которые работают в режимах ПНТ и ПНН.

Схема второго вида имеет преимущества, заключающиеся в более простой топологии, а также большей достижимой надежности работы при внутримостовом фазовом регулировании и изменениях нагрузки Z. На рис. 3 изображены электрические схемы инверторов напряжения с КРК третьего и четвертого [3] вида.

Эти модификации схем обеспечивают расширение диапазонов регулирования выходных электрических параметров и изменения нагрузки Z, а также снижение (за счет дополнительных диодов D1–D4, D11, D22) перенапряжений на выходных выводах или, в частности, на обмотках, подключаемых к ним, согласующих трансформаторов, которые нередко используются в качестве развязывающих элементов в реальных устройствах. Конденсаторы C1–C4, C, C11–C44 в рассматриваемых схемах — формирующие и служат для обеспечения колебательного закона изменения напряжения на вентильных ячейках V1–V4 (или V11–V44) в интервале паузы τ. Интервал паузы τ — это, фактически, интервал коммутации. В указанном интервале все

вентили устройства выключены. Встречно-параллельные диоды VD1–VD4 являются необходимыми элементами для обеспечения работоспособности инверторов напряжения и организации режима КРК, в том числе при наиболее распространенном активно-индуктивном характере нагрузки Z. Использование внутреннего интегрального диода (VD1–VD4) в структуре МДП-транзистора экономит внешние элементы в схеме, но может являться источником серьезных проблем при обеспечении надежности работы реальных устройств на повышенных частотах.

В инверторах напряжения с КРК управляемые вентили VT1–VT4 включаются в режиме ПНТ и ПНН, а выключаются в режиме ПНН; встречно-параллельные диоды VD1–VD4 включаются в режиме ПНН, а выключаются в режиме ПНТ и ПНН. Казалось бы, следовало ожидать высокой надежности работы инверторов этого типа. Но отказы, тем не менее, имеют место. Оказалось, что требования по времени восстановления интегрального диода и допустимым скоростям изменения тока и напряжения МДП-транзисторов, предназначенных для применения в инверторах напряжения с КРК и ПНН, должны быть даже более жесткими. Некоторые производители силовых электронных компонентов по этой причине разработали для инверторов напряжения с КРК и ПНН серии специализированных полевых транзисторов, имеющих повышенные динамические характеристики (например, серия L фирмы International Rectifier).

В целом ряде публикаций, в том числе в [4–10], рассматриваются особенности применения силовых МДП-транзисторов в схемах автономных инверторов напряжения с КРК и ПНН, анализируются причины отказов и приводятся рекомендации по повышению надежности работы преобразовательных устройств этого типа.

Следует заметить, что главная причина отказов все-таки заключается в возможных

переходах инверторов напряжения с КРК в режимы «жесткой» коммутации, на которую силовые вентили могут быть не рассчитаны, и «неограниченного» разряда формирующих конденсаторов, шунтирующих управляемые вентили, через эти вентили при сбросах нагрузки и внутримостовом фазовом регулировании.

Способ внутримостового фазового регулирования для рассматриваемого класса схем сам по себе является неудачным техническим решением. Вентили разных групп при таком регулировании имеют различную загрузку по току. Вентили отстающей группы легко могут перейти в режим работы без КРК при увеличении угла управления и сбросах нагрузки. Однако способ нашел практическое применение. Некоторые производители разработали и серийно выпускают специальные управляющие схемы в интегральном исполнении для его реализации в инверторах напряжения с КРК.

Для исключения перехода инвертора напряжения с КРК в режим неограниченного разряда (или заряда) формирующих конденсаторов (C1–C4, C, C11–C44) через управляемые вентили (VT1–VT4) необходимо, чтобы во всех режимах работы, в том числе и при внутримостовом регулировании, выполнялось условие:

$$LI^2 \geq 2 \int_0^{\tau} Ri^2 dt, \quad (1)$$

где L — суммарная индуктивность в выходной цепи инвертора, I — максимальный ток управляемого вентиля, R — эквивалентное активное сопротивление в выходной цепи инвертора, i — мгновенный ток в нагрузке, τ — длительность интервала паузы.

