

# Независимые инверторы напряжения

## с квазирезонансной коммутацией для высокочастотных применений

**В высокочастотных применениях полупроводниковых преобразователей электрической энергии определяющими в балансе потерь являются коммутационные потери в силовых вентилях. Квазирезонансная коммутация (КРК) вентилях в мощных инверторах позволяет существенно уменьшить потери и расширить диапазон рабочих частот, повышает надежность и улучшает электромагнитную совместимость систем электропитания и управления с сетью и нагрузкой [1, 2]. Новые мостовые (full-bridge) независимые инверторы напряжения с КРК имеют более простые и эффективные силовые схемы, и в них обеспечивается высокая симметрия нагрузок вентилях. Для этих схем применимы все известные способы регулирования и импульсной модуляции, в том числе односторонней или двухсторонней однократной и многократной двухполярной релейно-импульсной модуляции (РИМ).**

Евгений Силкин, к. т. н.

elsi-mail@ya.ru

Высокочастотные применения (различные электротехнологии, устройства электропитания для систем промышленной автоматики и средств телекоммуникаций) представляют сегодня достаточно широкую область внедрения силовых полупроводниковых преобразователей электрической энергии. При выходных мощностях более одного киловатта на частотах десятки и сотни килогерц применять «жесткую» коммутацию (hard switch, HS) силовых вентилях в этих устройствах практически невозможно. Поэтому наиболее часто используются топологии преобразователей с переключениями вентилях при нулевом напряжении (ПНН) и нулевом токе (ПНТ). Режимы коммутации силовых вентилях при нулевом напряжении в зарубежных литературных источниках обозначается также как ZVS (zero voltage switching), а коммутации при нулевом токе как ZCS (zero current switching).

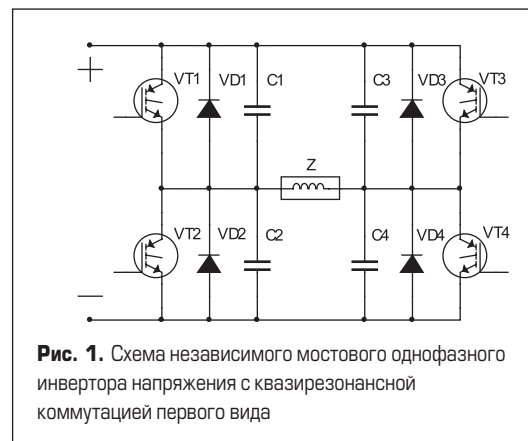
Следует отметить, что применение схем с режимами ПНН и ПНТ, при всех их преимуществах, иногда приводит и к существенным проблемам, связанным, например, с обеспечением эффективного вывода при работе устройств накопленных зарядов неравновесных носителей из базовых областей структур используемых силовых полупроводниковых приборов. Качественное проектирование мощных высокочастотных преобразователей требует оптимального сочетания схемотехнических решений, достаточно сложных способов управления и регулирования и правильного выбора типов используемых вентилях для каждой конкретной задачи.

Тем не менее, режимы ПНН и ПНТ, а также квази-ПНН и квази-ПНТ, широко реализуются в высокочастотных инверторах различных классов с КРК.

Независимый инвертор напряжения с КРК первого вида, изображенный на рис. 1, был предложен

в 1985 году и впервые серийно применен в системах электропитания индукционных нагревательных установок малой мощности [3, 4]. За прошедшие почти четверть века этот инвертор стал основой для разработки большого класса устройств (от четвертьмостовой до трехфазной мостовой схем [5, 6], а также различных вариантов несимметричных и многоуровневых схем). Схема первого вида сегодня широко используется для управления индукционных нагревателей различного назначения, в преобразователях для сварки, в источниках электропитания систем промышленной автоматики, телекоммуникаций, плазмохимических установок [7–19]. Некоторые производители электронных компонентов для классического инвертора напряжения с КРК разработали и выпускают специальные силовые вентилях и системы регулирования в интегральном исполнении [19–21].

