

Автономные несимметричные одноключевые инверторы

с закрытым входом для новых электротехнологических систем

В электротехнологических установках различного назначения и мощности (электротермия, ультразвук, сварка, плазмохимия, бытовая электротехника) широко применяются автономные несимметричные одноключевые инверторы. Эти инверторы обладают уникальными свойствами и позволяют создавать на своей основе эффективные преобразовательные устройства, имеющие сравнительно простые, высокотехнологичные и недорогие конструкции, что особенно важно для энергетической (силовой) электроники. Одноключевые инверторы, как правило, являются составной частью преобразователей частоты систем электропитания и управления электротехнологических установок.

Евгений Силкин, к. т. н.

elsi@mail.uln.ru

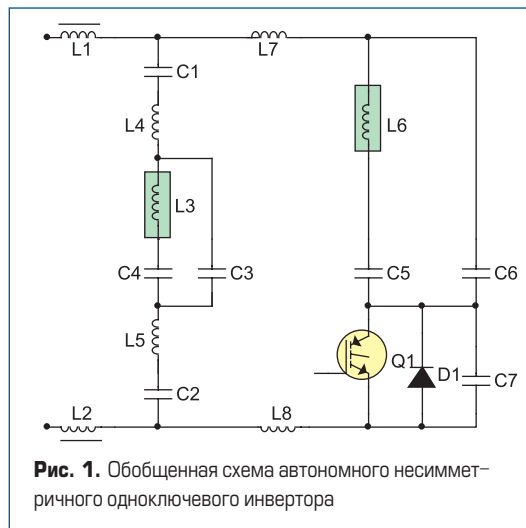
Различные варианты схем однофазных автономных несимметричных одноключевых инверторов, в том числе известная классическая структура Л. Г. Кощеева (current fed chopper) [1], в настоящее время не менее широко используются в электротехнологических системах (в первую очередь, малой и средней мощности), чем, например, параллельный инвертор тока или симметричные согласованные инверторы с резонансной коммутацией. Эти схемы приводятся в многочисленных заявках на изобретения, авторских свидетельствах и патентах СССР и РФ (687547, 783931, 991565, 1767659, 2020711), США (4629843, 4638135, 4687896), Японии (61-60553, 62-82428, 63-14827), Великобритании (1151112, 2171567, 2231810), Франции (1434958, 2575354, 2576476), ФРГ (19943531, 2250575, 3600170) и других промышленно развитых стран, а также часто упоминаются и анализируются в мировых науч-

ных, технических, рекламных публикациях и монографиях по силовой электронике [2–17].

Несмотря на относительно малое число используемых структурных элементов, существует не менее двенадцати «основных» (в отличие от обычно рассматриваемых трех) схем автономных несимметричных одноключевых инверторов, которые могут быть получены путем соответствующих преобразований из одной обобщенной схемы рис. 1. Существенно, что при этом имеют место именно качественные отличия отдельных схем по принятым способам согласования или компенсации реактивности и цепям (месту или контуру) включения нагрузки, параметрам и соотношениям параметров основных узлов, определяющих характер электромагнитных процессов, а также по режимам работы. Кроме того, применение разных типов вентиляй и структур вентиляльных ячеек (однооперационные, полностью управляемые, с обратной или без обратной блокирующей способности, со встречно-параллельным диодом или управляемым вентилем) значительно расширяет общее количество возможных схем, принципов и режимов. Это причины большого разнообразия и серийных (промышленных) технических решений.

Правильнее называть рассматриваемые автономные инверторы именно одноключевыми, так как вентиляльные ячейки в реальных устройствах на их основе могут содержать последовательные, параллельные или (и) последовательно-параллельные цепи (группы цепей) и из нескольких силовых вентиляй, коммутируемых в большинстве случаев как один ключ.

Несимметричные инверторы классифицируются в научно-технической литературе также под названием умножителей частоты [2, 3]. Следует отметить, что одноключевые схемы умножения частоты, как такового, не дают (кроме возможных для некоторых вариантов таких структур специфических режимов



ударной генерации или релаксаторов второго вида). Однако по характеру электромагнитных процессов они могут быть отнесены к умножителям, к которым, в частности, принадлежат и широко известные мостовые схемы удвоения частоты (релаксаторы первого вида). Режим удвоения частоты, то есть релаксатор второго вида, известен и для одноключевой или четвертьмостовой (quarter-bridge) схемы Кошчева [12]. В принципе, любая схема согласованного инвертора с резонансной коммутацией или инвертора напряжения, работающая на параллельный контур высокой добротности $Q_{\text{н}}$, в частности, на контур с индукционным нагревателем или плавильной печью ($Q_{\text{н}} \in 15, 30$, $Q_{\text{н}} = (L_{\text{н}} C_{\text{к}}^{-1})^{0.5} r_{\text{н}}^{-1}$, где $L_{\text{н}}$, $r_{\text{н}}$ — эквивалентные индуктивность и активное сопротивление индуктора; $C_{\text{к}}$ — параллельная компенсирующая емкость), может достаточно эффективно функционировать в режиме ударной генерации (или ударного возбуждения), то есть в режиме релаксатора второго вида [18–21]. При этом симметричные автономные согласованные инверторы с резонансной коммутацией или симметричные инверторы напряжения умножают частоту в нечетное число N раз ($N = 3, 5, \dots$, $N = f_{\text{н}} f_{\text{у}}^{-1}$, где $f_{\text{н}}$ — выходная частота инвертора; $f_{\text{у}}$ — частота управления вентилями). А одноключевая схема Кошчева при заданных соотношениях параметров работает и как инвертор, например, утроения ($N = 3$) или даже учетверения ($N = 4$) частоты. Работа инвертора в режиме релаксатора первого вида ($N = 1$) осуществляется при частоте управления вентилями $f_{\text{у}}$, равной выходной частоте $f_{\text{н}}$ инвертора ($f_{\text{у}} = f_{\text{н}}$), то есть выполняется условие $f_{\text{н}} f_{\text{у}}^{-1} = 1$.

Применение схем умножения и аналогичных им схем и режимов с пониженными частотами управления объясняется стремлением разработчиков уменьшить число коммутаций вентиляей на периоде выходного переменного сигнала средней (высокой) частоты или эффективно разделить ток между параллельными вентилями в сложных вентиляных ячейках [22]. Однако релаксаторы второго вида всегда проигрывают схемам без умножения частоты по установленной мощности силовых вентиляей $P_{\text{в}}$:

$$P_{\text{в}} = \sum_n U_{V_{\text{max}}}(n) I_{V_{\text{max}}}(n),$$

где n — общее число вентиляей всех типов в инверторе; $U_{V_{\text{max}}}$, $I_{V_{\text{max}}}$ — максимальные напряжение и ток каждого вентиля. Релаксаторы второго вида характеризуются более низкими значениями коэффициента использования вентиляей по мощности $\kappa_{\text{р}}$:

$$\kappa_{\text{р}} = P_{\text{н}} P_{\text{в}}^{-1},$$

где $P_{\text{н}}$ — номинальная выходная мощность инвертора. Поэтому приводимые иногда в технической литературе выводы о якобы предпочтительности ударной генерации, «компромиссе» или лучшем использовании вентиляей и для одноключевой схемы Кошчева, в том числе на SCR, функционирующей в режиме релаксатора второго вида, представляются небудительными.