Причиной отказов инверторов напряжения с КРК и ПНН также могут являться накопленные и невыведенные заряды неравновесных носителей в паразитных частях структуры силового (МДП) прибора. В инверторах напряжения с КРК после интервала паузы τ

вначале проводит ток внутренний встречно-параллельный диод, и лишь затем — управляемый вентиль. Интегральный встречно-параллельный диод при пониженном уровне напряжения восстанавливается сравнительно медленно, фактически только за счет рекомбинации носителей заряда на периферии проводящего канала. Накопленные заряды снижают стойкость прибора к скорости нарастания прямого напряжения, вызывают протекание сверхтоков через управляемый вентиль или, при определенных условиях, приводят к включению паразитного биполярного транзистора и тепловому пробоем структуры. Особенно медленно восстанавливается интегральный диод при малых нагрузках, так как неравновесные носители, накопленные в полупроводниковой структуре при проводимости диода, остаются на периферии проводящего канала МДП-транзистора и не «втягиваются» в него при низких уровнях рабочего тока. На рис. 1 сплошными стрелками показано направление прямого тока через транзисторную структуру (с *n*-каналом), а пунктиром — направление прямого тока интегрального диода.

На практике используют различные технические приемы для снижения времени восстановления внутреннего диода. Все они, в основном, направлены на сокращение интервала проводящего состояния и уменьшение величины тока, протекающего через внутренний встречно-параллельный диод.

В частности, если осуществлять включение транзисторной структуры в интервале проводимости или даже ранее момента включения диода, можно «разделить» общий ток, так как транзисторная МДП-структура способна проводить ток в обоих направлениях. В идеале при падении напряжения на проводящем канале транзисторной структуры, меньшем, чем пороговое напряжение внутреннего диода, ток будет протекать только в проводящем канале МДП-транзистора, а диод включаться не будет. Однако в реальных условиях полностью исключить генерацию носителей в интегральной диодной структуре и ток через нее при использовании данного способа управления не удастся.

При включении МДП-транзисторов ранее момента, после которого начнет проводить внутренний диод, и, следовательно, когда напряжение «сток-исток» достигнет нуля [5, 6, 8, 9], теряется основное преимущество от применения КРК. При таком управлении за счет предварительного «сброса» энергии, накопленной в электрических полях формирующих конденсаторов (C1–C4, C, C11–C44), сокращается интервал проводящего состояния и уменьшается величина тока, протекающего через внутренний паразитный диод (VD1–VD4). Но именно в этом случае имеет место неограниченный разряд (заряд) формирующих конденсаторов (C1–C4, C, C11–C44) через управляемые вентили (VT1–VT4) при их включении. Для обеспечения необходимой эффективности данного способа управления требуется включение управляемых вентилях при сравнительно высоких уровнях напряжений на них. Однако это само по себе может

служить причиной отказа инвертора напряжения из-за перегрузок вентилях по току.

Способ управления был предложен в 1992 году (дата приоритета заявки [5] на патент РФ). В [5] рекомендовано ограничивать уровень напряжения на ячейке при включении вентилях значением не более  $0,2\underline{U}$ :

$$\underline{U} = E, \quad (2)$$

где  $\underline{U}$  — максимальное напряжение на вентилях ячейке,  $E$  — напряжение питания инвертора. В [6] допускается ограничивать этот уровень на  $0,5\underline{U}$  исключительно в пусковых режимах, что их может в практических случаях существенно упростить. Уровень  $0,5\underline{U}$  при пуске инвертора напряжения с КРК и ПНН — определенный компромисс для относительно маломощных систем.

В [9] предложено использовать «квазипереклечение при нулевом напряжении» только на части возможного диапазона изменения нагрузки инвертора, а именно в режимах малой нагрузки. Отмечается, что «легко можно допустить небольшое снижение эффективности при незначительной нагрузке». Модификация технического приема состоит в очевидном увеличении емкости формирующих конденсаторов. Однако разрядные токи через управляемые вентили и рассеиваемая в структуре энергия от разрядных токов не зависят от величины нагрузки, а определяются именно емкостями формирующих конденсаторов и уровнями напряжений на них в момент включения вентилях. Поэтому при увеличении емкостей формирующих конденсаторов обеспечить безаварийное функционирование инвертора с КРК и ПНН в режимах «квазипереклечения» очевидно еще более сложно, а причина достигнутого в упомянутой работе «положительного» эффекта заключается

в другом. Описание работы инвертора напряжения с КРК в статье [9] приводится фактически для неуправляемого (неконтролируемого) режима. На практике такие режимы реализуются крайне редко.

