

Электромагнитные процессы и сравнительный анализ автономных одноключевых параллельных инверторов напряжения с закрытым входом

Евгений Силкин (г. Ульяновск)

Схемы автономных одноключевых параллельных инверторов напряжения являются перспективными для применения в устройствах силовой электроники больших мощностей и частот.

В последние два десятилетия наблюдался заметный прогресс в области преобразователей для частотного электропривода и электроэнергетики, что было связано, в том числе, с разработкой современных силовых полупроводниковых полностью управляемых (двухоперационных) вентилях на большие токи и напряжения. В области же высокочастотной силовой электроники в настоящее время достижения менее значительны. Это объясняется, в первую очередь, тем, что новые типы полностью управляемых вентилях для традиционных применений остаются сравнительно низкочастотными. Действительно, рабочие частоты ШИМ в инверторах для электроприводов редко превышают 10 кГц.

Для применений в высокочастотных установках, в частности для электротехнологий, требуются источники питания и управления на мощности до сотен мегаватт и частоты до единиц мегагерц. Например, в установках высокоинтенсивной закалки (ВИЗ) могут использоваться преобразователи частоты мощностью несколько сотен киловатт, работающие на частотах от сотен килогерц до нескольких мегагерц. Не представляется возможным эффективно применять в мощных преобразователях даже относительно высокочастотные (до 400...500 кГц) кремниевые полевые транзисторы (MOSFET) из-за малых типовых величин токов и напряжений.

В области низких частот (до 10...15 кГц) с новыми полупроводниковыми приборами традиционно

успешно конкурируют обычные быстродействующие тиристоры (SCR). Использование производителями оборудования на этих частотах, например, IGBT-транзисторов или запираемых тиристоров (GTO), является лишь данью моде и не обосновано расчётом или стремлением получить технико-экономические преимущества. На высоких частотах и больших мощностях в силовой преобразовательной технике для электротехнологий по-прежнему доминируют устройства на электронных лампах.

Для комплексного решения проблемы создания новых поколений полупроводниковых преобразователей для электротехнологий необходимы более быстродействующие силовые полупроводниковые электронные компоненты, способные эффективно работать в жёстких условиях эксплуатации на повышенных частотах и при повышенных температурах. В перспективе важным направлением развития высокочастотной силовой электроники станет использование гибридных вентиляхных ячеек – сборок (управляемые вентилях с карбид-кремниевыми диодами) и чисто карбид-кремниевых приборов. Это позволит расширить диапазон применения силовых полупроводниковых приборов на частоты до нескольких мегагерц и использовать такую схемотехнику высокочастотных переключающих устройств, которая обеспечивает малые коммутационные потери в вентилях, поскольку именно они являются определяющими в балансе потерь на высоких частотах.

Совершенствование схемотехники вентиляхных преобразователей, как и ранее, будет основным в развитии высокочастотной силовой электроники. При использовании современных силовых двухоперационных полупроводниковых вентилях уже сегодня возможно создание мощных достаточно эффективных преобразователей высокой частоты для электротехнологий на основе одноключевых (quarter-bridge) схем инверторов напряжения с простой параллельной компенсацией реактивности нагрузки.

Автономные одноключевые параллельные инверторы напряжения имеют предельно простые электрические схемы [1–5]. Они обладают целым рядом положительных свойств и позволяют создавать энергоёмкие преобразовательные устройства с высокотехнологичными и сравнительно недорогими конструкциями, что особенно важно для силовой электроники больших мощностей и частот. Такие инверторы легко согласуются с наиболее распространёнными типами нагрузок и эффективно регулируются. Они надёжны, управляемы и могут работать на очень высоких частотах, в том числе, в составе электротехнологических систем самого различного назначения.

В преобразователях частоты большой мощности, в частности, для электротехнологий, как правило, необходимо использовать схемы автономных инверторов с закрытым входом, обеспечивающие отсутствие постоянной составляющей в токе нагрузки. Одноключевые инверторы без постоянной составляющей тока в нагрузке по принципу действия должны иметь закрытый вход, что требуется для исключения режима короткого замыкания источника пи-

тания в интервалах коммутаций вентилях, и не имеют по определению постоянной составляющей в токе нагрузки (за счёт использования емкостной развязки).

Электротехнологическая нагрузка в большинстве случаев является слабо демпфированной и потребляет значительную реактивную мощность индуктивного или емкостного характера. Примерами энергоёмких нагрузок индуктивного типа являются разнообразные индукционные нагреватели, а емкостного – барьерные лампы или озонаторы. Для компенсации реактивной мощности электротехнологических нагрузок используют дополнительные компенсирующие элементы с «противоположным» типом реактивности: конденсаторы для индуктивной или реакторы для емкостной нагрузки. Слабо демпфированная нагрузка с подключенным к ней компенсирующим элементом образует колебательный контур определённого вида. Наиболее предпочтительной считается схема простой параллельной компенсации реактивной мощности нагрузки, т.е. параллельный колебательный контур первого вида. Тип компенсации в принятой терминологии определяет и тип инвертора.