Кривые тока и напряжения на нагрузке в несимметричных одноключевых инверторах являются несинусоидальными, как правило, со значительным содержанием четных гармоник.

Благодаря устанавливаемым входным реакторам фильтров (достаточно большой индуктивности L_{Φ} :

$$L_{\Phi} > 2\pi U_{\text{D}}^2 f_{\text{н}}^{-1} P_{\text{н}}^{-1};$$

$$L_{\Phi} = L_1 + L_2,$$

где U_{D} — напряжение выпрямителя или, в общем случае, напряжение питания; $P_{\text{н}}$ — выходная мощность при работе на нагрузку с минимальной $Q_{\text{н}} = \min$ добротностью; L_1, L_2 — индуктивности частей реактора фильтра, рис. 1) автономный инвертор может питаться сглаженным током, то есть иметь «закрытый» вход. Схемы с закрытым входом характеризуются более качественными параметрами по электромагнитной совместимости с питающей сетью и позволяют уменьшить влияние инвертора (или преобразователя частоты на его основе) на питающую сеть. В них также менее сказываются и негативные последствия аварий.

Последовательное включение нагрузки (L_6 на рис. 1) в цепь вентиля приводит к возникновению постоянной составляющей в ее токе. Иногда электротехнологическая нагрузка должна специально питаться током с постоянной составляющей (магнитоэлектрические преобразователи ультразвуковых установок). Для других же нагрузок (например, автотрансформаторной или трансформаторной) постоянная составляющая тока отрицательно влияет на их характеристики. При подключении нагрузки через разделительный (фильтровой, компенсирующий или коммутирующий, C_1, C_2 на рис. 1) конденсатор постоянная составляющая в ее токе отсутствует [16]. Постоянная составляющая тока в нагрузке, таким образом, не является «платой за простоту схемы», как это констатируется в некоторых случаях.

Такой платой следовало бы считать именно существенную несинусоидальность токов и напряжений в схемах одноключевых инверторов, а также достаточно высокие установленные мощности реактивных элементов Q_L, Q_C (всех m индуктивностей и q емкостей схемы, включая реактивности цепей нагрузки, оценочно определяемые как:

$$Q_L = \sum_m L_m I_{L_{\text{эф}}}(m)^2 f_{\text{н}};$$

$$Q_C = \sum_q C_q U_{C_{\text{max}}}(q)^2 f_{\text{н}},$$

где $I_{L_{\text{эф}}}(m)$ — действующий ток m — индуктивности; $U_{C_{\text{max}}}(q)$ — максимальное напряжение на q — емкости и вентиляей $P_{\text{в}}$, высокие уровни ($I_{V_{\text{max}}}(n), U_{V_{\text{max}}}(n)$) и скорости нарастания токов $di_{\text{в}}(n)/dt$ и напряжений $du_{\text{в}}(n)/dt$ на вентилях ($i_{\text{в}}(n), u_{\text{в}}(n)$ — мгновенный ток и напряжение n — вентиля; t — текущее время), особенно в инверторах

на однооперационных силовых приборах, в том числе и со встречно-параллельным диодом. Это объяснимо, если учесть, что в одноключевых инверторах, по принципу действия, источник может питать нагрузку в номинальном режиме только на части $u_{\text{в}}; u_{\text{в}} \in \pi/4, \pi$ периода $T_{\text{н}}$: $T_{\text{н}} = f_{\text{н}}^{-1}$ выходного (2π) переменного сигнала (релаксатор первого вида).

Тем не менее, использование одноключевых схем в электротехнологических системах может быть эффективным и оправданным, особенно если автономный инвертор преобразователя частоты на заданную предельную мощность конструктивно выполняется, например, всего на одном управляемом вентиле (или полупроводниковом модуле) с типовыми для данного класса приборов характеристиками.

Все многообразие электротехнологических нагрузок для инверторов преобразователей частоты условно можно разделить на два основных вида, различающихся по диапазонам изменения параметров. Наиболее «сложным» видом являются нагрузки, характеризующиеся широким диапазоном изменения электрических параметров в ходе технологического процесса. К таким нагрузкам относятся, в том числе, индукционные нагреватели и тигельные печи для нагрева и плавки ферромагнитных материалов. Изменение электрических параметров нагрузки в широких пределах, например, при плавке ферромагнитных материалов, происходит из-за изменения физических свойств нагреваемого материала (магнитная проницаемость, удельное сопротивление), массы и геометрии усадки. Сложность проектирования подобных систем заключается в том, чтобы сохранять выгодный энергетический режим во время всего технологического процесса и не выйти за пределы разрешенной полосы частот, установленной нормативными документами. При этом широкое распространение преобразователей на электротехнических предприятиях и их эксплуатация в тяжелых условиях термических цехов или, например, в бытовых условиях заставляют проектировать эти установки по максимально простым схемам, достигая легкости настройки, обслуживания и высокой надежности работы.

Рассмотрим особенности схемотехники, управления, анализа и проектирования преобразователей частоты с автономными несимметричными одноключевыми инверторами применительно к индукционным электротехнологическим установкам, являющихся одним из самых сложных видов нагрузок. Полученные результаты и выводы могут быть использованы и при разработках электротехнологических систем другого назначения.

Индукционный нагреватель или индукционная тигельная печь для открытой, вакуумной плавки или плавки в среде защитных газов металлов (сплавов) или диэлектрических материалов, как нагрузка преобразователя частоты, характеризуется высокой добротностью $Q_{\text{н}}$ и является потребителем активной и реактивной энергии индуктивного характера.

Если представить индуктор индукционного нагревателя или тигельной печи электри-

ческой схемой замещения в виде параллельного (X_{II}, R_{II}) или последовательного (x_{II}, r_{II}) соединения индуктивного и активного сопротивлений, добротность индуктора Q_{II} выражается как:

$$Q_{II} = R_{II}X_{II}^{-1};$$

$$Q_{II} = x_{II}r_{II}^{-1}.$$

При этом справедливы следующие соотношения:

$$X_{II} \approx x_{II};$$

$$R_{II} \approx x_{II}^2 r_{II}^{-1};$$

$$x_{II} = 2\pi f_{II} L_{II}.$$

Добротность Q_{II} индуктора индукционной установки, эксплуатируемой даже на «средней» частоте, может достигать 20...30. Таким образом, реактивная энергия, потребляемая индуктором, значительно превышает активную энергию, и необходима компенсация реактивной (индуктивной) составляющей мощности. Важно, что при этом простая параллельная компенсация реактивности индуктора для реальных индукционных систем является наиболее предпочтительной, хотя применяются и другие виды компенсации.

