

Несимметричные одноключевые инверторы в современной силовой электронике

Евгений Силкин (г. Ульяновск)

В электротехнических системах самого различного назначения, мощности и частоты широко применяются автономные четвертьмостовые (quarter-bridge) инверторы. Как правило, они являются составной частью преобразователей частоты систем электропитания и управления электротехнических установок. Инверторы такого типа просты, надёжны и могут работать на очень высоких частотах.

Автономные несимметричные одноключевые инверторы (quarter-bridge) обладают уникальными свойствами и позволяют создавать простые, технологичные и эффективные преобразовательные устройства, имеющие сравнительно недорогие конструкции, что особенно важно для силовой электроники.

Варианты однофазных несимметричных одноключевых инверторов, в том числе известная классическая схема Л.Г. Кощева (current fed chopper) [1], в настоящее время применяются не менее широко, чем, например, параллельный инвертор тока или симметричные согласованные инверторы с резонансной коммутацией. Эти схемы приводятся в многочисленных заявках и патентах СССР и РФ, США, Японии, Великобритании,

Франции, ФРГ и других промышленно развитых стран, а также часто упоминаются и анализируются в мировых научных, технических, рекламных публикациях и монографиях по силовой электронике [2–19].

Несмотря на относительно малое число используемых элементов, существует около двенадцати «основных» (в отличие от обычно рассматриваемых трёх) схем quarter-bridge-инверторов. 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, и режимам

работы. Кроме того, применение разных типов вентиляей и структур вентиляных ячеек (газоразрядные, вакуумные, полупроводниковые, однооперационные, полностью управляемые, с обратной или без обратной блокирующей способностью, со встречно-параллельным неуправляемым или управляемым вентиляем) значительно расширяет общее количество возможных схем, принципов и режимов. Это – причины большого разнообразия и промышленных технических решений.

На рисунках 1 – 4 приведены некоторые примеры практических схем quarter-bridge-инверторов, применяемых в электротехнических системах. Автогенератор с туннельным диодом (см. рис. 1) имеет, например, мощность несколько десятков ватт, а преобразователь для индукционной плавильной печи (см. рис. 2) рассчитывается на рабочую мощность около одного мегаватта. Инвертор для дуговой сварки (см. рис. 3) может работать на частоте до четырёх килогерц, а ламповый генератор (см. рис. 4), используемый в установках плазменного напыления, имеет выходную частоту более пяти мегагерц.

В связи с совершенствованием элементной базы силовой электроники дальнейшее развитие теории одноключевых инверторов, способов их управления и регулирования, схемотехники, методов расчёта и проектирования являются актуальными.

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

Несимметричные инверторы классифицируются в научно-технической

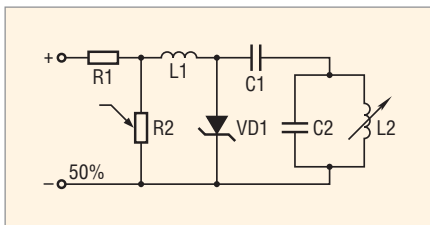


Рис. 1. Автогенератор с туннельным диодом для систем телекоммуникаций

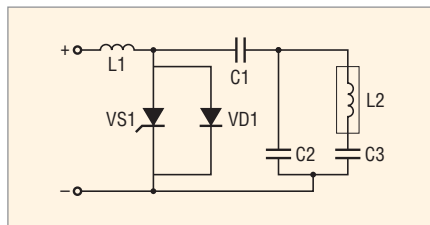


Рис. 2. Тиристорный инвертор для индукционной плавильной печи

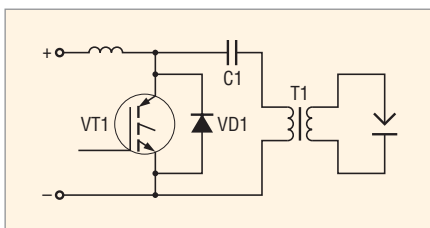


Рис. 3. Одноключевой инвертор для дуговой сварки переменного тока

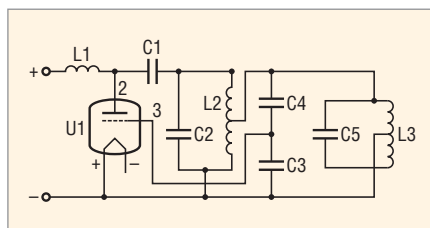


Рис. 4. Ламповый генератор для установки плазменного напыления

литературе также под названием умножителей частоты [2, 4]. Следует отметить, что одноключевые схемы как такового умножения частоты 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, т.е. релаксатор второго вида, известен и для одноключевой схемы Кошечева [13]. В принципе любая схема согласованного инвертора с резонансной коммутацией или инвертора напряжения, работающая на параллельный контур высокой добротности Q_H , в частности, на контур, например, с индукционным нагревателем или плавильной печью ($Q_H \in [5, 30]$, $Q_H = 0,5L_{и}C_K^{-1}r_{и}^{-1}$, где $L_{и}$, $r_{и}$ – эквивалентные индуктивность и активное сопротивление индуктора; C_K – параллельная компенсирующая ёмкость), может достаточно эффективно функционировать в режиме ударной генерации (или ударного возбуждения), т.е. в режиме релаксатора второго вида [20–23].

При этом симметричные автономные согласованные инверторы с резонансной коммутацией или симметричные инверторы напряжения умножают частоту в нечётное число N раз ($N = 3, 5, \dots, N = f_{и}f_y^{-1}$, где $f_{и}$ – выходная частота инвертора; f_y – частота управления вентилями). А одноключевая схема Кошечева 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_y , равной выходной частоте $f_{и}$ инвертора, т.е. выполняется условие $f_{и}f_y^{-1} = 1$.