Инвертор напряжения первого вида имеет известные преимущества и недостатки [22, 23]. Не оста-

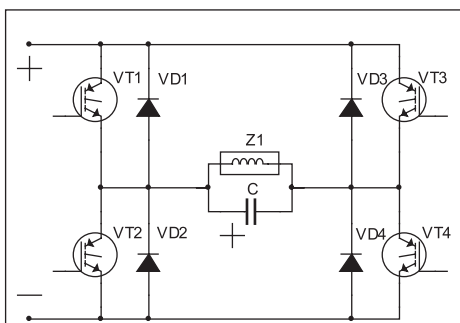


**Рис. 1.** Схема независимого мостового однофазного инвертора напряжения с квазирезонансной коммутацией первого вида

навливаясь на них, отметим, что для однофазной мостовой симметричной схемы необходимы четыре формирующих (снабберных) конденсатора С1–С4. Как правило, это дополнительные элементы, которые совместно с собственными емкостями обеспечивают заданные траектории переключений управляемых и неуправляемых вентилях (VT1–VT4, VD1–VD4) в инверторе. Если величины общих емкостей, например, по причине технологических разбросов, различаются, то возникает асимметрия токов в плечах моста инвертора на интервалах перезаряда формирующих конденсаторов С1–С4. Эта асимметрия может привести, в частности, к переходу отдельных вентилях (VT1–VT4) в режим «жесткой» коммутации и является одной из причин отказов.

Классический инвертор напряжения с КРК обладает, таким образом, сравнительно сложной силовой схемой, что снижает технологичность конструкций реальных устройств на его основе, и при работе для него возможна асимметрия токов в смежных плечах моста.

На рис. 2 приведена схема нового инвертора напряжения с КРК второго вида [24, 25]. Для схемы второго вида требуется только один формирующий конденсатор С. Характер электромагнитных процессов в новом инверторе подобен электромагнитным процессам в классическом инверторе. При этом максимальное напряжение на формирующем конденсаторе С в схеме второго вида также равно напряжению источника питания Е инвертора, а максимальный ток, для одинакового режима, только в два раза выше. Следовательно, суммарная (расчетная) установленная мощность дополнительных емкостных элементов в новом инверторе напряжения с КРК в два раза меньше, чем в классической схеме. Асимметрия токов плеч моста в инверторе второго вида практически исключена.



**Рис. 2.** Схема независимого мостового однофазного инвертора напряжения с квазирезонансной коммутацией второго вида

В независимых инверторах при управлении по методам РИМ, в общем случае, момент включения (или выключения) очередного управляемого вентиля определяется электромагнитными процессами в силовой схеме, как в релейных системах, а момент выключения (включения) синхронизируется с опорным временным сигналом, как в системах с импульсной модуляцией (односторонняя РИМ), или оба момента (включения и выключения) определяются электромагнитными процессами

(двухсторонняя РИМ). Это можно записать в виде:

$$t_H = t_0 + \alpha(q),$$

$$t_K = t_0 + kT$$

или, соответственно,

$$t_H = t_0 + \alpha(q),$$

$$t_K = t_0 + kT - \gamma(q), \quad (1)$$

где  $\alpha$  — временной интервал задержки включения очередного вентиля относительно фронта опорного временного сигнала;  $q$  — вектор параметров состояния;  $k$  — константа;  $t_0$  — начало периода;  $t_H$  — фронт импульса управления;  $t_K$  — срез импульса управления;  $T$  — период опорного временного сигнала;  $\gamma$  — временной интервал опережения выключения вентиля относительно среза опорного временного сигнала.

В инверторах напряжения с КРК возможно применение однократной и многократной двухполярной РИМ. Многократная однополярная РИМ в таких инверторах не реализуется, так как в этом случае не обеспечиваются необходимые начальные условия для «мягкой» коммутации вентилях.

Основным режимом работы инверторов напряжения с КРК, все-таки, следует считать режим однократной односторонней РИМ. Хотя достаточно часто применяется и метод фазового (внутримостового) регулирования.

При фазовом регулировании имеет место асимметрия нагрузок вентилях разных групп (VT1, VT3, VD1, VD3 и VT2, VT4, VD2, VD4), а также возможен переход от режима КРК к режиму «жесткой» коммутации (НС), в первую очередь, для управляемых вентилях отстающей группы.