Для обеспечения энергетически выгодных режимов работы индукционных систем в условиях изменяющейся в широких пределах параметров нагрузки требуется и согласование импеданса индуктора с внутренним сопротивлением источника электропитания. Используя различные методы согласования, добиваются также сокращения общих диапазонов изменения активного и индуктивного сопротивлений нагрузки в ходе технологического процесса. Этому вопросу всегда уделялось большое внимание [3, 15, 23–25]. Неправильное согласование ведет к росту энергозатрат и даже к нарушению технологического процесса, что неприемлемо для энергоемких систем и ответственных применений.

В схемах автономных несимметричных одноключевых инверторов без постоянной составляющей в токе нагрузки нагрузочная цепь Z_{II} (комплексная нагрузка) может быть включена как последовательно (рис. 2а), так и параллельно (рис. 2б) разделительному конденсатору C_p (конденсаторы C_1, C_2 на обобщен-

ной схеме рис. 1, $C_p^{-1} = C_1^{-1} + C_2^{-1}$). Демпферный дроссель L_K представляет собой индуктивность соединительных линий или (и) отдельный конструктивный элемент схемы. В реальных системах не удается выполнить соединительные шины без «паразитной» индуктивности, тем более что индукционные установки имеют значительную мощность, а нагрузка, как правило, размещается на большом расстоянии от преобразователя частоты (инвертора). Например, в мощных индукционных плавильных установках преобразователь частоты устанавливается в отдельном специально оборудованном помещении, изолированном от технологического цеха, в котором находится нагрузка (индукционная печь или миксер) [26, 27].

При непосредственном последовательном включении индуктора L_{II} (рис. 2.1) получаем самый простой вариант компенсации и согласования. Этот принцип принят в качестве основного рядом производителей индукционного оборудования, в том числе известными компаниями Inductotherm Corp. (США) и Inductoheat (США). Однако последовательный способ компенсации имеет существенные недостатки, заключающиеся в наиболее широком изменении электрических параметров нагрузки по ходу технологического процесса и больших рабочих токах элементов преобразователя и установки, выполненных на заданную мощность. Применительно к несимметричным одноключевым инверторам уточним, что в рассматриваемом случае индуктор L_{II} , демпферный дроссель L_K и разделительный конденсатор C_p образуют последовательный колебательный контур, собственная частота $f_{\Omega} = \{4\pi^2(L_K + L_{II}) C_p\}^{-0.5} = \omega_{\Omega}^{-1}$ которого должна быть выше частоты управления f_y инвертора, а коэффициент затухания D_K : $D_K = Q_K^{-1}$ (в нормальном режиме работы) должен быть меньше 2. Величина Q_K представляет собой добротность последовательного колебательного контура, определяемая аналогично добротности Q_{II} параллельного контура ($Q_K < Q_{II}$).

Для согласования по уровням напряжений инвертора и нагрузки часто применяются автотрансформаторы (АТ) и трансформаторы (Т). Заметим, что указанные согласующие устройства добротность Q_{II} индуктора L_{II} не «трансформируют». Более того, эквивалент-

ная добротность системы может даже увеличиться за счет фактического включения в схему дополнительных индуктивностей согласующего устройства.

Зачастую целесообразна последовательная компенсация (C_K) реактивности индуктора L_{II} на вторичной стороне согласующего устройства (АТ, Т), как показано на рис. 2.2, 2.3. При этом если, например, размещать согласующее устройство АТ или Т в непосредственной близости от индуктора L_{II} (закалочные установки), то можно существенно оптимизировать систему, обеспечивая протекание реактивных токов только через вторичную обмотку согласующего устройства, имеющую малое число витков.

Параллельная компенсация (рис. 2.4) — распространенный и наиболее эффективный способ согласования для мощных индукционных установок. Он принят в качестве основного большинством производителей серийного оборудования: «РЭЛТЕК» (Россия); «ЭТО» (Россия); ESTEL (Эстония); АВВ (Германия); OTTO JUNKER (Германия); WJET Co., Ltd. (Китай); Seit Elettronica (Италия). Простая параллельная компенсация (так называемый контур первого или основного вида) позволяет минимизировать установленную мощность реактивных элементов и потери в соединительных линиях индукционных систем.

Для повышения уровня выходного напряжения в некоторых случаях применяют параллельные контуры второго (с неполным включением индуктивности, рис. 2.5) и третьего вида (с неполным включением емкости, рис. 2.6). Подобные контуры относятся к так называемым системам связанных контуров и характеризуются более выраженной избирательностью и многочастотностью (наличием целого ряда резонансных частот и настроек: частные, общий, полный резонансы). При использовании параллельных контуров второго и третьего вида становится эффективным способ частотного регулирования выходных электрических параметров и улучшаются пусковые характеристики несимметричных одноключевых инверторов с закрытым входом. Однако в этих случаях существенно усложняются подстройка их к оптимальным энергетическим режимам по ходу технологического процесса (в силу неоднозначности выбора параметров управления), контроль напряжений на последовательных конденсаторах, а также конструкция соединительных линий, индуктора L_{II} и батареи компенсирующих конденсаторов C_K . Установленная мощность реактивных элементов для сложных контуров оказывается более высокой, а конструкция индуктора L_{II} с отпайкой — нетехнологичной. Кроме того, части индуктора L_{II} и компенсирующей емкости C_K работают в различных режимах и имеют, как правило, отличающиеся параметры и конструкции. По вышеназванным причинам рассмотренные способы компенсации и согласования большого распространения не получили.

При параллельном подключении нагрузочной цепи Z_{II} к разделительному конденсатору C_p индуктор L_{II} должен быть развязан по постоянному току источника питания через дополнительный конденсатор C_K (рис. 2.7, 2.8). Схема рис. 2.7 применяется, если необходимо