При этом аналогично известным и достаточно широко применяемым автономным однофазным одноключевым несимметричным, или, по-другому, четвертьмостовым (quarter-bridge) инверторам с постоянной составляющей тока в нагрузке, реализуются только две основные структуры или «вида» одноключевых параллельных инверторов напряжения с закрытым входом без постоянной составляющей тока в нагрузке. Они приведены на рисунках 1 и 2. Для определённости принято, что нагрузка инвертора напряжения представляет собой индуктор Z электротермической установки.

Как известно, работа в режиме инвертора напряжения с простой параллельной компенсацией реактивности нагрузки требует специального алгоритма управления. Существенным является то, что реализуемым способом управления должна обеспечиваться значительная индуктивная расстройка параллельного нагрузочного контура и, следовательно, работа автономного инвертора на выходной частоте $\underline{\omega}$, которая лежит значительно ниже частоты резонанса ω нагрузочного

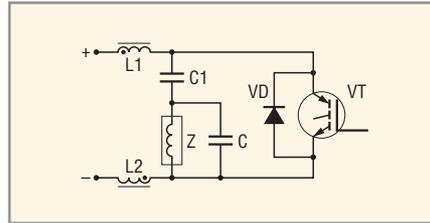


Рис. 1. Схема одноключевого параллельного инвертора напряжения без постоянной составляющей тока в нагрузке и с закрытым входом (первого вида)

контура, как правило, достаточно высокой добротности Q :

$$\underline{\omega} < \omega; \quad Q = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (1)$$

где L, r, C – параметры электрической схемы замещения нагрузочного контура параллельного типа.

Таким образом, в параллельных инверторах напряжения по определению невозможно обеспечить «полной» компенсации реактивной мощности нагрузки. Это является недостатком схем параллельных инверторов напряжения. Коэффициент использования вентилях по мощности κ_P в общепотребительной формулировке для них сравнительно низок:

$$\kappa_P = \frac{P}{\sum_n I_V(n) U_V(n)}, \quad (2)$$

где P – выходная мощность инвертора; n – число силовых вентилях всех типов; U_V, I_V – максимальные значения напряжения и тока вентилях соответственно. Данный режим работы реализуется только в устройствах на полностью управляемых вентилях или их аналогах.

Ещё одним недостатком схем параллельных инверторов напряжения является необходимость выполнения запусков одновременно с подачей напряжения питания. Однако в целом электрические режимы работы силовых вентилях в таких схемах являются благоприятными, что имеет основополагающее значение для применений на высоких частотах. Кроме того, не всегда корректно производить оценку эффективности использования силовых вентилях по выражению (2) при сравнении схем инверторов различных классов, работающих на высоких частотах. Как показали эксперименты и исследования тепловых моделей и надёжности систем, в частности, с вентилями на полевых структурах, целесо-

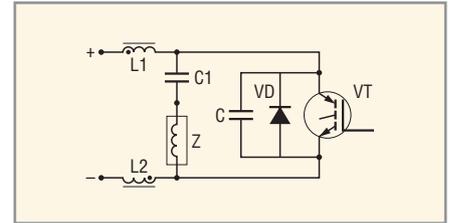


Рис. 2. Схема одноключевого параллельного инвертора напряжения без постоянной составляющей тока в нагрузке и с закрытым входом (второго вида)

образнее применять нормированный коэффициент использования вентилях по мощности $\bar{\kappa}_P$:

$$\bar{\kappa}_P = \kappa_P \kappa_A; \quad \bar{\kappa}_P = \frac{P}{\sum_n \bar{I}_V(n) U_V(n)}, \quad (3)$$

где κ_A – коэффициент амплитуды тока вентилях; \bar{I}_V – действующий ток силового вентилях. Коэффициент амплитуды тока вентилях κ_A в выражении (3) равен:

$$\kappa_A = \frac{I_V}{\bar{I}_V}. \quad (4)$$

Схемы параллельных одноключевых инверторов напряжения характеризуются достаточно высоким значением коэффициента $\bar{\kappa}_P$. В них обеспечиваются также и условия «мягкой» коммутации вентилях.