Для иллюстрации качественного характера электромагнитных процессов в мостовом инверторе напряжения с КРК второго вида и однократной односторонней РИМ рассмотрим электромагнитные процессы при работе на активную нагрузку (результатирующая реакция формирующей цепи в диагонали переменного тока имеет активно-индуктивный характер за счет дополнительного дросселя либо трансформатора) или на наиболее распространенную, активно-индуктивную нагрузку. Введем следующие обозначения:

$$\delta = R/2L;$$

$$\Omega = 1/\sqrt{LC};$$

$$\omega = \sqrt{(\Omega^2 - \delta^2)};$$

$$I_1 = (2E + U_0)/2\omega L;$$

$$I_2 = E/R;$$

$$U_0 = I_0 R;$$

$$U_1 = I_1 R = \delta (2E + U_0)/\omega;$$

$$U_2 = I_0 L, \quad (2)$$

где  $R$  — активное сопротивление результирующей нагрузки  $Z$  или эквивалентное активное сопротивление в последовательной схеме ее замещения (активно-индуктивная нагрузка  $Z$ );  $L$  — индуктивность дросселя формирующей цепи диагонали переменного тока или последовательной схемы замещения активно-индуктивной нагрузки  $Z$ ;  $C$  — величина емкости формирующего (снабберного) конден-

сатора, который подключен параллельно нагрузке  $Z$ ;  $I_0$  — максимальный ток управляемого вентиля (VT1–VT4) на периоде выходной частоты  $T$ .

Определим период  $T$  выходного сигнала (период выходной частоты инвертора) как

$$T = 2\pi/\omega, \quad (3)$$

где  $\omega$  — угловая частота управления инвертором;  $\pi$  — число.

Параметры элементов схемы инвертора напряжения с КРК связаны соотношением:

$$R < 2\sqrt{(L/C)}, \quad (4)$$

что соответствует колебательному (резонансному) характеру процесса перезаряда формирующего конденсатора С на интервале паузы  $\zeta$ . Интервал паузы  $\zeta$  — это интервал выключенного состояния всех вентилях VT1–VT4, VD1–VD4 инвертора.

В общем случае интервал паузы  $\zeta$  в инверторе напряжения по приведенной схеме (из условия физической реализуемости) должен удовлетворять очевидному неравенству:

$$0 < \zeta < T/2. \quad (5)$$

Интервал  $\zeta$  представляет собой фактически интервал переключения вентилях (интервал коммутации).

При малой относительной длительности временного интервала коммутации (и, соответственно, угла коммутации  $s$ ), по сравнению с установленным периодом выходного сигнала  $T$  ( $2\pi$  рад), то есть при выполнении условия

$$s = 2\pi\zeta/T \ll 2\pi, \quad (6)$$

характеристики автономного инвертора можно считать соответствующими характеристикам инвертора напряжения.

Таким образом, резонансная частота параллельного контура, образованного цепью нагрузки ( $R, L$ ) и снабберным конденсатором С, в инверторе напряжения с КРК должна быть значительно выше выходной частоты  $\omega$ :

$$\omega \gg \underline{\omega}. \quad (7)$$

Это не означает, что при меньших значениях (сравнимые частоты  $\omega$  и  $\underline{\omega}$ ) отношения (7) параллельные инверторы по рис. 2, а также классический инвертор (рис. 1) перестают быть работоспособными. Их характеристики лишь определенным образом модифицируются. Инвертор при сравнимых частотах  $\omega$  и  $\underline{\omega}$  по характеру электромагнитных процессов становится близким согласованному инвертору за счет увеличения импеданса эквивалентной цепи питания. Режим согласованного инвертора в настоящей статье не рассматриваем.

Отметим, что анализируемый режим работы (параллельного инвертора напряжения с КРК) реализуется только в устройствах на полностью управляемых вентилях VT1–VT4 или их аналогах.

Период  $T$  выходного сигнала инвертора напряжения с КРК состоит из двух полуперио-

дов. Каждый полупериод включает два интервала: проводимости вентиляционной ячейки и паузы  $\zeta$ . Электромагнитные процессы в течение полупериодов полного цикла  $T$  протекают аналогично. Отличия заключаются только в противоположных (на разных полупериодах) направлениях напряжений и токов элементов и наборах номеров коммутируемых вентилях (VT1, VT4, VD1, VD4 и VT2, VT3, VD2, VD3 соответственно). Интервал проводимости вентиляционной ячейки состоит из интервалов проводимости встречно-параллельного диода VD1–VD4 и управляемого вентиля VT1–VT4.