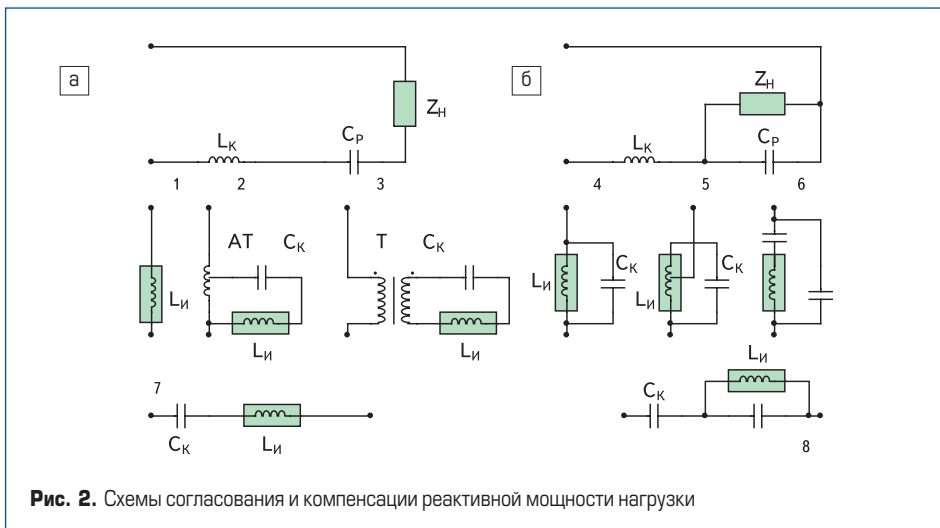


Рис. 2. Схемы согласования и компенсации реактивной мощности нагрузки

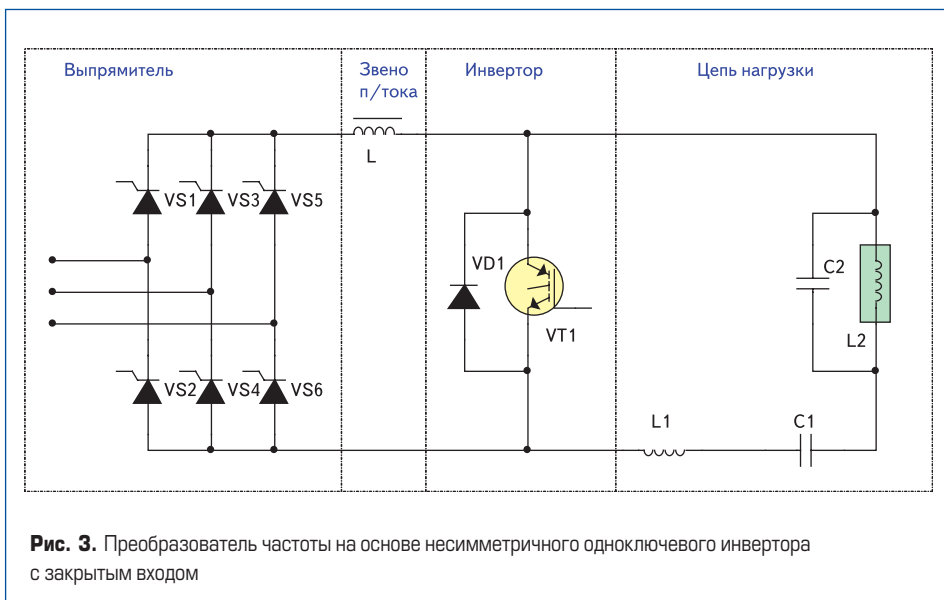


Рис. 3. Преобразователь частоты на основе несимметричного одноключевого инвертора с закрытым входом

повысить напряжение, а схема рис. 2.8 может использоваться для понижения уровня напряжения на индукторе L_H (закалочные установки, некоторые типы систем сквозного нагрева). Настройка и управление установками с приведенными нагрузочными цепями Z_H достаточно сложны. Эти способы компенсации характеризуются большими токовыми нагрузками и наиболее высокими (из рассмотренных) значениями установленной мощности реактивных элементов.

Схема преобразователя частоты на основе несимметричного одноключевого инвертора с закрытым входом и параллельной компенсации реактивности нагрузки приведена на рис. 3. Преобразователь состоит из полностью управляемого трехфазного мостового выпрямителя на тиристорах $VS_1 \dots VS_6$, звена постоянного тока, содержащего реактор фильтра $L_\phi (L)$, и инвертора на транзисторе VT_1 со встречно-параллельным диодом VD_1 . В качестве ключа в инверторе можно использовать любые типы вентиляей, в том числе быстродействующие однооперационные тиристоры SCR. Реактор L_ϕ на схеме рис. 3 содержит одну обмотку. Однако в большинстве практических случаев он выполняется с двумя магнитосвязанными обмотками, которые включаются согласно в анодную и катодную группы выпрямителя соответственно. Такое включение позволяет симметрично ограничить аварийный ток при возможном коротком замыкании выводов индуктора $L_H (L_2)$ на «землю» (корпус) установки.

Полностью управляемый выпрямитель обладает важным положительным свойством — возможностью перевода в инверторный режим при выключении или аварии. Одновременно за счет фазового управления выпрямителя регулируются (или стабилизируются) выходные электрические параметры преобразователя частоты в требуемых по технологии пределах. Возможны также осуществление эффективной сеточной защиты, регулируемый (контролируемый) запуск устройства и работа с высоким коэффициентом мощности сети (в том числе при глубоком фазовом регулировании) за счет имитации нулевого вентиля тиристорами выпрямителя. Выпрямитель при этом использу-

ет специальный алгоритм управления с формированием и подачей в каждом полупериоде сети трех импульсов на соответствующие тиристоры $VS_1 \dots VS_6$.

Приведенный на рис. 3 преобразователь частоты имеет сравнительно простую силовую схему. Элементы $L_1(L_K)$, $C_1(C_P)$ и $C_2(C_K)$ и сам индуктор $L_H (L_2)$ составляют нагрузочную цепь. При реализации демпферный дроссель $L_K (L_1)$ (выполненный в виде самостоятельного конструктивного элемента) и разделительный конденсатор $C_P (C_1)$ необходимо включать в цепь той вентиляльной группы выпрямителя, к которой не подсоединен реактор фильтра $L_\phi (L)$.

Режим работы инвертора (его принадлежность к соответствующему классу схем по характеру электромагнитных процессов) полностью определяется соотношением параметров элементов L_1, L_2, C_1, C_2 .

Следует выделить три варианта, имеющих практический интерес. Для удобства представления значений и сравнения величин используем систему относительных единиц. Нормируемыми величинами для напряжений выберем U_D , для токов I_D (средний входной ток выпрямителя при $Q_H = \min$), для времен T_H и для частот f_H . В системе относительных единиц, например, максимальное напряжение на вентиле будет равно $U_{Vmax}^* = U_{Vmax} U_D^{-1}$.

Вариант первый:

$$L_K \gg L_H^* \\ C_P \ll C_K^* \\ R_H < 2(L_K C_P^{-1})^{0.5}$$

Устройство работает в режиме согласованного инвертора с резонансной коммутацией (с демпферным контуром). Частота управления f_y равна выходной частоте инвертора $f_H (f_y^* = 1)$, собственной частоте нагрузочного контура f_H^* : $f_H^* = (4\pi^2 L_H C_K)^{-0.5} (1 - D_H^2)^{0.5}$ (релаксатор второго вида не рассматривается $f_H^* = 1$) и ниже собственной частоты демпферного контура f_K^* : $f_K^* = (4\pi^2 L_K C_P)^{-0.5} (1 - D_K^2)^{0.5}$; $f_K^* = (1,5 \dots 2,0)$. В последних выражениях D_H^* : $D_H^* = (L_H^{-1} C_K)^{-0.5} R_H$ и D_K^* : $D_K^* = (L_K^{-1} C_P)^{-0.5} R_H$ — коэффициенты затухания нагрузочного (параллельного) и демпферного (последователь-

ного) контура соответственно. В реализованных системах $D_K < 0,7$. При этом выходное действующее значение напряжения преобразователя U_H^* составляет не более 0,5–0,7. Разделительный конденсатор C_P работает на переменном напряжении (перезаряжается до напряжения условно отрицательной полярности). Максимальные напряжения на управляемом вентиле U_{Vmax}^* инвертора и разделительном конденсаторе U_{Cpmax}^* составляют, соответственно, 3,0 и 2,5, а максимальный ток управляемого вентиля I_{Vmax}^* равен более 4,0. Преимуществом рассматриваемого варианта реализации является возможность параметрического увеличения схемного времени, предоставляемого управляемому вентилю для выключения (выполнение на однооперационном приборе), из-за наложения отдельных гармоник в токе нагрузочного контура, приводящего к слиянию последовательных интервалов проводимости встречного диода.