Увеличение емкостей формирующих конденсаторов приводит к увеличению длительности интервала паузы  $\tau$  (интервала коммутации) и снижению коэффициента использования напряжения ( $E$ ) источника питания инвертора. Выходное напряжение инвертора, таким образом, уменьшается. В целом характеристики инвертора напряжения с КРК при увеличении интервала паузы  $\tau$  изменяются. Инвертор напряжения за счет увеличения импеданса эквивалентной цепи питания по характеру электромагнитных процессов становится близким согласованному инвертору.

Эффективное (действующее) значение  $U_Z$  выходного напряжения для инвертора напряжения с КРК и ПНН в функции  $\tau$  находится в диапазоне:

$$E/\sqrt{2} < U_Z(\tau) < E. \quad (3)$$

При выполнении условия  $\tau \rightarrow 0$  имеем

$$U_Z(\tau) \rightarrow E. \quad (4)$$

Длительность интервала паузы  $\tau$  в общем случае удовлетворяет неравенству:

$$0 < \tau < 0,5T, \quad (5)$$

где  $T$  — период выходной частоты инвертора.

Выражение (5) соответствует условиям физической реализуемости. Для инверторов напряжения с КРК имеем:

$$\tau \ll T. \quad (6)$$

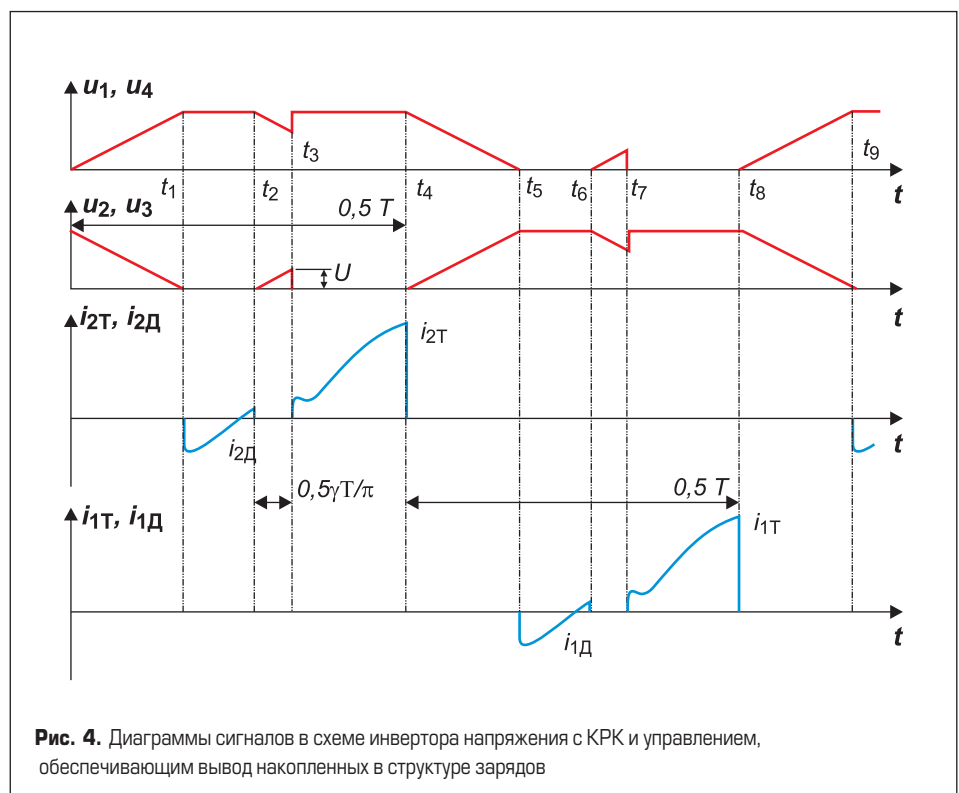


Рис. 4. Диаграммы сигналов в схеме инвертора напряжения с КРК и управлением, обеспечивающим вывод накопленных в структуре зарядов

Рассмотренный способ управления инвертором напряжения с КРК из-за неограниченного разряда (или заряда) формирующих конденсаторов, таким образом, нельзя отнести в полной мере к эффективным техническим решениям.