В одноключевых параллельных инверторах напряжения без постоянной составляющей тока в нагрузке (см. рис. 1 и 2) значения номиналов L_1, L_2, C_1 индуктивностей L_1, L_2 и ёмкости C_1 фильтра рекомендуется выбирать, исходя из зависимостей:

$$L_1 + L_2 > \frac{2TE^2}{\pi P}; \quad C_1 > \frac{4\pi T P}{E^2}, \quad (5)$$

где E – напряжение источника питания; P – выходная мощность инвертора при работе на нагрузку с максимальной ($Q = \max$) добротностью; \underline{P} – выходная мощность при работе на нагрузку с минимальной ($Q = \min$) добротностью; $T = 2\pi\omega^{-1}$ – период выходного сигнала. Это в принципе не означает, что при меньших значениях L_1, L_2, C_1 рассматриваемые параллельные инверторы перестают быть работоспособными. Их характеристики лишь определённым образом модифицируются, а высокочастотные пульсации входного тока i_E через дроссели L_1, L_2 и

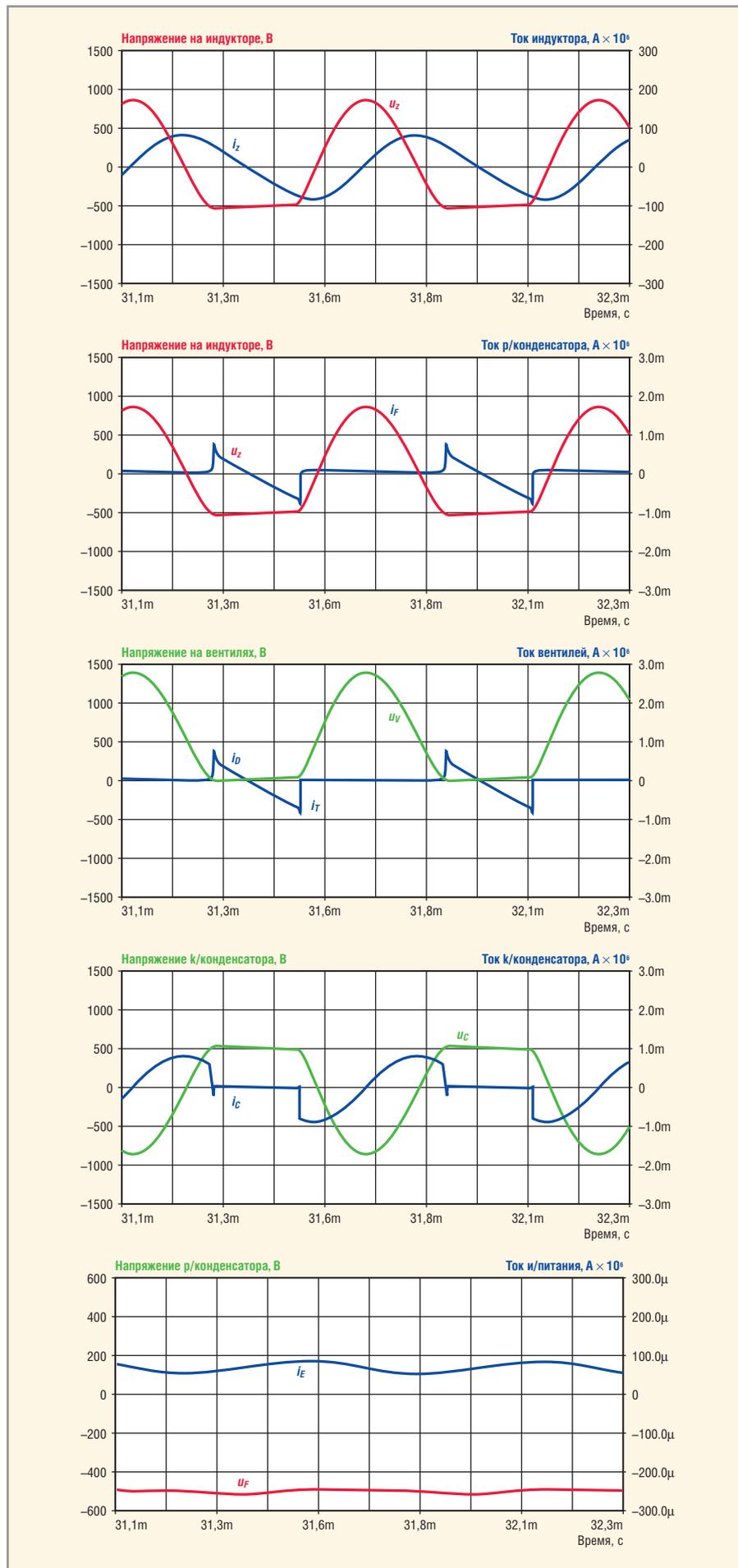


Рис. 3. Осциллограммы сигналов в схеме одноключевого параллельного инвертора напряжения первого вида

напряжения u_F на конденсаторе C_1 фильтра (разделительном) возрастают и могут достигать недопустимых значений. При выбранных согласно (5) номиналах индуктивностей L_1, L_2 и ёмкости C_1 обеспечивается достаточно качественная фильтрация тока источника питания i_E и напряжения u_F .

