

Реализация и способы управления вентилями

в инверторах тока преобразователей частоты для установок индукционного нагрева и плавки металлов

В индукционных установках средней и большой мощности широко применяются схемы автономных однофазных инверторов тока. К последним относятся вентильные преобразовательные устройства, имеющие «большой» внутренний импеданс на частоте основной гармоники выходного сигнала. Электромагнитные процессы в инверторах тока имеют характерную специфику и существенно отличаются от электромагнитных процессов в схемах инверторов напряжения и автономных согласованных инверторов. Практический интерес представляют способы управления инверторами тока с оптимизированными углами опережения и перекрытием интервалов проводящего состояния вентилях, формирующих прямую и обратную полуволны выходного сигнала. Для применения в мощных установках индукционного нагрева и плавки металлов перспективна нулевая схема автономного однофазного инвертора тока с включением нагрузочного колебательного контура между входными дросселями фильтра. Она имеет важные преимущества перед мостовыми схемами: более высокий уровень выходного переменного напряжения (при равном напряжении питания и сохранении оптимальных энергетических характеристик) и уменьшенное число силовых вентилях.

Евгений Силкин, к. т. н.

elsi@mail.uln.ru

Преобразователи частоты для установок индукционного нагрева и плавки металлов выполняются, в основном, в виде систем с явно выраженным звеном постоянного тока, содержащих одно- или многофазный управляемый (или неуправляемый) выпрямитель, звено постоянного тока и автономный инвертор заданного класса. Звено постоянного тока может включать отдельно или в различных комбинациях фильтр, активный или пассивный кламп, регулятор постоянного тока и иные узлы, выполненные по соответствующим схемам. Традиционно в индукционных установках средней (от сотен киловатт до единиц мегаватт) и большой (десятки мегаватт) мощности широко применяются схемы однофазных мостовых инверторов тока.

Следует дать определение инвертора тока, так как в последнее время в некоторых публикациях такими инверторами называют устройства, которые по характеру электромагнитных процессов ими не являются, а явные инверторы тока, наоборот, зачастую необоснованно относят к другим типам устройств [1–4]. Причина подобных несоответствий, видимо, заключается в том, что в известных работах по данной тематике приводятся, на первый взгляд, различающиеся определения инверторов тока [5–11]. С развитием элементной базы силовой преобразовательной техники термин «инвертор тока», естественно, требует определенного уточнения.

Под инвертором тока понимается автономное вентильное преобразовательное устройство (независимый инвертор), внутренний импеданс (ГОСТ 19880-74) $Z_{\text{и}}$ которого относительно выходных выводов на частоте основной гармоники выходного сигнала (выходной импеданс) значительно больше импеданса нагрузки $Z_{\text{н}}$. То есть нагрузочная цепь преобразователя частоты с инвертором тока питается (по определению) от источника (генератора) переменного тока.

Несмотря на относительную условность такого выделения, инверторы тока принципиально отличаются от инверторов других классов, в частности, по динамическим свойствам в переходных режимах сброса (наброса) нагрузки и пуска. Характер электромагнитных процессов в данных устройствах существенно отличен от тех же процессов в других вентильных устройствах аналогичного назначения (инверторы напряжения, согласованные инверторы). Поэтому смешение классов автономных инверторов (например, применение определений типа резонансный инвертор тока или нерезонансный, резонансный инвертор напряжения и так далее) [1, 12–15], безусловно, нецелесообразно, а с методической точки зрения вряд ли приемлемо и правильно.

Схема классического инвертора тока приведена на рис. 1. В инверторе: L_1 — дроссель фильтра; $VS_1 \dots VS_4$ — вентильный мост; L_2, r_1 — элементы по-

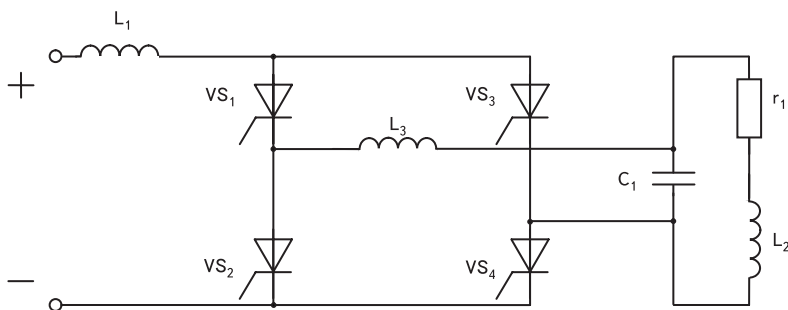


Рис. 1. Схема автономного однофазного мостового инвертора тока на симметричных однооперационных вентилях