Для повышения надежности работы инверторов напряжения с КРК и ПНН на МДП-транзисторах способ управления необходимо изменить.

Отказы, обусловленные влиянием накопленного заряда в структуре интегрального диода, происходят при выключении МДП-транзистора. В момент выключения через транзистор протекает наибольший ток. Этот ток может легко локализоваться в структуре паразитного биполярного транзистора, если она активирована остаточным зарядом периферии канала, накопленным при проводимости интегрального диода и полностью не выведенным. В результате именно вторичный пробой паразитного биполярного транзистора приводит к разрушению всей структуры и выходу прибора из строя.

Для того чтобы этого избежать, необходимо полностью восстановить интегральный диод до момента выключения транзисторной структуры. Наиболее просто это осуществить, если МДП-структуру включать не ранее момента начала проводимости интегрального диода и, тем более, не ранее того момента, когда напряжение на вентиляльной ячейке снизится до нулевого уровня, как в известном способе, а наоборот — позднее, когда ток интегрального диода изменит направление на обратное, избыточный заряд будет выведен, а диод восстановлен. Восстановление внутреннего диода произойдет в анализируемых схемах не ранее момента, когда появится положительное напряжение  $U$  на вентиляльной ячейке, транзистор которой следует включить (рис. 4).

Интегральный диод МДП-транзистора работает как любой другой силовой диод с  $p-n$ -переходом. Вначале, при положительной полярности напряжения, он проводит ток в прямом направлении, а затем, при смене полярности напряжения, некоторое время проводит ток в обратном направлении за счет накопленных избыточных носителей заряда. Величина обратного тока определяется величиной накопленного заряда. Если этот заряд израсходован, обратный ток диода обрывается. Появление прямого напряжения  $U$  на вентиляльной ячейке гарантированно означает, что интегральный  $pin$ -диод восстановил свои вентиляльные свойства и неравновесный заряд полностью выведен из структуры прибора. Следовательно, далее, после интервала проводимости, МДП-транзистор может быть надежно и безопасно выключен, а потери управляемости прибора не произойдет.

Важным преимуществом нового способа управления инвертором напряжения с КРК и ПНН является то, что для него просто устанавливаются условия:

$$\gamma \rightarrow 0; U \rightarrow 0, \quad (7)$$

где  $\gamma$  — угол задержки включения транзисторной структуры относительно момента выключения внутреннего диода.

Действительно, уровень напряжения  $U$  на вентиляльной ячейке при включении транзистора может быть очень малым и определяется только надежностью фиксации наличия этого напряжения измерительными узлами системы управления инвертора, так как интегральный диод к моменту фиксации восстановит свои вентиляльные свойства.

При малых уровнях прямого напряжения  $U$  на ячейках неограниченные разрядные токи через вентили инвертора в моменты коммутаций не протекают. Не происходит и никаких потерь преимуществ работы с КРК и снижения коэффициента использования напряжения  $E$  источника питания инвертора в номинальных режимах. Процесс коммутации вентилей является полностью контролируемым и управляемым, вследствие чего могут быть снижены требования к временным и динамическим характеристикам применяемых МДП-транзисторов.

На рис. 4 упрощенные временные диаграммы токов и напряжений на элементах схем инверторов напряжения с КРК и ПНН приведены для конечного значения угла задержки  $\gamma$ . В моменты включения ( $t_3$ ,  $t_7$ ) транзисторов ( $V1-V4$ ) через них протекают ограниченные разрядные токи ( $i_{1T}$ ,  $i_{2T}$ ). На диаграммах мгновенные напряжения на вентиляльных ячейках ( $V1-V4$  или  $V11-V44$ ) обозначены как  $u_1-u_4$ , а мгновенные токи внутренних диодов ( $VD1-VD4$ ) — как  $i_{1д}$ ,  $i_{2д}$ . Смысл остальных обозначений понятен из текста статьи.