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 вентиляльных ячейках [24]. Однако ре-

лаксаторы второго вида всегда проигрывают схемам без умножения частоты по установленной мощности силовых вентиляей:

$$P_V = \sum_n U_{V \max}(n) I_{V \max}(n),$$

где n – общее число вентиляей всех типов в инверторе; $U_{V \max}$, $I_{V \max}$ – максимальные напряжение и ток каждого вентиля. Релаксаторы второго вида характеризуются более низкими значениями коэффициента использования вентиляей по мощности $k_P = P_H P_V^{-1}$, где P_H – 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 Кошечева, в том числе на SCR, функционирующей в режиме релаксатора второго вида, представляются неубедительными.

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

Благодаря устанавливаемым входным реакторам фильтров (достаточно большой индуктивности L_{Φ} : $L_{\Phi} > 2\pi U_D^2 f_{и}^{-1} P_{и}^{-1}$, где U_D – напряжение выпрямителя или, в общем случае, напряжение питания; $P_{и}$ – выходная мощность при работе на нагрузку с минимальной добротностью $Q_{и} = \min$) автономный инвертор может питаться сглаженным током, т.е. 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 меньше сказываются и негативные последствия аварий.

Последовательное включение нагрузки в цепь вентиля приводит к возникновению постоянной составляющей в её токе. Иногда электротехническая нагрузка должна специально питаться током с постоянной составляющей (магнитоотрицательные преобразователи ультразвуковых установок). Для других же нагрузок (например, автотрансформаторной или трансформаторной) постоянная составляющая тока отрицательно влияет на их харак-

теристики. При подключении нагрузки через разделительный (фильтровой, компенсирующий или коммутирующий) конденсатор постоянная составляющая в её токе отсутствует [19]. 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, 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_{Δ} : $U_{\Delta} \in [\pi/4, \pi]$ периода $T_{и} = f_{и}^{-1}$ выходного (2π) переменного сигнала (релаксатор первого вида).

Тем не менее, использование одноключевых схем в электротехнических 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.

Всё многообразие электротехнических 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 (например, изменяющиеся в ходе технологического процесса). К таким нагрузкам относятся, в первую очередь, электротехнологические, например, индукционные нагреватели и тигельные печи для нагрева и плавки ферромагнитных материалов. Изменение электрических параметров нагрузки в широких пределах, в частности, при плавке ферромагнитных материалов, происходит из-за изменения физических свойств нагреваемого материала (магнитная проницаемость, удельное сопротивление), массы и геометрии садки.

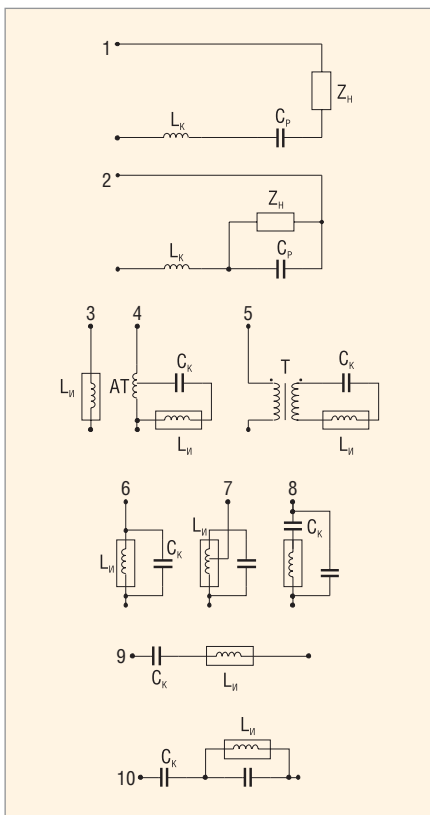


Рис. 5. Схемы согласования и компенсации реактивной мощности нагрузки

Сложность проектирования подобных систем заключается в необходимости сохранять выгодный энергетический режим во время всего технологического процесса и не выходить за пределы разрешённой полосы частот, установленной нормативными документами. При этом широкое распространение преобразователей на неэлектротехнических предприятиях и их эксплуатация в тяжёлых условиях термических цехов или, например, в бытовых условиях и заставляют проектировать эти установки по максимально простым схемам, достигая лёгкости настройки, обслуживания и высокой надёжности работы.

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

Индукционный нагреватель или индукционная тигельная печь для от-

крытой, вакуумной плавки или плавки в среде защитных газов металлов (сплавов) или диэлектрических материалов, как нагрузка преобразователя частоты, характеризуется высокой добротностью $Q_{И}$ и является потребителем активной и реактивной энергии индуктивного характера.

Если представить индуктор индукционного нагревателя или тигельной печи электрической схемой замещения в виде параллельного ($X_{И}, R_{И}$) или последовательного ($x_{И}, r_{И}$) соединения индуктивного и активного сопротивлений, добротность индуктора $Q_{И}$ выражается как:

$$Q_{И} = R_{И}X_{И}^{-1};$$

$$Q_{И} = x_{И}r_{И}^{-1}.$$

При этом справедливы следующие соотношения:

$$X_{И} \approx x_{И};$$

$$R_{И} \approx x_{И}^2 r_{И}^{-1};$$

$$x_{И} = 2\pi f_{И}L_{И}.$$

Добротность $Q_{И}$ 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 [4, 16, 25–27]. Неправильное согласование ведёт к росту энергозатрат и даже к нарушению технологического процесса, что неприемлемо для энергоёмких систем и ответственных применений.