Схема, представленная на рисунке 2, относится именно к параллельным инверторам напряжения [6]. Действительно, т.к. ёмкость фильтра C_1 существенно превышает компенсирующую C ёмкость ($C_1 \geq 8\pi C$), то на высокой частоте ω индуктор Z оказывается включенным фактически параллельно компенсирующей ёмкости C и образует с ней простой параллельный контур первого вида.

Электромагнитные процессы, как следует из осциллограмм, показанных на рисунках 3 и 4, схожи для обеих рассматриваемых схем.

Несмотря на то что в схеме одноключевого параллельного инвертора напряжения без постоянной составляющей тока в нагрузке второго вида (см. рис. 2) действующий ток \bar{I}_F , протекающий через конденсатор фильтра C_1 , выше, такая схема имеет конструктивно-технологические преимущества перед схемой первого вида (см. рис. 1). В инверторе второго вида может быть обеспечена меньшая паразитная (конструкционная) индуктивность цепей коммутации вентилях VT, VD , поскольку компенсирующая «высокочастотная» ёмкость C сравнительно мала и может быть соединена с силовыми вентилями шиной с существенно меньшей собственной индуктивностью, не включающей паразитные индуктивности конденсаторов «большой» ёмкости фильтра C_1 .

Компенсирующая ёмкость C в схеме второго вида должна быть рассчитана на сравнительно большее рабочее напряжение U_C . Однако действующий ток \bar{I}_C ёмкости C в инверторе второго вида меньше, чем в инверторе первого вида. Количественные оценки будут приведены ниже. Для схемы второго вида конденсатор фильтра C_1 вместе с нагрузочным индуктором Z могут быть вынесены в выходные цепи устройства или размещены в отдельном блоке на требуемом расстоянии от преобразователя частоты. Для схемы первого вида это не представляется возможным.

В схемах и первого, и второго вида также легко симметрируются потенциалы выводов индуктора Z и обеспечивается эффективная ёмкостная раз-