Для инверторов напряжения с КРК и ПНН в любой момент времени выполняются равенства:

$$\begin{aligned} u_1(t) + u_2(t) &= E; \\ u_3(t) + u_4(t) &= E; \\ E - u_1(t) - u_4(t) &= u_Z(t); \\ E - u_2(t) - u_3(t) &= -u_Z(t), \end{aligned} \quad (8)$$

где  $u_Z(t)$  — мгновенное напряжение на выходных выводах инвертора.

Система (8) определяет законы изменения кривых мгновенных напряжений ( $u_1-u_4$ ) вентиляльных ячеек ( $V1-V4$  или  $V11-V44$ ) и выходных выводов ( $u_Z$ ).

Из (8) для мгновенного напряжения  $u_Z$  на выходных выводах инвертора напряжения с КРК и ПНН можно записать очевидное выражение:

$$u_Z(t) = \{u_2(t) + u_3(t) - u_1(t) - u_4(t)\}/2. \quad (9)$$

Пауза ( $\tau$ ) в работе инвертора, то есть интервал коммутации на диаграммах рис. 4 соответствует временным интервалам:  $[0, t_1]$ ,  $[t_4, t_5]$  и  $[t_8, t_9]$ .

Угол задержки  $\gamma$  равен:

$$\gamma = 2\pi(t_3 - t_2)/T = 2\pi(t_7 - t_6)/T. \quad (10)$$

Отметим, что управление инвертором напряжения с КРК и ПНН по рассмотренному

способу реализуется также путем контроля тока в нагрузочной диагонали аналогично [10]. На самом деле момент восстановления внутреннего диода соответствует моменту изменения направления тока в нагрузочной диагонали инвертора. Осуществляя включение очередных транзисторов непосредственно после изменения «знака» тока в нагрузке, можно обеспечить восстановление вентиляльных свойств внутренних диодов в необходимые моменты.

Новый способ управления, таким образом, исключает явное противоречие, присущее известному способу, когда вместо положительного эффекта можно получить прямо обратный результат — его отсутствие. Использование нового способа управления позволяет существенно повысить надежность работы МДП-транзисторов в схемах высокочастотных инверторов напряжения с КРК и ПНН, без какого-либо усложнения силовой части и систем управления преобразовательных устройств.

## Литература

1. Пат. № 0072802, РФ, МКИ H02 M 7/5387. Инвертор напряжения / Е. М. Силкин // Бюл. 2008. № 12.
2. Силкин Е. М. Схемотехника, электромагнитные процессы и способы управления независимых инверторов напряжения с квазирезонансной коммутацией / Тез. докл. VIII всерос. науч.-техн. конференции, посвящ. динамике нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем. 4–6 июня 2009 г. Чебоксары, 2009.
3. З. № 2009116601, РФ, МКИ H02 M 7/5387. Независимый инвертор напряжения с квазирезонансной коммутацией / Е. М. Силкин // Бюл. 2009. № 8.
4. Fiel A., Wu T. MOSFET failure modes in ZVS full-bridge switching mode power supply applications // International Rectifier. 2001.
5. Пат. № 2061292, РФ, МКИ H 02 M 5/44. Способ управления преобразователем частоты / Е. М. Силкин // Бюл. 1996. № 15.
6. Пат. № 2159500, РФ, МКИ H02 M 5/44. Способ управления преобразователем частоты / Е. М. Силкин // Бюл. 2000. № 32.
7. Jang Y., Jovanovic V. A new HWW ZVS full-bridge converter // Power Electronics Laboratory. Delta Products Corporation, P.O. Box 12173, Research Triangle Park. 2006. No. 27109.
8. Башкиров В. И. Оптимизированные МДП-транзисторы для инверторов с жесткими и мягкими режимами переключения // Электротехника. 2002. № 12.
9. Сапо Л., Дирбергер К., Редл Р. Поведение высоковольтных MOSFET-транзисторов в преобразователях с мягким переключением: анализ и повышение надежности // Компоненты и технологии. 2006. № 4.
10. Пат. № 2159497, РФ, МКИ H02 M 5/44. Способ управления преобразователем частоты / Е. М. Силкин // Бюл. 2000. № 32.