В схемах автономных несимметричных одноключевых инверторов без постоянной составляющей в токе нагрузки нагрузочная цепь $Z_{Н}$ (комплексная нагрузка) может быть включена как последовательно (см. рис. 5.1), так и параллельно (см. рис. 5.2) разделительному конденсатору $C_{р}$. Демпферный дроссель $L_{к}$ представляет собой индуктивность соединительных линий инвертора с нагрузочной цепью $Z_{Н}$ или/и отдельный конструктивный элемент схемы. В реальных системах не удаётся выполнить соединительные линии (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) [28, 29].

При непосредственном последовательном включении индуктора $L_{И}$ (см. рис. 5.3) получаем самый простой вариант компенсации и согласования. Этот принцип принят в качестве основного рядом производителей индукционного оборудования, в том числе известными компаниями Inductotherm (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 $L_{И}$, демпферный дроссель $L_{к}$ и разделительный конденсатор $C_{р}$ образуют последовательный колебательный контур, собственная частота которого $f_{\Omega} = \{4\pi \times 2(L_{к} + L_{И})C_{р}\}^{-0.5} = u_{\Omega}^{-1}$ должна быть выше частоты управления инвертора f_{y} , а коэффициент затухания $DK = Q_{к}^{-1}$ (в нормальном режиме работы) должен быть меньше 2. Величина $Q_{к}$ представляет собой добротность последовательного колебательного контура, определяемую

аналогично добротности Q_H параллельного контура ($Q_K < Q_H$).

Для согласования по уровням напряжений инвертора и нагрузки часто применяются автотрансформаторы (АТ) и трансформаторы (Т). Заметим, что указанные согласующие устройства добротность Q_H индуктора L_H не «трансформируют». Более того, эквивалентная добротность системы может даже увеличиться за счёт фактического включения в схему дополнительных индуктивностей согласующего устройства.

Зачастую целесообразна последовательная компенсация (C_K) реактивности индуктора L_H на вторичной стороне согласующего устройства (АТ, Т), как показано на рисунках 5.4 и 5.5. При этом, если, например, размещать согласующее устройство АТ или Т в непосредственной близости от индуктора L_H (закалочные установки), можно существенно оптимизировать систему, обеспечивая протекание реактивных токов только через вторичную обмотку согласующего устройства, имеющую малое число витков.

Параллельная компенсация (см. рис. 5.6) – распространённый и наиболее эффективный способ согласования для мощных индукционных установок. Он принят в качестве основного большинством производителей серийного оборудования: РЭЛТЕК (РФ); ЭТО (РФ); ESTEL (Эстония); АВВ (ФРГ); ОТТО JUNKER (ФРГ); WJET (КНР); 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, см. рис. 5.7) и третьего (с неполным включением ёмкости, см. рис. 5.8) вида. 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 и 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_H и батареи компенсирующих конденсаторов C_K . Установленная мощность реактивных элементов для сложных контуров оказывается более высокой, а конструкция индуктора L_H с отпайкой – нетехнологичной. Кроме того, части индуктора L_H и компенсирующей ёмкости C_K работают в различных электрических 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_H к разделительному конденсатору C_P индуктор L_H должен быть развязан по постоянному току источника питания через дополнительный конденсатор C_K (см. рис. 5.9 и 5.10). Схема рис. 5.9 применяется, если необходимо повысить напряжение, а схема рис. 5.10 может использоваться для понижения уровня напряжения на индукторе L_H (закалочные установки, некоторые типы систем сквозного нагрева). Настройка и управление установками с приведёнными нагрузочными цепями Z_H являются достаточно сложными. 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 компенсацией реактивности нагрузки приведена на рисунке 6. Преобразователь состоит из полностью управляемого трёхфазного мостового выпрямителя на тиристорах $VS1 - VS6$, звена постоянного тока, содержащего реактор фильтра L_Φ (L), и инвертора на транзисторе VT_1 со встречно-параллельным диодом VD_1 . В качестве ключа в инверто-