Диоды (VD1–VD4) начинают проводить ток после окончания интервала паузы  $\zeta$ . Для принятых на рис. 2 обозначений встречно-параллельные диоды VD1, VD4 включаются в момент, когда напряжение  $u_C$  на формирующем конденсаторе С становится равным напряжению  $E$  источника питания инвертора. Ток  $i_Z$  через нагрузку  $Z$  (то есть через  $R, L$ ) вначале имеет условно положительное направление (протекает справа налево по схеме рис. 2).

При включении диодов VD1, VD4 ток  $i_Z$  в диагонали переменного тока инвертора и нагрузке ( $R, L$ ) выражается зависимостью:

$$i_Z(t) = I_2 - (I_0 + I_2)e^{\delta(T-2t)}. \quad (8)$$

Ток  $i_D$  диодов VD1, VD4 быстро нарастает до тока  $i_Z$  нагрузки  $Z$ . Однако коммутационные потери во встречно-параллельных диодах VD1, VD4 малы, так как напряжение ( $u_D$ ) на них в момент включения равно нулю:

$$u_D(t) = 0. \quad (9)$$

Ток  $i_C$  через формирующий конденсатор С после включения диодов VD1, VD4 не протекает. То есть имеем:

$$i_C(t) = 0. \quad (10)$$

Напряжения  $u_R$  на активном сопротивлении  $R$  и  $u_L$  на индуктивности дросселя  $L$  формирующей цепи, соответственно, определяются как:

$$\begin{aligned} u_R(t) &= E - (E + U_0)e^{\delta(T-2t)}; \\ u_L(t) &= (E + U_0)e^{\delta(T-2t)}. \end{aligned} \quad (11)$$

Напряжение  $u_C$  на формирующем конденсаторе С и  $u_Z$  на нагрузке  $Z$  равны напряжению питания  $E$  инвертора:

$$u_C(t) = u_Z(t) = E. \quad (12)$$

Так как управляемые вентили и диоды в ячейках включены встречно-параллельно, то выполняется равенство:

$$u_T(t) = -u_D(t), \quad (13)$$

где  $u_T$  — мгновенное напряжение на соответствующем управляемом вентиле VT1–VT4.

Напряжение на управляемых вентилях VT2, VT3 (для непроводящих ячеек) при работе диодов VD1, VD4 равно напряжению источника питания  $E$ :

$$u_T(t) = E. \quad (14)$$

В параллельном инверторе напряжения с КРК всегда выполняется условие:

$$u_1(t) + u_2(t) = u_3(t) + u_4(t) = E, \quad (15)$$

где  $u_1$ – $u_4$  — мгновенные напряжения на вентилях ячейках.

В момент времени  $\alpha$  ток  $i_D$  встречных диодов VD1, VD4 становится равным нулю, формируются сигналы управления и включаются очередные транзисторы VT1, VT4. Ток  $i_Z$  через нагрузку  $Z$  изменяет направление на противоположное (условно отрицательное).

Интервал задержки  $\alpha$  включения транзисторов VT1, VT4 относительно фронта опорного временного сигнала РИМ равен:

$$\alpha = \zeta + \frac{1}{2} \left( T - \frac{1}{\delta} \ln \frac{E}{E + U_0} \right). \quad (16)$$

Транзисторы VT1, VT4 выключаются по срезу опорного временного сигнала РИМ в момент времени  $T/2$ . При выключении ток  $i_T$  транзисторов VT1, VT4 максимален и выражается как:

$$i_T(T/2) = I_0 = i_Z(T/2). \quad (17)$$

На интервале проводимости вентилях VT1, VT4 (или VT2, VT3 на следующем полупериоде) также выполняется соотношение (12), поэтому коммутационные потери в управляемых вентилях VT1, VT4 минимальны.

В интервале паузы  $\zeta$  (для условно положительного тока  $i_Z$  нагрузки) напряжения  $u_C$  на формирующем конденсаторе С и  $u_Z$  на нагрузке  $Z$  изменяются от значения  $-E$  до значения  $+E$  по закону:

$$\begin{aligned} u_C(t) &= u_Z(t) = \\ &= e^{\delta t} \{ (U_2 - 1,5U_1) \sin(\omega t) - E \cos(\omega t) \}. \end{aligned} \quad (18)$$

Напряжения  $u_R$  на активном сопротивлении  $R$  и  $u_L$  на индуктивности дросселя  $L$  формирующей цепи определяются из зависимости:

$$\begin{aligned} u_R(t) &= e^{\delta t} \{ E \cos(\omega t) - U_1 \sin(\omega t) \}; \\ u_L(t) &= -e^{\delta t} \{ (E + U_0) \cos(\omega t) - \\ &\quad (0,5U_1 + U_2) \sin(\omega t) \}. \end{aligned} \quad (19)$$