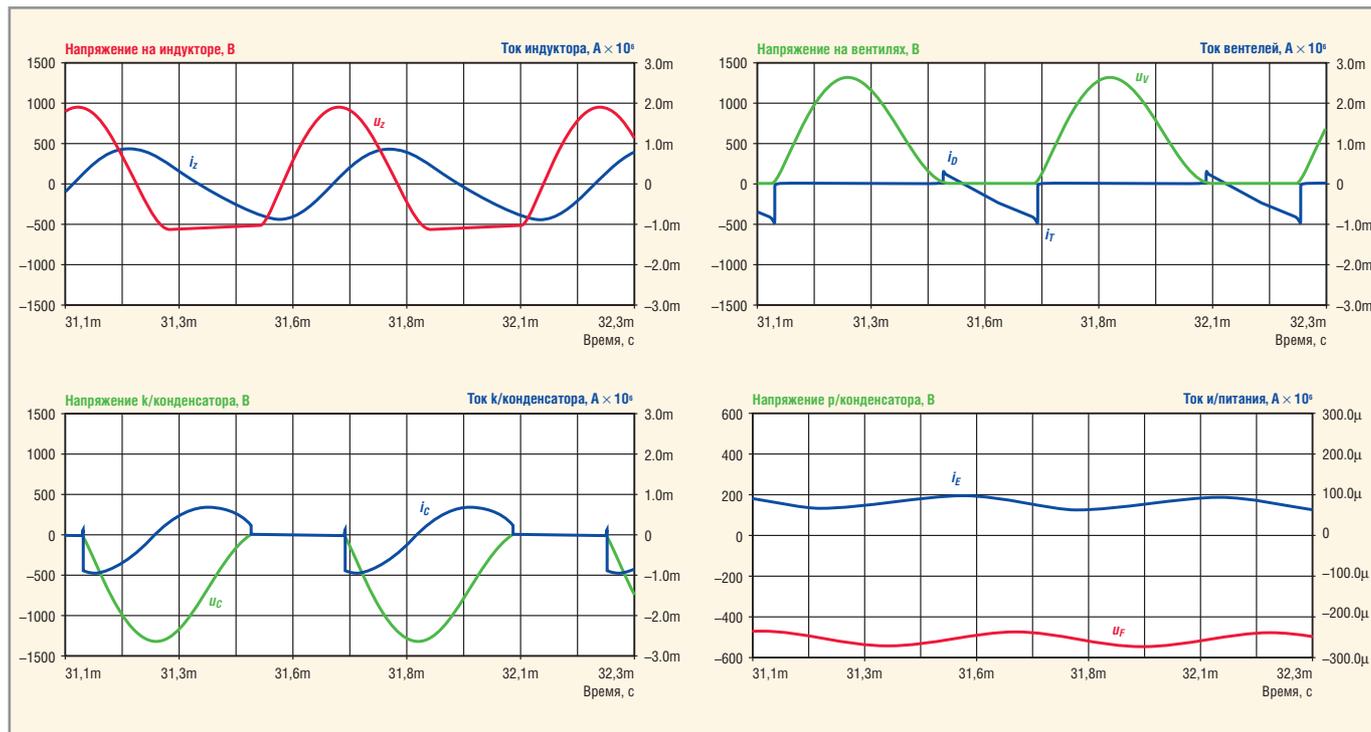


Рис. 4. Осциллограммы сигналов в схеме одноключевого параллельного инвертора напряжения второго вида

визка, в том числе, удалённой нагрузки и источника питания за счёт разделения (см. рис. 5 и 6) ёмкости фильтра С1 на две (С1, С2) части [7]. Фактически в одноключевых параллельных инверторах с постоянной составляющей тока в нагрузке ёмкостную развязку применить нельзя.

Одноключевой параллельный инвертор напряжения первого вида работает следующим образом. Цикл (пе-

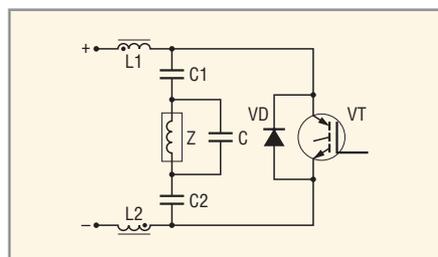


Рис. 5. Схема одноключевого параллельного инвертора напряжения с полной ёмкостной развязкой источника питания и нагрузкой первого вида

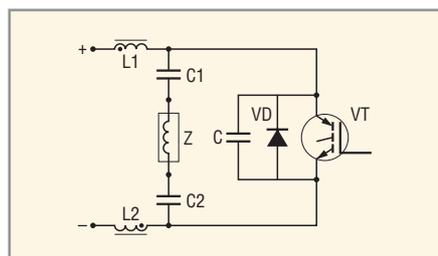


Рис. 6. Схема одноключевого параллельного инвертора напряжения с полной ёмкостной развязкой источника питания и нагрузкой второго вида

риод) T его работы может быть разделён во времени t на два интервала линейности: проводящего состояния $[t_0, t_3]$ вентильной ячейки, состоящей из встречно-параллельного диода VD и управляемого вентиля VT, и интервала паузы $[t_3, t_{10}]$ или резонансного перезаряда компенсирующего конденсатора С.

На рисунке 3 приведены временные диаграммы токов и напряжений на элементах рассматриваемой схемы одноключевого параллельного инвертора напряжения. На диаграммах даны: мгновенное напряжение u_Z и ток i_Z индуктора Z; мгновенный ток i_F через нагрузочный контур (L, r, C); мгновенное напряжение на вентильной ячейке u_V (VT, VD); мгновенные напряжения u_T, u_D и мгновенные токи i_T, i_D транзистора VT и диода VD; мгновенное напряжение u_C и ток i_C компенсирующего конденсатора С; напряжение u_F на разделительном конденсаторе С1 и ток i_E источника питания. Отметим, что выполняются очевидные равенства:

$$\begin{aligned} u_V &= u_T = -u_D; \\ u_Z &= -u_C. \end{aligned} \quad (6)$$

Обозначим интервалы линейности $[t_0, t_3]$ и $[t_3, t_{10}]$ соответственно

$$\begin{aligned} \bar{t}_3 &= t_3 - t_0; \\ \bar{t}_{10} &= t_{10} - t_3. \end{aligned} \quad (7)$$

При снижении напряжения u_C на компенсирующем конденсаторе С до

минимального U_C (условно отрицательного) значения, равного напряжению u_F на конденсаторе фильтра С1, в момент времени t_0 включается встречно-параллельный диод VD. Ток i_D диода VD в момент времени t_0 непосредственно после его включения скачком (если коммутацию считать мгновенной) возрастает от нуля до максимального значения I_D , равного току $i_C(t_0)$ компенсирующего конденсатора С перед включением диода VD. Ток i_C конденсатора С непосредственно после включения диода VD в момент времени t_0 становится равным нулю. Коммутационные потери во встречно-параллельном диоде VD при его включении малы, т.к. напряжение $u_D(t_0)$ равно нулю. В интервале t_3 ток i_D диода VD изменяется по экспоненциальному закону от максимального значения I_D до нуля. Напряжение u_Z на индукторе Z в интервале линейности t_3 равно напряжению u_F на разделительном конденсаторе С1. При «большой» ёмкости фильтра С1, соответствующей (5), напряжение u_Z на индукторе Z является квазипостоянным. В момент времени t_1 встречно-параллельный диод VD выключается.