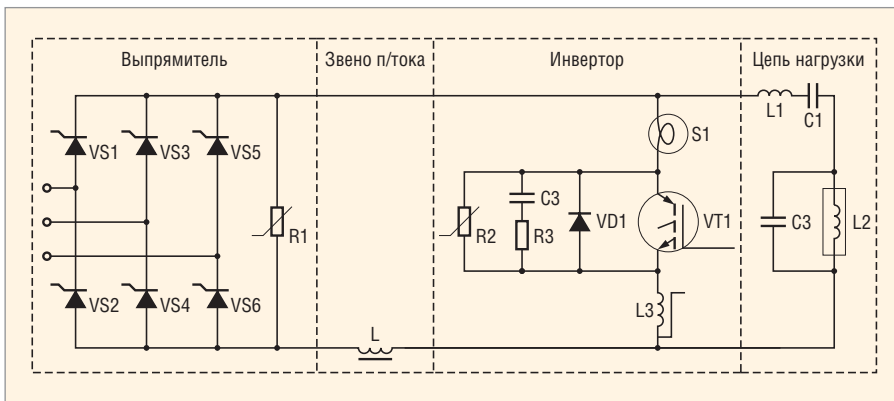


Рис. 6. Преобразователь частоты на основе quarter-bridge-инвертора

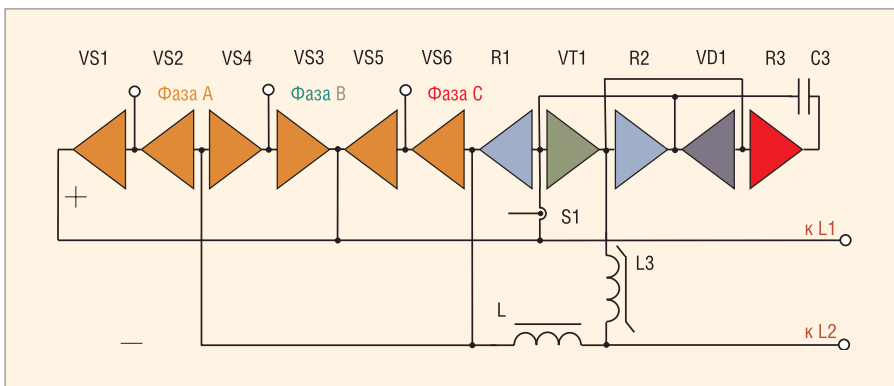


Рис. 7. Вентильный блок преобразователя частоты ТПЧ-160-0,45-8,0-УХЛ4-1

ре можно использовать любые типы вентилях, в том числе быстродействующие однооперационные тиристоры SCR. Реактор L_{Φ} на схеме рис. 6 содержит одну обмотку. Однако в большинстве практических случаев он выполняется с двумя магнитосвязанными обмотками, которые включаются согласно, соответственно в анодную и катодную группы выпрямителя [18]. Такое включение позволяет симметрично ограничить аварийный ток при возможном коротком замыкании выводов индуктора L_{II} (L_2) на «землю» (корпус) установки.

Полностью управляемый выпрямитель обладает важным положительным свойством – возможностью перевода в инверторный режим при выключении или аварии. Одновременно за счёт 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 счёт имитации нулевого вентиля тиристорами

выпрямителя. Выпрямитель при этом использует специальный алгоритм управления с формированием и подачей в каждом полупериоде сети трёх импульсов на соответствующие тиристоры $VS_1 - VS_6$.

Приведённый на рисунке 6 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_{II} (L_2) относятся к нагрузочной цепи. При реализации демпферный дроссель L_K (L_1) (выполнение в виде самостоятельного конструктивного элемента) и разделительный конденсатор C_P (C_1) необходимо включать в цепь той вентильной группы выпрямителя, к которой не подсоединён реактор фильтра L_{Φ} (L). Элементы схемы R_1, R_2 представляют собой ограничители напряжения и служат, наряду с демпферной RC-цепью (R_3, C_3), для защиты вентилях выпрямителя и инвертора от коммутационных и аварийных перенапряжений.

В реальной промышленной установке на основе одновентильной структуры ($P_{II} = 160$ кВт) использованы тиристоры $VS_1 - VS_6$ таблеточной конструкции, press-pack IGBT (VT_1), кремниевые симметричные ограничители напряжения типа

ОНС233-200 (R_1, R_2), силовой кремниевый резистор (power silicon disk resistor) типа PK153 (R_3). Все элементы устанавливаются в единый унифицированный вентильный блок с жидкостным охлаждением, имеющий компактную общую стяжку (см. рис. 7).

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 времени T_{II} и для частот f_{II} . В системе относительных единиц, например, максимальное напряжение на вентиле будет равно:

$$U_{Vmax}^* = U_{Vmax} U_D^{-1}.$$

Вариант первый:

$$L_K \gg L_{II}; C_P \ll C_K; R_{II} < 2(L_K C_P^{-1})^{0.5}.$$

Устройство работает в режиме согласованного инвертора с резонансной коммутацией (с демпферным контуром). Частота управления f_y равна выходной частоте инвертора f_{II} ($f_y^* = 1$), собственной частоте нагрузочного контура $f_{II} = (4\pi \times 2L_{II}C_K)^{-0.5}(1 - D_H^2)^{0.5}$ (релаксатор второго вида не рассматривается, $f_{II}^* = 1$) и ниже собственной частоты демпферного контура $f_K = (4\pi \times 2L_K C_P)^{-0.5}(1 - D_K^2)^{0.5}$; $f_K^* = (1,5...2,0)$. В последних выражениях $D_H = (L_{II}^{-1}C_K)^{-0.5}r_{II}$ и $D_K = (L_K^{-1}C_P)^{-0.5}R_{II}$ соответственно коэффициенты затухания нагрузочного (параллельного) и демпферного (последовательного) контуров. В реализованных системах $D_K < 0,7$. При этом выходное действующее значение напряжения преобразователя U_{II}^* 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. Преимуще-

ством 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:

$$L_K \rightarrow 0; C_P > 0,7C_K; R_{И} \gg 2(L_K C_P^{-1})^{0,5}; (L_K C_P^{-1})^{0,5} > 0.$$

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 отдельной статьи и здесь не рассматривается.

Вариант третий:

$$L_K = (0,8...0,9)L_{И\min}; C_P \geq 0,7C_K; R_{И} > 3(L_K C_P^{-1})^{0,5}.$$

Значение $L_{И\min}$ соответствует минимальному для индуктивности индуктора $L_{И}$ в ходе технологического процесса. Устройство работает в режиме согласованного инвертора с резонансной коммутацией (с демпферным дросселем). При приведённых 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 $f_{И}^*$ ($f_y^* = 1$). 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 счёт ёмкостной расстройки нагрузочного контура ($L_{И}, C_K$). Очередные импульсы управления на вентиль VT_1 подаются в моменты перехода мгновенного напряжения на нагрузочном контуре в область отрицательных значений. При этом за счёт искажения формы кривой напряжения на нагрузочном контуре и обеспечивается необходимая ёмкост-

ная расстройка, величина которой остаётся практически постоянной при изменении параметров контура 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 $Q_H = 5...20$, при соотношении параметров разделительного и компенсирующего конденсаторов $C_P = C_K$, выходное напряжение $U_{И}$ инвертора изменяется не более чем на 0,5% (при постоянном напряжении питания). Небольшое изменение $U_{И}$ объясняется некоторым увеличением ёмкостной 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 $U_{V\max}^*$ и разделительном конденсаторе $U_{C_P\max}^*$ равны соответственно 2,3 и 1,3, что существенно ниже, чем для первого варианта. При этом напряжение на вентиле $U_{V\max}$ также практически не зависит от изменения параметров нагрузочного контура. В диапазоне изменения его добротности $Q_H = 5...20$ максимальное напряжение на вентиле $U_{V\max}$ 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), причём 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 $I_{V\max}^*$ не превышает 5,0.