Вариант второй:

$$L_K \rightarrow 0; \\ C_P > 0,7 C_K^* \\ R_H \gg 2(L_K C_P^{-1})^{0.5}; \\ (L_K C_P^{-1})^{0.5} \rightarrow 0.$$

Устройство работает в режиме инвертора напряжения. Необходимо использовать специальный алгоритм управления. Инвертор напряжения реализуется только на полностью управляемых (двухоперационных) вентилях. Исследование одноключевого инвертора напряжения может быть материалом для отдельной статьи.

Вариант третий:

$$L_K = (0,8 \dots 0,9) L_{Hmin}^* \\ C_P \geq 0,7 C_K^* \\ R_H > 3(L_K C_P^{-1})^{0.5}$$

Значение L_{Hmin}^* соответствует минимальному для индуктивности индуктора L_H в ходе технологического процесса. Устройство работает в режиме согласованного инвертора с резонансной коммутацией (с демпферным дросселем). При приведенных соотношениях параметров характеристики несимметричного одноключевого инвертора с закрытым входом модифицируются, что обеспечивает приобретение им ряда положительных свойств. Частота управления f_y равна выходной частоте инвертора $f_H (f_y^* = 1)$. Собственная частота нагрузочного контура f_H^* составляет 0,91–0,95. Собственная частота демпферного контура f_K^* равна 1,1–1,3. Для нового инвертора также реализуются режимы релаксатора второго вида. Колебательный характер электромагнитных процессов при включении управляемого вентиля VT_1 обеспечивается за счет емкостной расстройки нагрузочного контура (L_H, C_K). Очередные импульсы управления на вентиль VT_1 подаются в моменты перехода мгновенного напряжения на нагрузочном контуре в область отрицательных значений. При этом за счет искажения формы кривой напряжения на нагрузочном контуре и обеспечивается необходимая емкостная расстройка, величина которой остается практически постоянной при

изменении параметров в широких пределах. Таким образом осуществляется стабилизация уровня выходного напряжения $U_{И}$ и подстройка преобразователя частоты к энергетически выгодному режиму по ходу технологического процесса. Даже без принятия дополнительных мер в диапазоне изменения добротности нагрузочного контура $Q_H = 5 \dots 20$ при соотношении параметров разделительного и компенсирующего конденсаторов $C_P = C_K$ выходное напряжение $U_{И}$ инвертора изменяется не более чем на половину процента (при постоянном напряжении питания). Небольшое изменение $U_{И}$ объясняется некоторым увеличением емкости расстройки из-за «уменьшения» искажения формы кривой мгновенного напряжения на нагрузочном контуре при возрастании его добротности Q_H . Выходное действующее значение напряжения преобразователя $U_{И}'$ составляет 0,90–0,92, что выше, чем в первом варианте. Максимальные напряжения на управляемом вентиле U_{Vmax} и разделительном конденсаторе U_{Cpmax} равны, соответственно, 2,3 и 1,3, что существенно ниже, чем для первого варианта. При этом напряжение на вентиле U_{Vmax} также практически не зависит от изменения параметров нагрузочного контура. В диапазоне изменения его добротности $Q_H = 5 \dots 20$ максимальное напряжение на вентиле U_{Vmax} изменяется всего на 0,6% (с ростом добротности Q_H напряжение увеличивается), что вызвано той же причиной, что и для выходного напряжения $U_{И}$. Разделительный конденсатор C_P в новом инверторе работает на пульсирующем напряжении (не перезаряжается до напряжения отрицательной полярности), причем глубина пульсации не превышает 0,5. Максимальная пульсация имеет место в режиме работы при минимальной добротности нагрузочного контура Q_H ($Q_H = \min$). Уровни напряжений на разделительном C_P и компенсирующем C_K конденсаторах практически согласованы. Таким образом, несимметричный одноключевой инвертор с закрытым входом приобретает некоторые свойства инвертора напряжения. Максимальный ток управляемого вентиля I_{Vmax} не превышает 5,0.

Из-за снижения суммарной (установленной) мощности реактивных элементов ($S_2 = Q_L + Q_C$) в новом инверторе, естественно, несколько уменьшается, по сравнению с первым вариантом, и схемное время, предоставляемое управляемому вентилю для выключения (реализация на однооперационном приборе). Однако это имеет значение только для ограниченного круга систем, выполненных на однооперационных вентилях и работающих в верхней части диапазона средних частот (18...30 кГц).

Увеличивая расстройку (управление с углом опережения β), можно повысить уровень выходного напряжения $U_{И}$ и мощность P_H преобразователя частоты. При этом схемное время также увеличивается. Регулированием расстройки обеспечивают и контролируемый запуск преобразователя частоты, а также устойчивость его работы при больших углах управления α выпрямителя.

К важным положительным свойствам нового инвертора можно отнести, в том числе,

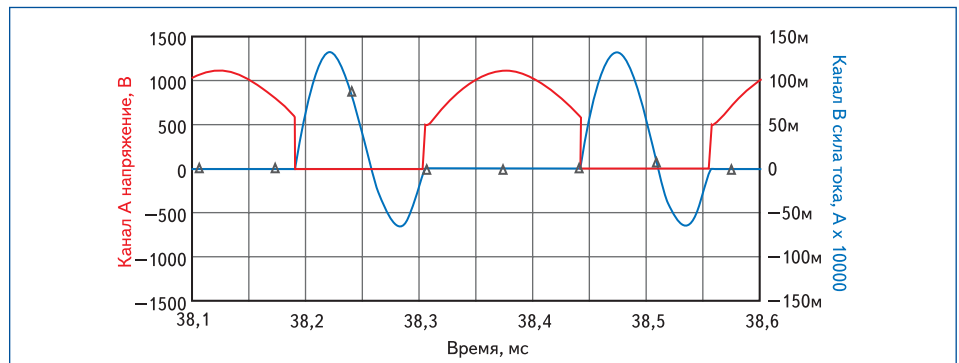


Рис. 4. Напряжение и ток вентиляльной ячейки ($Q_H = 10, D_H = 0,1$)

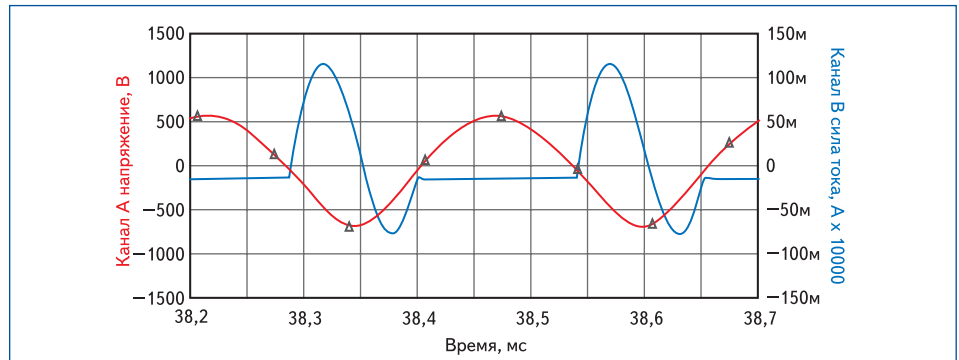


Рис. 5. Напряжение и входной ток нагрузочного контура ($Q_H = 10, D_H = 0,1$)