Далее (в момент t_1 непосредственно после выключения диода VD) включается и начинает проводить ток i_T транзистор VT. Ток i_T транзистора VT нарастает также по экспоненциальному закону, от нуля до максимального значения I_T в течение интервала времени $[t_1, t_3]$. Ток i_Z индуктора Z в интервале ли-

нейности \bar{t}_3 изменяет направление на противоположное (условно отрицательное). При этом напряжение u_Z на индукторе Z в интервале $[t_1, t_3]$ равно напряжению u_F на разделительном конденсаторе C1. В момент времени t_2 ток i_T транзистора VT достигает значения i_E тока источника питания, а ток i_Z индуктора Z становится равным нулю. Далее ток i_Z индуктора Z изменяет направление на условно отрицательное. В момент времени t_3 транзистор VT выключается и начинается интервал \bar{t}_{10} паузы или резонансного перезаряда компенсирующего конденсатора C. Выключение транзистора VT также осуществляется при нулевом уровне напряжения u_T и, следовательно, при минимальных коммутационных потерях.

Мгновенное напряжение u_C на компенсирующем конденсаторе C в интервале времени \bar{t}_{10} изменяется от минимального \underline{U}_C до максимального \underline{U}_C значения (в момент времени t_7), а далее снова спадает по колебательному закону до минимального значения \underline{U}_C (в момент времени t_{10}). Идентично изменяется напряжение u_Z на индукторе Z. В момент времени t_{10} , когда напряже-

ние u_C на компенсирующем конденсаторе C снова становится равным минимальному (отрицательному) значению \underline{U}_C , заканчивается период T в работе инвертора. В следующем цикле T электромагнитные процессы в инверторе повторяются.

В интервале времени \bar{t}_{10} напряжение u_Z на индукторе Z дважды изменяет знак, а ток i_Z достигает вначале минимального (максимального по модулю условно отрицательного значения) I_Z , а затем максимального (условно положительного) значения I_Z . В интервале паузы ток i_Z индуктора Z также изменяет знак на противоположный, но только однократно. В момент времени t_{10} через индуктор Z протекает условно положительный ток i_Z , равный

$$\begin{aligned} i_Z &= i_E + i_C(t_{10}); \\ i_Z &= i_E + I_D. \end{aligned} \quad (8)$$

Выходное напряжение u_Z одноклоучевого параллельного инвертора напряжения первого вида содержит, кроме основной ω , также и высшие гармоники. Выходное напряжение u_Z , как видно из временных диаграмм на рисунке 3, явля-

ется существенно несинусоидальным. А выходной ток i_Z инвертора из-за фильтрующих свойств параллельного нагрузочного контура (L, r, C) имеет достаточно высокий уровень первой гармоники ω . Состав и величины высших гармоник в выходном токе i_Z зависят от режима работы инвертора. Амплитуды отрицательной \underline{I}_Z и положительной \underline{I}_Z полуволн выходного тока i_Z обычно не равны (по модулю). Однако в рекомендуемых режимах работы они отличаются всего на 2...4%. Если произвести замену реального выходного тока i_Z эквивалентным периодическим сигналом с амплитудой I_Z , вычисляемой как

$$I_Z = \frac{\underline{I}_Z + \underline{I}_Z}{2}, \quad (9)$$

то коэффициент амплитуды \bar{k}_A эквивалентного периодического сигнала будет на 3...8% больше стандартного значения для чисто синусоидального тока, что свидетельствует о наличии высших гармоник:

$$\bar{k}_A = \frac{I_Z}{I_Z} > \sqrt{2}, \quad (10)$$

где \bar{I}_Z – действующий ток индуктора Z.

Напряжение u_F на разделительном конденсаторе C1 и входной ток i_E имеют незначительные пульсации (см. рис. 3) с частотой управления инвертором. Величины пульсаций уменьшаются с ростом номинала конденсатора C1 и суммарной индуктивности L_1, L_2 дросселей фильтра L1 и L2.