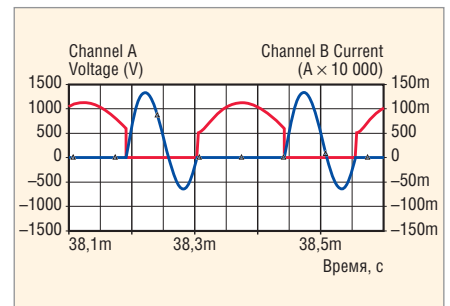


Рис. 8. Напряжение и ток вентиляющей ячейки $Q_H = 10, DH = 0,1$

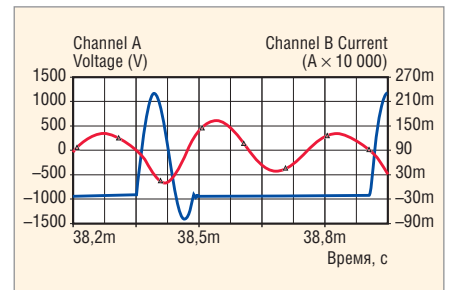


Рис. 9. Напряжение и входной ток нагрузочного контура инвертора, работающего в режиме релаксатора второго вида $Q_H = 5, DH = 0,2$

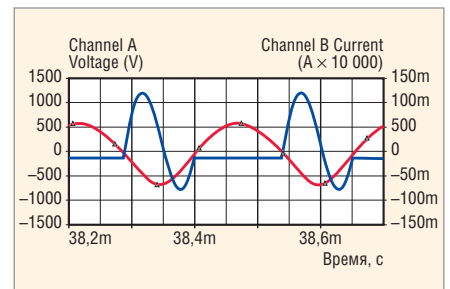


Рис. 10. Напряжение и входной ток нагрузочного контура $Q_H = 10, DH = 0,1$

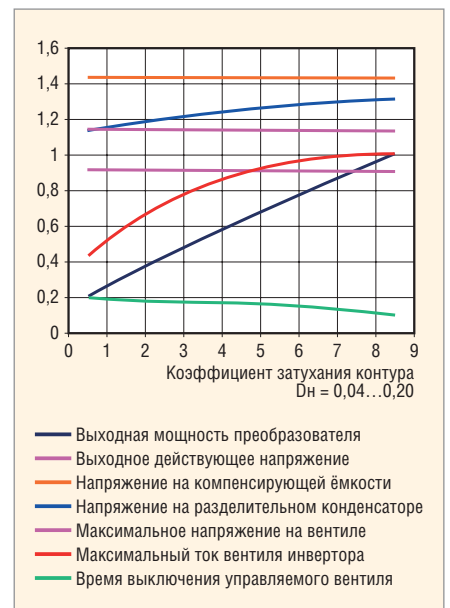


Рис. 11. Зависимости параметров инвертора от коэффициента затухания нагрузочного контура D_H

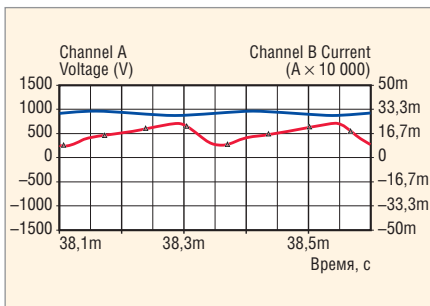


Рис. 12. Напряжение на разделительном конденсаторе и входной ток инвертора
 $Q_H = 5, D_H = 0,2$

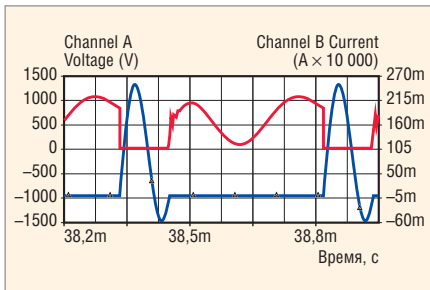


Рис. 13. Напряжение и ток вентиля в режиме релаксатора второго вида
 $Q_H = 5, D_H = 0,2$

Из-за снижения суммарной (установленной) мощности реактивных элементов $S_{\Sigma} = Q_L + Q_C$ 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_{II} 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, и возможность применения в качестве разделительного конденсатора C_p ёмкостных элементов, рассчитанных на работу в цепях импульсного или постоянного тока, а также хорошее соответствие «схемных» требований к параметрам используемых вентилях типовым па-

раметрам реально выпускаемых приборов.

На рисунке 8 приведены временные диаграммы мгновенных значений напряжения и тока вентиляющей ячейки (VT_1, VD_1) одноключевого инвертора преобразователя частоты на максимальную выходную мощность $P_{Иmax} = 168$ кВт (для $Q_H = 5$) и номинальную частоту $f_{II} = 2,4$ кГц. В инверторе параллельно управляемому вентилю VT_1 установлена демпферная (защитная) RC-цепь (R_3, C_3) с параметрами 20 Ом, 0,1 мкФ.

Из диаграмм рис. 8 видно, что ток вентиляющей 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 $f_E = u_{\Theta}^{-1}$ ($u_{\Theta} = t_T + t_D$, где t_T – интервал проводимости управляемого вентиля VT_1 ; t_D – интервал проводимости встречно-параллельного диода VD_1 или схемное время выключения). Условная частота f_E^* равна 1,9...2,2.