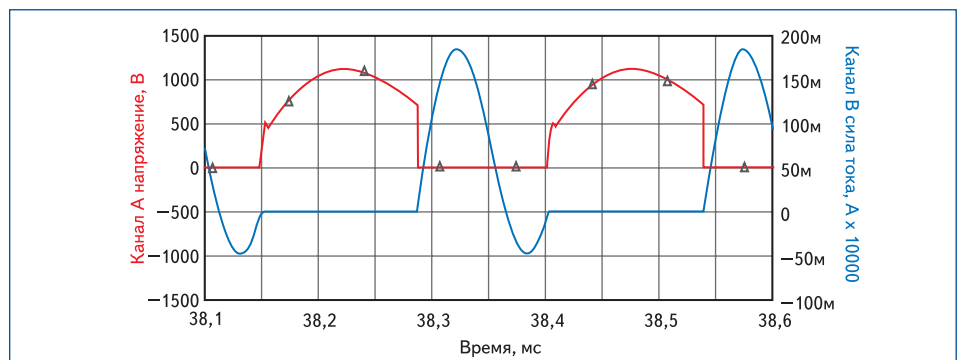


Рис. 6. Напряжение и ток вентиляльной ячейки ($Q_H = 5, D_H = 0,2$)

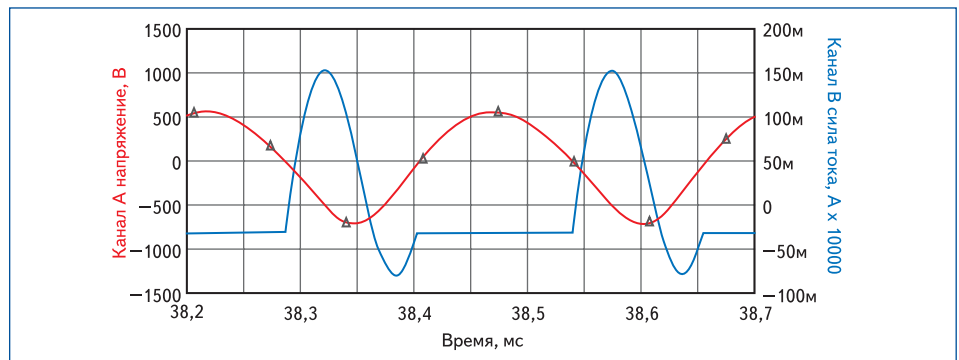


Рис. 7. Напряжение и входной ток нагрузочного контура ($Q_H = 5, D_H = 0,2$)

и возможность применения в качестве разделительного конденсатора C_P емкостных элементов, рассчитанных на работу в цепях импульсного или постоянного тока, а также хорошее соответствие «схемных» требований к параметрам используемых вентилях типовым параметрам реально выпускаемых приборов.

На рис. 4 приведены временные диаграммы мгновенных значений напряжения и тока вентиляльной ячейки (V_{T1}, V_{D1}) одноключевого ин-

вертора преобразователя частоты на максимальную выходную мощность $P_{Иmax} = 168$ кВт (для $Q_H = 5$) и номинальную частоту $f_{И} = 2,4$ кГц. В инверторе параллельно управляемому вентилю V_{T1} установлена демпферная (защитная) RC-цепь с параметрами: 20 Ом; 0,1 мкФ.

Из диаграмм на рис. 4 видно, что ток вентиляльной ячейки имеет квазисинусоидальную форму, а форма мгновенного напряжения на вентиле достаточно благоприятная (низкие

амплитуда фронта и скорости нарастания прямого напряжения, относительно низкая амплитуда спада). Электромагнитные процессы при включении управляемого вентиля VT_1 протекают на некоторой условной (эквивалентной) частоте $f_E: f_E = \omega_{\Delta}^{-1} (\omega_{\Delta} = t_T + t_D)$, где t_T — интервал проводимости управляемого вентиля VT_1 ; t_D — интервал проводимости встречно-параллельного диода VD_1 или время выключения). Условная частота f_E равна 1,9–2,2.

Мгновенное напряжение на нагрузочном контуре (рис. 5) несинусоидальное. Причем амплитуды и формы положительной и отрицательной полуволн выходного напряжения существенно различаются. В интервале паузы (вентильная ячейка VT_1 , VD_1 не проводит) через нагрузочный контур протекает ток реактора фильтра L_{ϕ} , который хорошо сглажен.

Диаграммы на рис. 4, 5 относятся к практическому случаю средней добротности $Q_H = 10$ нагрузочного колебательного контура.

При увеличении коэффициента затухания $D_H: D_H = 0,2$ формы кривых напряжения на вентильной ячейке и тока через нее, напряжения и входного тока нагрузочного контура (рис. 6, 7) качественно не изменяются. Время выключения t_D уменьшается. По-прежнему выполняются типовые соотношения характеристических частот ($f_E \approx 2$). Кривая выходного напряжения по сравнению с ранее рассмотренным режимом несколько искажается. Возрастают и пульсации тока реактора фильтра.

На рис. 8 даны диаграммы напряжения на разделительном конденсаторе C_p и тока реактора фильтра L_{ϕ} для режима с коэффициентом затухания нагрузочного контура $D_H = 0,2$. В этом режиме имеют место максимальные пульсации указанных величин. На диаграммах видно, что напряжение на разделительном конденсаторе C_p знакопостоянное. Глубина пульсации входного тока инвертора не превышает 0,1.

В режиме релаксатора второго вида ($N = 2$) выходная мощность P_H и выходное напряжение U_H инвертора уменьшаются, соответственно, на 33 и 25 процентов, а максимальный ток управляемого вентиля I_{Vmax} возрастает до 10–11. Напряжение на вентиле U_{Vmax} незначительно снижается ($U_{Vmax} \approx 2,2$). Временные диаграммы мгновенных напряжений на вентильной ячейке и нагрузочном контуре, тока вентильной ячейки и входного тока контура для режима с $D_H = 0,2$ изображены на рис. 9, 10. Кривая выходного напряжения имеет слабозатухающий характер.

При увеличении добротности Q_H нагрузочного контура спад (затухание) амплитуды выходного напряжения уменьшается. В этом случае кривая напряжения на вентиле может перейти в область отрицательных значений. Реально последнее означает, что встречно-параллельный диод будет проводить ток дважды и число коммутаций на периоде удвоится. При определенных соотношениях параметров (первый вариант) интервалы первой и второй проводимости встречно-параллельного диода могут сливаться, что и приводит к параметрическому увеличению времени выключения t_D . В режиме двойной проводимости время выключения t_D равно длительности первого интервала.