Если допустить, что вентили VT, VD являются идеальными, индуктор Z представляет собой последовательную электрическую схему с сосредоточенными параметрами L, r , ёмкость фильтра C1 постоянно заряжена до напряжения источника питания E (т.е. пульсации напряжения u_F на разделительном конденсаторе C1 и пульсации входного тока i_E отсутствуют), а входной ток i_E равен своему среднему значению I_E , то в интервале линейности \bar{t}_3 электромагнитные процессы в инверторе описываются обыкновенными дифференциальными уравнениями первого порядка, а в интервале \bar{t}_{10} – уравнениями второго порядка. В результате можно исследовать схему одноключевого параллельного инвертора напряжения первого вида аналитически, например, методом припасовывания (интервальным методом).

На рисунке 7 приведены эквивалентные расчётные схемы для данного инвертора напряжения на интервалах линейности \bar{t}_3 и \bar{t}_{10} , выполненные с учётом принятых допущений. На схемах отмечены направления токов I_E, i_F, i_Z, i_D, i_T и i_C , принятые за условно положительные. Ток i_T транзистора VT имеет противоположное направление относительно тока i_D диода VD.

Для определённости и удобства представления рассчитываемых величин введём некоторые обозначения:

$$\begin{aligned} \rho &= \sqrt{\frac{L}{C}}; \\ \sigma &= \frac{r}{L}; \\ D &= r \sqrt{\frac{C}{L}}; \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \Omega &= \frac{1}{\sqrt{LC}}; \\ \omega &= \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{\sigma^2}{4}}, \end{aligned}$$

где ρ – волновое сопротивление нагрузочного контура; σ – показатель затухания; D – коэффициент затухания параллельного нагрузочного контура; Ω – собственная частота нагрузочного контура.

Коэффициент затухания D есть величина, обратная добротности Q нагрузочного контура:

$$D = \frac{1}{Q}. \quad (12)$$

При аналитических расчётах целесообразно использовать систему относительных единиц. Это позволяет отразить результаты в общем виде, инвариантно к напряжениям, мощностям и частотам реального устройства. В качестве базовых величин для вычисления относительных токов I , напряжений U , мощностей P , времён t , частот ω , сопротивлений r , индуктивностей L и добротностей Q соответственно приняты:

$$\begin{aligned} I &= \frac{E}{r}; \\ U &= E; \\ P &= IU; \\ t &= \frac{1}{\Omega}; \\ \omega &= \Omega; \\ r &= \rho; \\ L &= \frac{r}{\Omega}; \end{aligned} \quad (13)$$

$$Q' = \sqrt{D^2 - \frac{1}{4}}.$$

При этом относительные единицы определяются следующим образом:

$$t^* = \frac{t}{t'};$$

$$u^* = \frac{u}{U'};$$

$$P^* = \frac{P}{P'};$$

$$t^* = \frac{t}{t'};$$

$$\omega^* = \sqrt{1 - \frac{D^2}{4}}; \quad (14)$$

$$r^* = \frac{r}{\rho};$$

$$L^* = \frac{L\Omega}{r};$$

$$Q^* = \frac{Q}{Q'}.$$

Три последних выражения для r^*, L^* и Q^* в системе (14) равнозначны выражениям системы (15):

$$\begin{aligned} r^* &= D; \\ L^* &= \frac{1}{D}; \\ Q^* &= \frac{\omega^*}{D^2}. \end{aligned} \quad (15)$$

Из первой эквивалентной расчётной схемы на рисунке 7 при выбранных направлениях токов I_E, i_Z, i_V, i_D для интервала \bar{t}_3 ($t > t_0$), в качестве примера в абсолютных единицах можно записать:

$$\begin{aligned} i_Z &= i_F + i_C; \\ i_F &= I_E + i_V; \\ i_C &= 0; \\ i_Z &= I_E + i_V = I_E + \\ &+ \left(\frac{E}{r} + I_D\right) \exp[-\sigma(t - t_0)] - \frac{E}{r}; \end{aligned} \quad (16)$$

$$i_V = \left(\frac{E}{r} + I_D\right) \exp[-\sigma(t - t_0)] - \frac{E}{r};$$

$$u_Z = r i_Z + L \frac{d i_Z}{d t} = U_Z = -E,$$

где U_Z – минимальное (максимальное по модулю, отрицательное) напряжение на индукторе Z. При этом в относительных единицах из системы (16) получаем:

$$\begin{aligned} i_Z^* &= i_F^* + i_C^*; \\ i_F^* &= I_E^* + i_V^*; \\ i_C^* &= 0; \\ i_Z^* &= I_E^* + i_V^* = I_E^* + \\ &+ (1 + I_D^*) \exp[-D(t^* - t_0^*)] - 1; \\ i_V^* &= (1 + I_D^*) \exp[-D(t^* - t_0^*)] - 1; \end{aligned} \quad (17)$$