Мгновенное напряжение на нагрузочном контуре (см. рис. 9) – несинусоидальное. Причём амплитуды и формы положительной и отрицательной полуволн выходного напряжения существенно различаются. В интервале паузы (вентиляющая ячейка VT_1, VD_1 не проводит) через нагрузочный контур протекает ток реактора фильтра L_{Φ} , который хорошо сглажен.

Диаграммы, приведённые на рисунках 8 и 9, относятся к практическому случаю средней добротности $Q_H = 10$ нагрузочного колебательного контура.

При увеличении коэффициента затухания D_H формы кривых напряжения на вентиляющей ячейке и тока через неё, напряжения и входного тока нагрузочного контура качественно не изменяются. Время выключения t_D уменьшается. По-прежнему выполняется типовые соотношения характеристических частот ($f_E^* \approx 2$). Кривая выходного напряжения несколько искажается по сравнению с ранее рассмотренным режимом. Возрастают и пульсации тока реактора фильтра L_{Φ} .

На рисунке 10 даны диаграммы напряжения на разделительном конденсаторе C_p и тока реактора фильтра L_{Φ} (L) для режима с коэффициентом за-

тухания нагрузочного контура $D_H = 0,2$. В этом режиме имеют место максимальные пульсации указанных величин. Из диаграмм 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_{II} и выходное напряжение U_{II} инвертора уменьшаются соответственно на 33 и 25%, 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 вентиляющей ячейке и нагрузочном контуре, тока вентиляющей ячейки и входного тока контура для режима с $D_H = 0,2$ изображены на рисунках 11 и 12. Кривая выходного напряжения имеет слаботухающий 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. Последнее означает, что встречно-параллельный диод будет проводить ток дважды и число коммутаций на периоде удвоится. При определённых соотношениях параметров (первый вариант) интервалы первой и второй проводимости встречно-параллельного диода могут сливаться, что и приводит к параметрическому увеличению схемного времени выключения t_D . В режиме двойной проводимости время выключения t_D равно длительности первого интервала.

В этой связи отметим, что схемы одноключевых инверторов очень сложно исследовать аналитическими методами. На практике любые аналитические методы расчёта вентиляющих преобразователей для электротехнологии сводятся к искусственному понижению порядка описывающих дифференциальных уравнений (исключение некоторых реактивных элементов, введение идеальных источников известной формы, замена цепей, разделение решения на «быстрые» и «медленные» составляющие и прочее) до первого, второго или, что реже, до третьего [30, 31]. Определяющими моментами при этом являются только интуиция разработчика и то, насколько ему понятен на данном этапе анализа (синте-

Результаты расчёта основных параметров инверторов

Наименование	Ток I_{Vmax}	Ток I_{Veff}	Напряжение U_{Vmax}	Напряжение U_{II}	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 Кошчева (первый вариант)	9	2,9	3,00	0,6	0,0811
Схема Депенброка (последовательная)	20	7,0	1,00	0,8	0,0250

за) 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 использовании 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 вентиляционной 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, приведённая на рисунке 6, описывается дифференциальными уравнениями шестого или, при корректном понижении, четвёртого порядка. Единственными (адекватными) методами анализа в этом случае могут быть только физическое или математическое моделирование. А из результатов такого исследования разрабатываются уже методики упрощённого инженерного расчёта.

На рисунке 13 приведены зависимости основных параметров инвертора от коэффициента затухания

нагрузочного контура D_H , полученные при исследовании цифровой математической модели. Для представления результатов анализа здесь в качестве нормирующей величины по U_{Vmax} использовано значение $2U_D$, а по I_{Vmax} – значение максимального тока вентиля I_{Vmax} в режиме работы с $Q_H = \min$.

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

Выходная мощность P_{II} автономного несимметричного одноклющевого 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 (т.е. прямо пропорциональна коэффициенту затухания D_H) и зависит от расстройки контура:

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

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

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

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:

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

где I_{IIeff} – 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 нагрузки $\cos\phi$ 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 вентилях. Считается, что именно в инверторе тока силовые вентили используются наилучшим образом. Поэтому такое сравнение может представлять интерес.

Введём некоторые обозначения. Нормированный максимальный ток управляемого вентиля инвертора $I_{Vmax} = I_{Vmax} P_{IImax}^{-1}$ [А/кВт] используется для оценки и выбора типа вентиля при реализации преобразователя на заданную мощность. Нормированный действующий ток (максимальный) управляемого вентиля инвертора $I_{Veff} = I_{Veff} P_{IImax}^{-1}$ [А/кВт] служит для оценки и выбора типа вентиля, а также для расчёта потерь мощности в вентиле. Нормированное максимальное напряжение на вентиле $U_{Vmax} = U_{Vmax} U_D^{-1}$ – безразмерная величина, определяемая аналогично U_{Vmax}^* (коэффициент использования вентилях 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 расчётов указанных величин удобно представить в форме сравнительной таблицы, где приведены данные без учёта 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 вентиляем. Коэффициент использования вентиляей по мощности k_p для инвертора тока при этом снизится. Ещё 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 вентиляей в одноключевых инверторах, что обеспечивает более низкие коммутационные потери и позволяет повысить токовую загрузку вентиляей. 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 Кощеева) и второму вариантам установленные мощности вентиляей приблизительно одинаковы, так как они относятся к одному классу схем. Однако новый инвертор имеет преимущества, обусловленные более низкими уровнями напряжений на вентиляях и более высоким выходным напряжением.


Хуже всего используются вентили в схеме Депенброка (последовательная компенсация реактивности индуктора), реализованной компанией Inductotherm. Тем не менее, выпускаемые Inductotherm преобразователи VIP Power-Trak считают самыми массовыми среди аналогичных систем других производителей для индукционного нагрева.