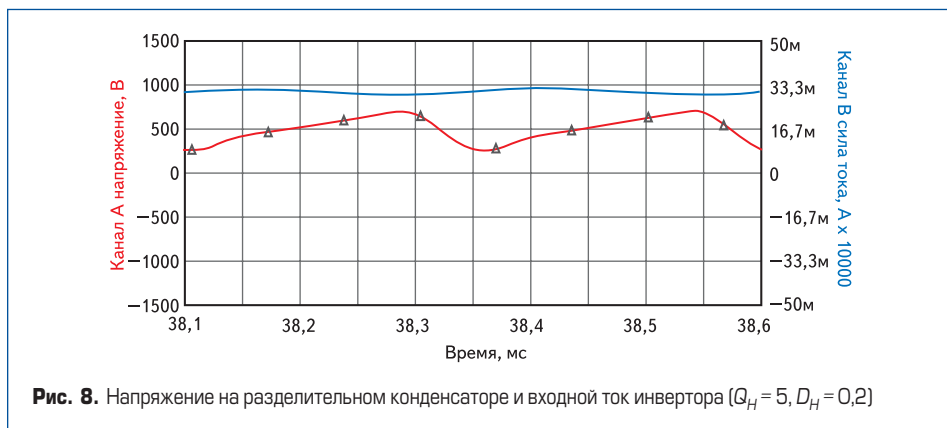


Рис. 8. Напряжение на разделительном конденсаторе и входной ток инвертора ($Q_H = 5, D_H = 0,2$)

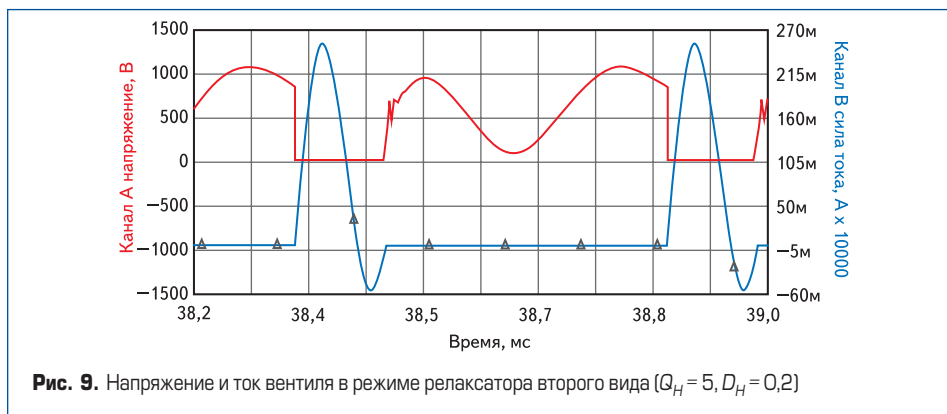


Рис. 9. Напряжение и ток вентиле в режиме релаксатора второго вида ($Q_H = 5, D_H = 0,2$)

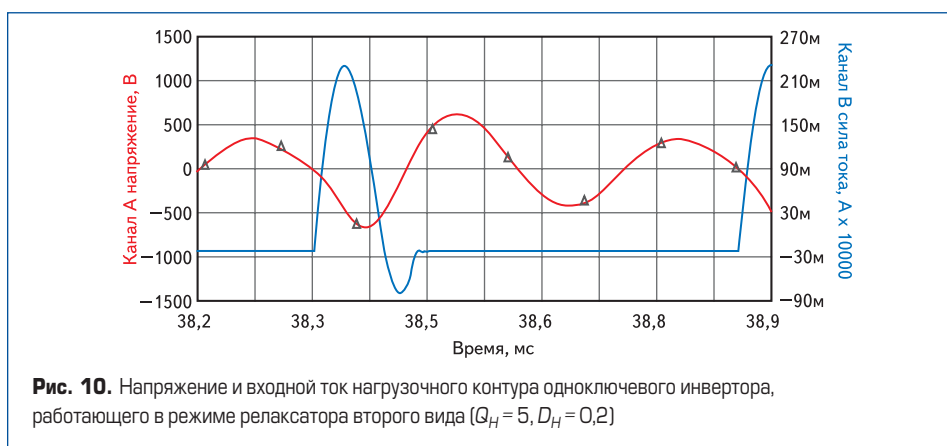


Рис. 10. Напряжение и входной ток нагрузочного контура одноключевого инвертора, работающего в режиме релаксатора второго вида ($Q_H = 5, D_H = 0,2$)

В этой связи отметим, что схемы одноключевых инверторов очень сложно исследовать аналитическими методами.

На самом деле любые аналитические методы расчета вентильных преобразователей для электротехнологии сводятся к искусственному понижению порядка описывающих дифференциальных уравнений (исключение некоторых реактивных элементов, введение источников известной формы, замена цепей, разделение решения на «быстрые» и «медленные» составляющие и прочее) до первого, второго или, что реже, до третьего [28, 29]. Определяющими моментами при этом являются только интуиция разработчика и то, насколько ему понятен на данном этапе анализа (синтеза) физический смысл исследуемого процесса.

Не претендуя на обобщения, отметим только, что часто применяемые методики, например, основанные на представлении нагрузочного контура активным (эквивалентным) сопротивлением или генератором синусоидального сигнала для исследования рассматриваемых схем некорректны. При их исполь-

зовании возможны ошибки не только количественного (что не так существенно для инженерной практики), но и качественного характера. Ошибки качественного характера при анализе вызывают ошибки в понимании «физики» электромагнитных процессов. Например, из довольно часто приводимых в технической литературе осциллограмм тока вентильной ячейки в одноключевом инверторе с закрытым входом (первый вариант) видно, что невозможно их аналитическое описание одной или даже двумя гармониками. При этом нельзя выявить и оценить, в том числе, рассмотренный выше эффект параметрического увеличения времени выключения из-за слияния интервалов при «двойной» проводимости встречно-параллельного диода. А «привязка» электромагнитных процессов к параметрам и собственной частоте демпферного контура может привести к ошибочному выводу о неработоспособности устройства в целом (второй вариант).

Схема инвертора на рис. 3 описывается дифференциальными уравнениями пятого или,

при корректном понижении, четвертого порядка. Единственными (адекватными) методами анализа в этом случае могут быть только физическое или математическое моделирование. А из результатов такого исследования разрабатываются уже методики упрощенного инженерного расчета.

Некоторые элементы методики инженерного расчета нового инвертора уже рассмотрены в материалах настоящей статьи. Приведем выражение для выходной мощности P_{II} . Это основной параметр, который необходимо определять на этапе инженерного расчета или при разработке задания для синтеза (уточнения) параметров и моделирования систем.

Выходная мощность P_{II} автономного несимметричного одноключевого инвертора с закрытым входом представляет собой функцию нескольких величин. Для заданных параметров элементов и напряжения питания U_D выходная мощность P_{II} обратно пропорциональна добротности Q_H нагрузочного контура (то есть прямо пропорциональна коэффициенту затухания D_H) и зависит от расстройки контура:

$$P_{II} = F(U_D, r_{II}, C_{II}, L_{II}, \omega_H^{-1}),$$

где F — знак функции; ω_H^{-1} — собственная круговая частота нагрузочного контура в относительных единицах ($\omega_H^{-1} = 2\pi f_H^{-1}$). Выходная мощность P_{II} инвертора равна:

$$P_{II} = \zeta U_D^2 r_{II} C_{II} f_{II} L_{II}^{-1} f_H^{-1},$$

где ζ — безразмерный схемный коэффициент ($\zeta \approx 0,68$).