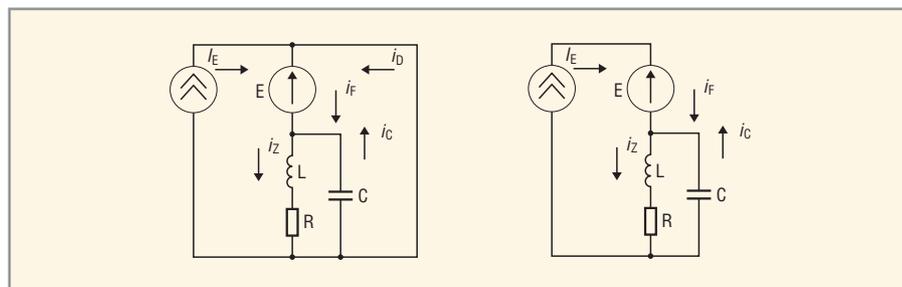


Рис. 7. Эквивалентные расчётные схемы одноключевого параллельного инвертора напряжения первого вида на интервалах линейности

$$u_Z^* = i_Z^* + \frac{1}{D} \frac{di_Z^*}{dt^*} = \underline{U}_Z^* = -1.$$

В момент времени t_1^* ток i_V^* ($i_V^* = i_D^*$) равен нулю. Из выражения (17) определяем относительный момент времени

$$t_1^* = t_0^* + \frac{1}{D} \ln(1 + I_D^*). \quad (18)$$

В интервале $[t_0^*, t_1^*]$ напряжения на транзисторе VT (u_T^*) и встречно-параллельном диоде VD (u_D^*) в соответствии с (6) равны нулю, а напряжение на компенсирующем конденсаторе C (u_C^*) равно 1. Таким образом, можно записать:

$$\begin{aligned} u_T^* &= -u_D^* = 0; \\ u_C^* &= 1. \end{aligned} \quad (19)$$

Переносим начало отсчёта в точку t_1^* . В интервале $[t_1^*, t_3^*]$ токи i_Z^* индуктора Z и i_T^* транзистора VT напряжение u_Z^* на индукторе Z определяются зависимостями:

$$\begin{aligned} i_Z^* &= I_E^* + \exp[-D(t^* - t_1^*)] - 1; \\ i_T^* &= \exp[-D(t^* - t_1^*)] - 1; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_T^* &= \exp[-D(t_3^* - t_1^*)] - 1; \\ u_Z^* &= -1. \end{aligned} \quad (20)$$

Из системы (20) находим относительные моменты времени t_2^*, t_3^* (через момент времени t_1^*), и из систем (19), (20) – момент времени t_0^* и интервал линейности \bar{t}_3^* :

$$\begin{aligned} t_2^* &= t_1^* + \frac{1}{D} \ln \left(\frac{1}{1 - I_E^*} \right); \\ t_3^* &= t_1^* + \frac{1}{D} \ln \left(\frac{1}{1 + I_T^*} \right); \\ t_2^* &= t_0^* + \frac{1}{D} \ln \left(\frac{1 + I_D^*}{1 - I_E^*} \right); \\ \bar{t}_3^* &= \frac{1}{D} \ln \left(\frac{1 + I_D^*}{1 + I_T^*} \right). \end{aligned} \quad (21)$$

Ещё раз отметим, что ток i_T^* транзистора VT имеет противоположное относительно тока i_D^* диода VD направление.

Продолжение следует

ЛИТЕРАТУРА

1. Изюмов Н.М., Линде Д.П. Основы радиотехники, 4-е изд. Радио и связь, 1983.
2. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. Энергоатомиздат, 1986.
3. Дзиев С.В., Силкин Е.М., Ташихин С.Н. и др. Устройство для индукционного нагрева. А.с. 1800659, СССР, МКИ Н05 В 6/06. 1993. БИ № 9.
4. Силкин Е.М., Мизин Г.В., Пахалин А.И. и др. Способ управления преобразователем частоты. Патент 2020711, РФ, МКИ Н02 М 5/458. 1994. БИ № 18.
5. Рогинская Л.Э., Иванов А.В., Мухоменов М.М. и др. Электромагнитные процессы и параметрический синтез одноventильных инверторов с обратным диодом для электротермии. Электричество. 2003. № 12. С. 40–45.
6. Силкин Е.М. Автономный одноключевой параллельный инвертор напряжения Заявка 2009101618, РФ, МКИ Н02 М 7/5387. 2009. БИ № 1.
7. Силкин Е.М. Параллельный инвертор напряжения. Заявка 2009103491, РФ, МКИ Н02 М 7/5387. БИ 2009. № 2.