Токи  $i_Z$  в нагрузке  $Z$  и  $i_C$  через формирующий конденсатор С вначале несколько увеличиваются относительно тока  $I_0$ , а затем начинают уменьшаться от максимального значения  $I_Z$  по колебательному закону в соответствии с выражением:

$$i_Z(t) = i_C(t) = e^{\delta t} \{ I_0 \cos(\omega t) - I_1 \sin(\omega t) \}. \quad (20)$$

Так как емкость формирующего конденсатора С сравнительно небольшая, увеличение тока  $i_Z$  нагрузки  $Z$  (и  $i_C$ ) относительно величины тока  $I_0$  незначительное.

Ток  $i_Z$  в нагрузке  $Z$  достигает своего максимального значения  $I_Z$  в момент времени  $\tau$ , соответствующего полному разряду формирующего конденсатора С:

$$\tau = (1/\omega) \arctg(2E/(2U_2 - 3U_1)). \quad (21)$$

При этом значение максимального тока  $I_Z$  равно:

$$I_Z = e^{-\delta \tau} \{ I_0 \cos(\omega \tau) - I_1 \sin(\omega \tau) \}. \quad (22)$$

Для анализируемого инвертора на интервале паузы  $\zeta$  мгновенные напряжения  $u_1$ – $u_4$  вентилях ячеек ранее выключившихся транзисторов нарастают по колебательному закону от нулевого значения до максимального, равного напряжению источника питания инвертора  $E$ , а напряжения на вентилях ячеек с транзисторами, которые должны вступить в работу, спадают от максимального значения  $E$  до нулевого (в конце интервала  $\zeta$ ):

$$\begin{aligned} u_1(t) &= u_4(t) = E - 0,5 \{ E + e^{\delta t} \{ E \cos(\omega t) + \\ &\quad + (1,5U_1 + U_2) \sin(\omega t) \} \}; \\ u_2(t) &= u_3(t) = 0,5 \{ E + e^{\delta t} \{ E \cos(\omega t) + \\ &\quad + (1,5U_1 + U_2) \sin(\omega t) \} \}. \end{aligned} \quad (23)$$

Для напряжений  $u_1$ – $u_4$  в интервале паузы  $\zeta$  (при обозначениях по рис. 2) выполняются очевидные соотношения:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= u_4(t) = (E - u_Z(t))/2; \\ u_2(t) &= u_3(t) = (E + u_Z(t))/2. \end{aligned} \quad (24)$$

В конце интервала  $\zeta$  имеем:

$$\begin{aligned} E + Ee^{\delta \zeta} \cos(\omega \zeta) + (1,5U_1 + U_2)e^{\delta \zeta} \sin(\omega \zeta) &= 0; \\ i_Z(\zeta) &= I_0 e^{-\delta \zeta} \cos(\omega \zeta) - I_1 e^{-\delta \zeta} \sin(\omega \zeta); \\ i_Z(\zeta) &= I_2 - (I_0 + I_2)e^{\delta \zeta}; \\ u_C(\zeta) &= u_Z(\zeta) = E. \end{aligned} \quad (25)$$

В новом параллельном инверторе напряжения с КРК и управлением по методу РИМ, таким образом, включение транзисторов VT1–VT4 осуществляется при нулевых значениях тока  $i_T$  и напряжения  $u_T$ , а выключение — при нулевом значении напряжения  $u_T$  на них. Максимальное напряжение на вентилях ячеек  $u_1$ – $u_4$  равно напряжению источника питания инвертора  $E$ , а максимальный ток  $I_0$  через транзисторы VT1–VT4 протекает в момент их выключения. Диоды VD1–VD4 включаются на максимальный ток  $i_Z(\zeta)$  при нулевом напряжении  $u_D$ , а выключаются при нулевом токе  $i_D$  и нулевом напряжении  $u_D$  на них.

Для удобства представления режимы параллельного инвертора напряжения с КРК и РИМ при коммутациях управляемых VT1–VT4 и неуправляемых вентилях VD1–VD4 сведены в таблицу.