Выходная мощность P_{II} инвертора может быть также рассчитана через коэффициент мощности нагрузки $\cos\phi$ в соответствии с выражением:

$$P_{II} = U_{II} I_{II\text{eff}} \cos\phi,$$

где $I_{II\text{eff}}$ — действующий входной ток нагрузочного контура. Коэффициент мощности $\cos\phi$ имеет максимальное значение 0,623 при минимальной добротности Q_H нагрузочного контура ($Q_H = 5$). С увеличением добротности Q_H коэффициент мощности $\cos\phi$ нагрузки снижается. При добротности $Q_H = 20$ коэффициент мощности $\cos\phi$ составит приблизительно 0,215. Коэффициент мощности $\cos\phi$ нагрузки для классического параллельного инвертора тока, широко применяемого в электротехнологических установках, обычно не превышает 0,625.

В заключение необходимо дать количественную оценку того, насколько рассматриваемые одноключевые инверторы уступают классическому параллельному инвертору тока по установленной мощности вентилей. Считается, что именно в инверторе тока силовые вентили используются наилучшим образом. Поэтому такое сравнение может представлять интерес. Введем некоторые обозначения. Нормированный максимальный ток управляемого вентиля инвертора $I_{V\text{max}} = I_{V\text{max}} P_{II\text{max}}^{-1}$ (А/кВт) используется для оценки и выбора типа вентиля при реализации преобразователя на заданную мощность. Нормированный действующий ток

Таблица

Наименование	Ток, $I_{V\text{max}}$, А	Ток, $I_{V\text{eff}}$, В	Напряжение $U_{V\text{max}}$, В	Напряжение U_{II} , В	Коэффициент k_p
Параллельный инвертор тока	2	2,0	2,26	1,6	0,1108
Новый одноключевой инвертор	11	3,5	2,30	0,9	0,0866
Схема Кошьева (первый вариант)	9	2,9	3,00	0,6	0,0811
Схема Депенброка (последовательная)	20	7,0	1,00	0,8	0,0250

(максимальный) управляемого вентиля инвертора $I_{V\text{eff}} = I_{V\text{eff}} P_{II\text{max}}^{-1}$ служит для оценки и выбора типа вентиля, а также для расчета потерь мощности в вентиле. Нормированное максимальное напряжение на вентиле $U_{V\text{max}} = U_{V\text{max}} U_D^{-1}$ — безразмерная величина, определяемая аналогично $U_{V\text{max}}$ (коэффициент использования вентиля по максимальному напряжению), служит для оценки и выбора типа вентиля по классу напряжения. Нормированное действующее выходное напряжение $U_{II} = U_{II} U_D^{-1}$ — безразмерная величина, определяемая аналогично U_{II} (коэффициент использования напряжения источника питания), служит для оценки применимости схемы в электротехнологической установке.

Результаты расчетов указанных величин удобно представить в форме сравнительной таблицы.

В таблице приведены данные без учета установленной мощности встречно-параллельных диодов, которые необходимы для всех схем, кроме инвертора тока. Однако это имеет значение, если в инверторе тока используются симметричные приборы. При применении же асимметричных приборов, которые в настоящее время наиболее распространены, потребуется установка диодов последовательно с каждым управляемым вентилем. Коэффициент использования вентиля по мощности k_p для инвертора тока при этом снизится. Еще хуже будет обстоять дело, если применить вентили (модули), в которых диод уже интегрирован в структуру прибора или корпус модуля. В этом случае классический инвертор тока будет однозначно уступать несимметричному одноключевому инвертору.

Следует принять во внимание и квазисинусоидальность формы токов вентиля в одноключевых инверторах, что обеспечивает более низкие коммутационные потери и позволяет повысить токовую загрузку вентиля. Важно также, что по установленной мощности реактивных элементов новый инвертор уступает параллельному инвертору тока не более чем на 30%.

Для одноключевых инверторов по первому (схема Кошьева) и второму вариантам установленные мощности вентиля приблизительно одинаковы, так как они относятся к одному классу схем. Однако новый инвертор имеет преимущества, обусловленные более низкими уровнями напряжений на вентилях и более высоким выходным напряжением.

Хуже всего используются вентили в схеме Депенброка (последовательная компенсация реактивности индуктора) реализации компании Inductotherm. Тем не менее, выпускаемые Inductotherm преобразователи VIP Power-Trak

считают самыми массовыми среди аналогичных систем для индукционного нагрева других производителей.

Новые автономные одноключевые инверторы с закрытым входом перспективны, в первую очередь, для использования в одновентильных структурах на мощности до нескольких сотен киловатт. Областью их широкого применения могут являться, в частности, установки средней мощности для открытой и вакуумной индукционной плавки металлов и сплавов, порошковой металлургии и выращивания монокристаллов.

Литература

- А.с. 155222, СССР, МКИ Н02 М 7/523. Последовательный инвертор / Кошчев Л. Г. // Б. И. 1963. № 12.
- Кацнельсон С. М. Тиристорные умножители частоты: Учебное пособие. Уфа: УАИ, 1978.
- Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок / Беркович Е. И., Ивенский Г. В., Иоффе Ю. С. и др. Л.: Энергоатомиздат. 1983.
- Шапиро С. В., Казанцев В. Г., Карташев В. В. и др. Тиристорные генераторы ультразвуковой частоты / М.: Энергоатомиздат, 1986.
- Изюмов Н. М., Линде Д. П. Основы радиотехники. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь. 1983.
- А.с. 1778894, СССР, МКИ Н02 М 5/45. Преобразователь переменного тока для питания индуктора / Дзлиев С. В., Силкин Е. М., Тазихин С. Н. и др. // Б. И. 1992. № 44.
- А.с. 1800659, СССР, МКИ Н05 В 6/06. Устройство для индукционного нагрева / Дзлиев С. В., Силкин Е. М., Тазихин С. Н. и др. // Б. И. 1993. № 9.
- А.с. 1821945, СССР, МКИ Н05 В 6/06. Устройство для индукционного нагрева / Силкин Е. М., Дзлиев С. В., Тазихин С. Н. и др. // Б. И. 1993. № 22.
- А.с. 1830641, СССР, МКИ Н05 В 6/06. Устройство для индукционного нагрева / Дзлиев С. В., Силкин Е. М., Тазихин С. Н. и др. // Б. И. 1993. № 28.
- А.с. 1830642, СССР, МКИ Н05 В 6/06. Способ регулирования выходной мощности устройства индукционного нагрева / Дзлиев С. В., Силкин Е. М., Тазихин С. Н. и др. // Б. И. 1993. № 28.
- Salzmann T. Progress in voltage source inverters and current source inverters with modern semiconductor devices // Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. 22 nd Annu Meet., Oct. 18–23 1987. New York, 1987. P. 932–940.