Новые автономные одноключевые инверторы с закрытым входом перспективны, в первую очередь, для использования в одновентильных структурах на мощности до несколь-

ких 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

1. А.с. 155222, СССР, МКИ Н02 М 7/523. Последовательный инвертор. *Л.Г. Кощеев*. БИ № 12. 1963.
2. *Кацнельсон С.М.* Тиристорные умножители частоты: Уч. пособие. Уфа: УАИ, 1978.
3. *Васильев А.С.* Статические преобразователи частоты для индукционного нагрева. Энергия, 1974.
4. *Беркович Е.И.* и др. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок. Энергоатомиздат, 1983.
5. *Шатило С.В.* и др. Тиристорные генераторы ультразвуковой частоты. Энергоатомиздат, 1986.
6. *Измаев Н.М., Линде Д.П.* Основы радиотехники. 4-е изд. Радио и связь, 1983.
7. А.с. 1778894, СССР, МКИ Н02 М 5/45. Преобразователь переменного тока для питания индуктора. *С.В. Дзюев* и др. БИ № 44. 1992.
8. А.с. 1800659, СССР, МКИ Н05 В 6/06. Устройство для индукционного нагрева. *С.В. Дзюев* и др. БИ № 9. 1993.
9. А.с. 1821945, СССР, МКИ Н05 В 6/06. Устройство для индукционного нагрева. *Е.М. Силкин* и др. БИ № 22. 1993.
10. А.с. 1830641, СССР, МКИ Н05 В 6/06. Устройство для индукционного нагрева. *С.В. Дзюев* и др. БИ № 28. 1993.
11. А.с. 1830642, СССР, МКИ Н05 В 6/06. Способ регулирования выходной мощности устройства индукционного нагрева. *С.В. Дзюев* и др. БИ № 28. 1993.
12. *Salzmann T.* Progress in voltage source inverters and current source inverters with modern semiconductor devices. Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. 22nd Annu Meet. Oct. 18–23, 1987, New York. PP. 932–940.
13. *Зинин Ю.М.* Методика схемотехнического моделирования и реновация резонансных инверторно-индукционных электротехнических комплексов. Вестник УГАТУ. 2005. Т. 6. № 2(13). С. 21–25.
14. *Watanabe K.* Improvement of the characteristics of an inverter with single switching device by PLL control. Proc. Int. Power Electron. Conf. Apr. 2-6.1990. Tokyo. Vol. 1. PP. 331–337.
15. *Masaaki O.* Odor control using the AC barrier-type plasma reactors IEEE Trans. Ind. Appl. 2001. № 5. PP. 1447–1455.

16. *Лавлесс Д.Л., Куж Р.Л., Руднев В.И.* Характеристики и параметры источников питания для эффективного индукционного нагрева. Силовая электроника. 2007. № 1. С. 94–98.
17. *Моин В.С.* Стабилизированные транзисторные преобразователи. Энергоатомиздат, 1986.
18. П. 0071834, РФ, МКИ Н02 М 5/45. Преобразователь частоты. *Е.М. Силкин*. БИ № 8. 2008.
19. *Рогинская Л.Э.* и др. Электромагнитные процессы и параметрический синтез одновентильных инверторов с обратным диодом для электротермии. Электричество. 2003. № 12. С. 40–45.
20. А.с. 1529368, СССР, МКИ Н02 М 1/00. Способ регулирования выходной мощности автономного инвертора. *С.В. Дзюев, Е.М. Силкин, В.С. Тетюшкин*. БИ № 46. 1989.
21. *Донской А.В.* Тиристорный генератор затухающих колебаний для индукционного нагрева. Тиристорные преобразователи частоты для индукционного нагрева металлов: Труды УАИ. Уфа, 1973. Вып. 48. С. 57–63.
22. *Беркович Е.И.* и др. Одноключевые резонансные инверторы. Тез. докл. XI ВНТК, 25–27 сентября 1991 г. Ленинград. С. 117.
23. *Земан С., Оситов А., Сандыфев О.* Особенности работы высокочастотного трансформатора в схеме последовательного резонансного инвертора. Силовая электроника. 2007. № 1. С. 67–72.
24. А.с. 1447224, СССР, МКИ Н02 М 1/00. Способ управления тиристорами тиристорной ячейки, состоящей из N параллельных ветвей. *С.В. Дзюев, Е.М. Силкин, Ю.Л. Качан*. БИ № 24. 1988.
25. *Шамов А.Н., Бондажков В.А.* Проектирование и эксплуатация высокочастотных установок. Машиностроение, 1974.
26. *Простяков А.А.* Индукционные печи и миксеры для плавки чугуна. Энергия, 1977.
27. *Воскресенский В.В.* Тиристорные преобразователи для питания индукционных установок. Металлургия, 1979.
28. Правила технической эксплуатации электроустановок потребителей. Изд. 5-е. Ростов-на-Дону: Феникс, 2006.
29. Правила устройства электроустановок. Изд. 7-е. СПб: ДЕАН, 2005.
30. *Ицхоки Я.С.* Приближенный метод анализа переходных процессов в сложных линейных цепях. Советское радио. 1969.
31. *Смородинов В.В.* Тиристорный преобразователь частоты для электротермии. Электричество. 1976. № 4. С. 66–69. 

Лазерный отжиг – ключ к решению проблем OLED?

Британская компания Powerlase заявила о том, что ей удалось разработать более эффективный с точки зрения затрат метод для производства плоских дисплейных активно-матричных панелей. Кроме того, выпущенные таким способом дисплеи, по её заявлению, отличаются меньшей потребляемой мощностью по сравнению с современными решениями.