**Таблица.** Режимы параллельного инвертора напряжения

Вентили	Коммутация		
	Включение		Выключение
Транзисторы	ПНН	ПНТ	ПНН
Диоды	ПНН		ПНТ

На рис. 3 приведены осциллограммы токов и напряжений на элементах инвертора.

На первой осциллограмме даны мгновенные токи  $i_T, i_D$  через вентиляльные ячейки и напряжение  $u_Z$  на нагрузке  $Z$ . Напряжение  $u_Z$  на нагрузке  $Z$  имеет квазисинусоидальную форму с высоким содержанием первой гармоники. Гармонический состав выходного на-

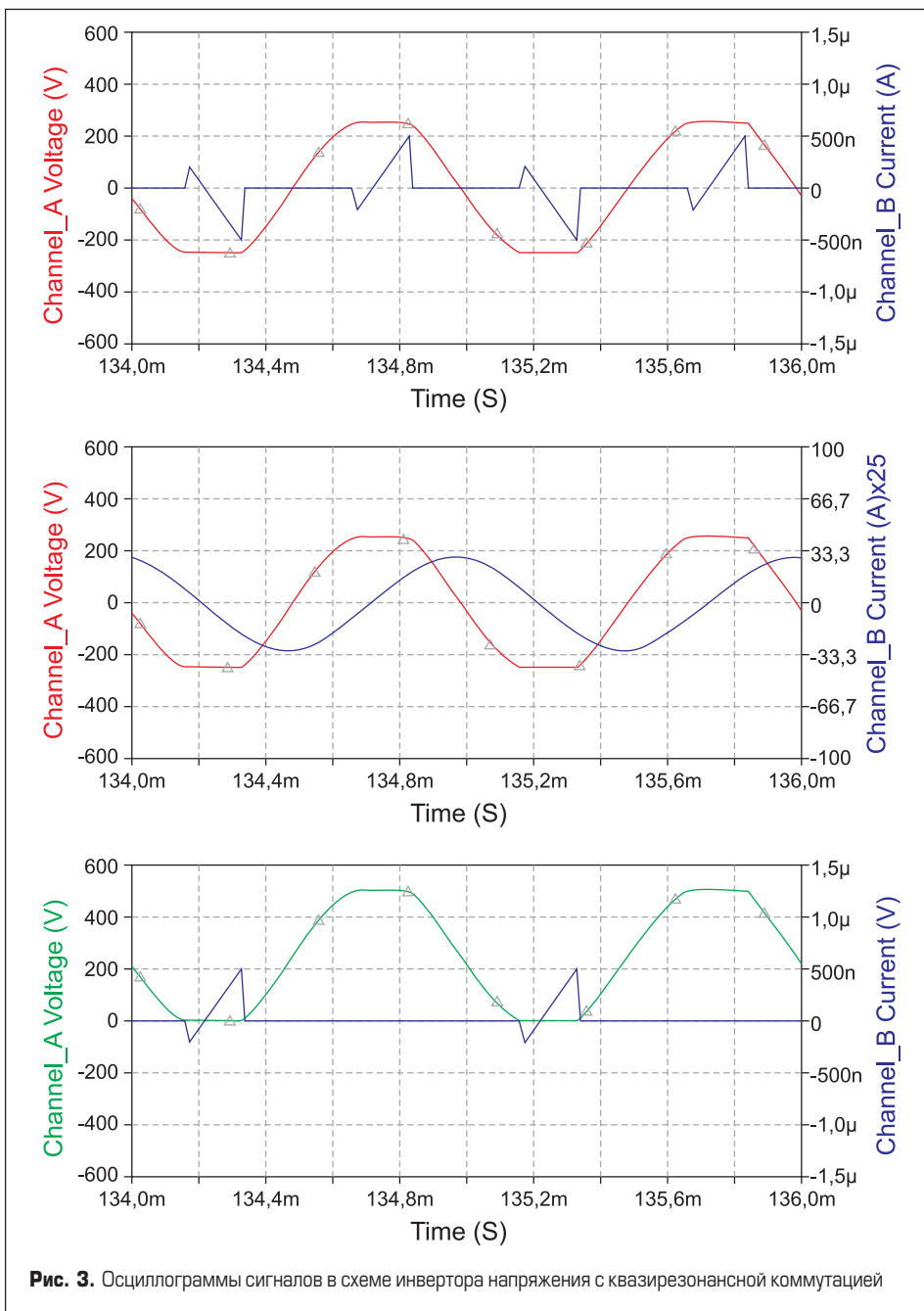


Рис. 3. Осциллограммы сигналов в схеме инвертора напряжения с квазирезонансной коммутацией

пряжения  $u_z$  зависит от относительной длительности интервала паузы  $\zeta$ .