Секрет успеха Powerlase заключается в следующем. При выпуске AMOLED-панелей она применила технику лазерного отжига, что позволило увеличить качество изображения и снизить уровень энергопотребления панелей. Для воплощения своей идеи компания задействовала новое лазерное оборудование Starlase 400G.

По мнению источника, достижение Powerlase ещё на шаг приближает эру массовых недорогих дисплеев на базе OLED. Действительно ли это так – покажет время.

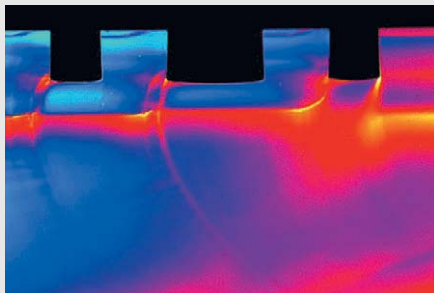
TC Magazine

Микроскопические топливные элементы для микроэлектроники

Аналитики, да и сами исследователи и разработчики уже не один год пророчат скорую смерть традиционным аккумуляторным батареям, которые должны оставить свои позиции на рынке источников питания для электронных устройств под давлением значительно более удобных в использовании топливных элементов. Однако до сих пор существенных подвижек не произошло – крупные производители микроэлектроники обещают в течение очень коротких сроков выпустить на рынок устройства, оснащённые топливными элементами, но пока обещания остаются невыполненными. Нам же остаётся только внимательно следить за новыми разработками учёных и инженеров, тем более что сообщения от исследовательских центров и лабораторий поступают с завидной регулярностью. На этот раз отличились сотрудники французского института электроники, микроэлектроники и нанотехнологий (Institute of Electronics, Microelectronics and Nanotechnology (IEMN)), работающие в тесном сотрудничестве с японской компанией Sharp.

Как следует из официального сообщения, команде исследователей, работающей под руководством Стива Арскотта (Steve Arscott), удалось создать миниатюрный топливный элемент с прямым

окислением метанола (micro-sized direct methanol fuel cells – microDMFC). Главными достоинствами нового устройства являются: высочайшая эффективность «сжигания» топлива и удельная мощность, величина которой составляет 385 Вт/л.



В данном случае метанол используется в качестве топлива и анода, тогда как кислород выполняет роль окислителя и катода. Метанол и газ пропускаются через топливную ячейку благодаря наличию микроскопических каналов. Когда обе составляющие реагируют в присутствии электролита, вырабатывается столь необходимый электрический ток. Интересным нововведением исследователей является внедрение дополнительного пористого слоя в микротопливную ячейку, что приводит к повышению эффективности с двадцати до семидесяти пяти процентов при комнатной температуре.

Одной из причин, по которым учёным удалось существенно повысить эффективность топливных элементов, является использование очень небольшого количества топлива – 1,38 микролитров в минуту или 550 нанолитров в минуту, в зависимости от конструкции. В этом случае отсутствует необходимость в использовании таких элементов, как помповый насос. Однако, как показали исследователи, снижение количества используемого топлива требует поддержания постоянной концентрации топлива, проходящей через топливную ячейку в единицу времени, – только в этом случае достигается максимальная эффективность устройства.

Таким образом, важнейшими отличительными особенностями топливных элементов microDMFC являются: высокая эффективность во время работы при комнатной температуре, возможность изготовления топливной ячейки с использованием стандартных технологий изготовления микросхем (например, CMOS), возможность отказа от относительно сложных помповых насосов, применение эффективной протонообменной кремниевой мембраны и диффузионного слоя. К тому же крайне миниатюрные размеры

ячейки позволяют использовать топливные элементы для питания MEMS- и NEMS-устройств.

physorg.com

ЖК-дисплеи со свойствами электронной бумаги

Одним из ключевых достоинств электронной бумаги (e-paper) по сравнению с традиционными дисплеями является возможность отображения даже при отсутствии напряжения питания. Но теперь, благодаря стараниям инженеров Sharp, возможность энергонезависимо показывать картинку получили и жидкокристаллические панели.

По сведениям источника, новые дисплеи Sharp используют холестерические жидкие кристаллы, но разработчики не подтвердили (и не опровергли) эту информацию и вообще неохотно говорили о технических особенностях своих изделий. Также пока нет данных ни о структуре ЖК-ячейки, ни о напряжении питания, ни о потребляемой мощности во время сохранения изображения в память.

Все разработки демонстрировались на проходившей в Японии выставке FPD International 2008. Здесь были представлены монохромные и цветные панели с диагоналями 14,1", 6,1", 2,4" и 1,7". Например, панель с диагональю 14,1 дюйма, поддерживает вывод восьми цветов и характеризуется разрешением 1030 × 606 пикселей.

Sharp считает, что её панели могут найти применение в качестве электронных инвентарных ярлыков, ресторанных меню, досок объявлений. Другими словами, ЖК-технология позиционируется как конкурент электронной бумаге.

Кстати, ЖК-панели Sharp в качестве электронных инвентарных ярлыков уже работают в тестовом режиме в одном из супермаркетов города Осака (Япония). 2,4- и 1,7-дюймовые дисплеи монтируются на основу со встроенным модулем Wi-Fi и схемой управления, что позволяет удалённо изменять картинку с изображением цены.

Что касается стоимости, то представитель Sharp отметил, что эти панели будут дороже обычных жидкокристаллических, поскольку в них применяются некоторые новые материалы. Несмотря на это, переоборудование производственных LCD-линий не потребует. С увеличением объёмов производства разница между себестоимостью новых панелей и традиционных ЖК будет едва заметной.

Tech-On!