Эффективное (действующее) значение  $U_z$  выходного напряжения для параллельного инвертора с учетом (5) находится в диапазоне:

$$E/\sqrt{2} < U_z(\zeta) < E. \quad (26)$$

Соответственно коэффициент амплитуды  $\kappa_A$  кривой выходного напряжения  $u_z$  удовлетворяет неравенству:

$$\sqrt{2} > \kappa_A > 1. \quad (27)$$

Значение для коэффициента амплитуды  $\kappa_A$  чисто синусоидальной кривой, как известно, равно  $\sqrt{2}$ .

При возрастании интервала паузы  $\zeta$  эффективное выходное напряжение  $U_z$  инвертора уменьшается. Однако форма кривой напряжения  $u_z$  с ростом  $\zeta$  приближается к синусоидальной.

На второй осциллограмме приведены кривые мгновенных значений выходного напряже-

ния  $u_z$  и тока  $i_z$ . Уровень первой гармоники выходного тока  $i_z$  как видно, достаточно высок.

На третьей осциллограмме изображены мгновенные токи ( $i_T, i_D$ ) и напряжения на вентильных ячейках  $u_1-u_4$ .

Осциллограммы (рис. 3) наглядно иллюстрируют работу устройства в режиме инвертора напряжения с КРК.

Недостатком нового параллельного инвертора напряжения с КРК, что аналогично классическому инвертору, является необходимость выполнения условия запуска устройства одновременно с подачей напряжения питания. Только в этом случае сохраняются условия для «мягкого» переключения управляемых вентилях VT1-VT4 во всех режимах работы, включая пусковые.

Как уже отмечено, новый независимый инвертор имеет определенные преимущества перед классическим инвертором напряжения с КРК первого вида, что расширяет области его применения.

Можно предположить, что в классическом инверторе в качестве снабберных емкостей

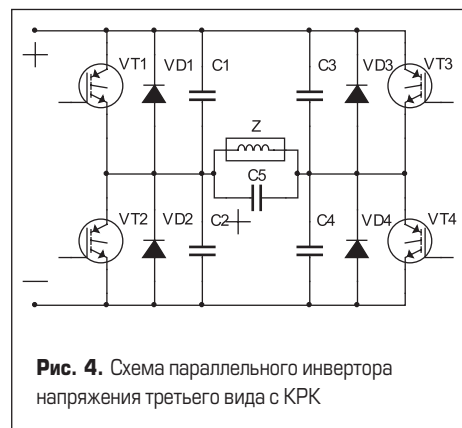


Рис. 4. Схема параллельного инвертора напряжения третьего вида с КРК

$C1-C4$  легко использовать только собственные емкости вентилях VT1-VT4. Это позволило бы существенно упростить конструкцию устройств на основе классического инвертора первого вида. Однако в практических случаях собственных емкостей вентилях VT1-VT4, как правило, недостаточно. Поэтому параллельно вентильным ячейкам в реальных устройствах всегда включают дополнительные конденсаторы. То есть упростить конструкцию преобразователей по схеме классического инвертора первого вида на практике не удастся.

Вместе с тем, заметим, что в некоторых случаях может потребоваться реализация «комбинированной» схемы параллельного инвертора напряжения третьего вида с КРК, которая представлена на рис. 4. В таком инверторе величины емкостей  $C1-C4$ , шунтирующих вентильные ячейки снабберных конденсаторов  $C1-C4$ , могут быть значительно уменьшены.

Инвертор, выполненный по схеме рис. 4, работает аналогично инверторам по схеме рис. 1, 2.

По рассмотренному принципу возможно также создание топологий нулевых, четвертьмостовых и полумостовых однофазных, а также мостовых трехфазных схем независимых инверторов напряжения с КРК.

Преимущества новых инверторов напряжения с КРК параллельного типа гарантируют в перспективе их широкое практическое применение, как это было ранее со схемой мостового инвертора напряжения первого вида.

### Литература

1. Силкин Е. М. Релейно-импульсное управление в инверторах тока и напряжения с квазирезонансной коммутацией // Тезисы докл. между. научно-тех. конф., посвящ. методам и средствам управления технологическими процессами. Саранск. 25-27 октября 1999 г.
2. Редди С. Р. Основы силовой электроники / Пер. с англ. М.: Техносфера, 2006.
3. Дзлиев С. В., Силкин Е. М. Обзор, статические преобразователи частоты, силовые полупроводниковые приборы, схемотехника, способы управления, конструирование, промышленные образцы // Отчет о НИР, гос. рег. № 0188.0013747, инв. № 366N6. Л., 1988.
4. Силкин Е. М., Дзлиев С. В., Тазихин С. Н. Разработка индукционных электроплит // Тезисы докл. научно-тех. конф., посвящ. научным основам создания энергосберегающей техники и технологий. 27-29 ноября 1990 г. М., 1990.



5. Патент РФ 2210152, МКИ H02 N7/122. Инвертор напряжения / Е. М. Силкин / Б. И. 2003. № 22.
6. Силкин Е. М. Способ управления транзисторным преобразователем частоты для асинхронного двигателя // Тезисы докл. межд. научно-тех. конф., посвящ. автоматизированному электроприводу (АЭП-2001). Нижний Новгород, 12–14 сентября 2001 г.
7. Патент РФ 2031534, МКИ H02 M5/45. Преобразователь переменного тока для питания индуктора / Е. М. Силкин // Б. И. 1995. № 8.
8. Силкин Е. М. Транзисторные ВЧ-генераторы для электротехнологии // Тезисы докл. II межд. научно-тех. конф., посвящ. электромеханике и электротехнологии. Симферополь, 1–5 октября 1996 г.
9. Полищук А. Схемотехника современных мощных источников электропитания для телекоммуникационного оборудования и систем промышленной автоматики // Силовая электроника. 2005. № 2.
10. Петров С. Перспективная схемотехника сварочных инверторов // Современная электроника. 2009. № 1.
11. Бардин А. И. Инверторное сварочное оборудование // Тезисы докл. научно-тех. конф., посвящ. силовой электронике. Москва, 5–6 июня 2008 г.
12. Jovanovic M. Zero voltage switching technique in high-frequency of-line converters // IEEE Proceedings of APEC, 1988.
13. Mecke H., Fischer W., Werter F. Soft switching inverter power source for arc welding // EPE'97 Conf. Trondheim, 1997.
14. Jang Y., Jovanovic V. A new HWW ZVS full-bridge converter // Power Electronics Laboratory. Delta Products Corporation, P.O. Box 12173, 5101 Davis Drive, Research Triangle Park. 2006.
15. Redl R., Balogh L., Nathan O. A novel soft switching full-bridge DC/DC converter // PESC'90 Record, 1990.
16. Frohleke N., Schniedermann M. Enhanced analysis and design issues of a 3-level DC/DC converter with zero voltage and zero current switching // 9th European conf. on power electronics and applications (EPE'01), August 2001. Graz, Austria, 2001.
17. Силкин Е. М., Кузьмин А. Ф. Системы управления с транзисторными преобразователями для промышленных озонаторов большой мощности // Электротехника. 2001. № 5.
18. Сапо Л., Дирбергер К., Редл Р. Поведение высоковольтных MOSFET-транзисторов в преобразователях с мягким переключением: анализ и повышение надежности // Компоненты и технологии. 2006. № 4.
19. International Rectifier. Catalogue CA05 10/2001. Moscow: International Rectifier, 2001.
20. Башкиров В. И. Оптимизированные МОП-транзисторы для инверторов с жесткими и мягкими режимами переключения // Электротехника. 2002. № 12.
21. Andreycaк B. Phase shifted, zero voltage transition design considerations and the UC3875 PWM controller. Unitrode Application. Note U-136A.
22. Силкин Е. Применение нулевых схем инверторов тока с квазирезонансной коммутацией // Силовая электроника. 2005. № 3.
23. Силкин Е. Преобразователь для индукционного нагрева концов заготовок под пластическую деформацию и объемно-поверхностной закалки шлицевых валов // Силовая электроника. 2008. № 3.
24. Патент РФ 0072802, МКИ H02 M 7/5387. Инвертор напряжения / Е. М. Силкин // Б. И. 2008. № 12.
25. Заявка 2008130766, РФ, МКИ H02 M 5/458. Способ управления параллельным инвертором напряжения / Е. М. Силкин // Б. И. 2008. № 18.