следовательной схемы замещения индуктора; L_3 — коммутирующий дроссель; C_1 — компенсирующая емкость. Элементы L_2, r_1, C_1 образуют нагрузочный колебательный контур параллельного типа. Нагрузочный контур индукционной установки имеет высокую добротность $Q \in [2, 30]$ ($Q = (L_2 / C_1)^{1/2} r_1^{-1}$), что обусловлено достаточным большим реактивным сопротивлением индуктора $x_2 = 2\pi f L_2$. Параллельная компенсация индуктивности нагрузки в рассматриваемых системах по этой причине является наиболее предпочтительной.

Для одного из серийно выпускаемых преобразователей частоты с самовозбуждающимся инвертором тока, выполненного на однооперационных симметричных тиристорах (SCR), параметры элементов схемы следующие: $L_1 = 4,5$ мГн, $L_2 = 0,1$ мГн, $L_3 = 10$ мкГн, $r_1 = 0,098$ Ом, $C_1 = 1000$ мкФ. Серийный преобразователь предназначен для питания индукционной плавильной печи типа ИСТ-0,4, работает на базовой частоте $f = 750$ Гц и имеет номинальное выходное напряжение $U = 750$ В и выходную мощность $P = 250$ кВт.

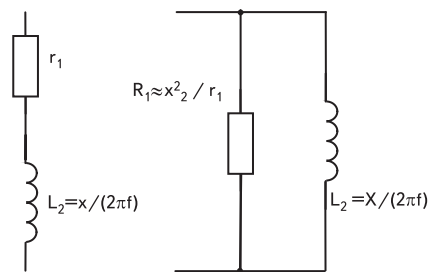


Рис. 3. Последовательная и параллельная эквивалентные схемы замещения индуктора

Временные диаграммы, иллюстрирующие работу инвертора тока, представлены на рис. 2. Используются обозначения: u_{y1}, u_{y2} — импульсы управления вентилями; u_H — мгновенное значение напряжения на нагрузке; i_H — мгновенное значение тока нагрузки; u_{V1}, u_{V2} — напряжение на вентилях; i_{V1}, i_{V2} — токи вентилях; β — угол опережения; s — угол коммутации. При построении диаграмм принято допущение, что входной ток инвертора идеально сглажен ($L_1 \rightarrow \infty$). Это условие качественно выполняется для реальных систем ($L_1 > 6U^2 / \{2\pi f P\}$). Импульсы управления u_{y1}, u_{y2} подаются на вентили диагоналей моста VS_1, VS_3 и VS_2, VS_4 поочередно. При работе очередной пары вентилях VS_1, VS_3 или VS_2, VS_4 формируется соответствующая полуволна выходного переменного напряжения u_H .

Параметры нагрузки (L_2, r_1) в ходе технологического процесса плавки металла изменяются более чем в два раза за счет изменения выходной частоты преобразователя f , физических свойств, геометрии и массы расплавленной шихты. Если преобразовать схему нагрузочного колебательного контура изменением эквивалентной схемы замещения индуктора из последовательной в параллельную (рис. 3):

$$R_1 \approx x_2^2 / r_1$$

$$X_2 \approx x_2,$$

то эквивалентное активное сопротивление нагрузки в параллельной схеме замещения будет численно равно $R_1 = 2,26$ Ом. Для реальных систем при относительно невысокой рабочей частоте f и малых углах опережения β и коммутации s можно оценить внутренний импеданс и импеданс нагрузки в схеме классического инвертора тока как:

$$Z_{И} \approx 2\pi f L_1;$$

$$Z_H \approx R_1.$$

Расчет дает численные значения: $Z_{И} = 21,2$ Ом, $Z_H = 2,26$ Ом. Таким образом, для рассматриваемого серийного преобразователя частоты на основе классического инвертора тока действительно внутренний импеданс устройства существенно больше импеданса нагрузки $Z_{И} \gg Z_H$. Увеличением сопротивления нагрузки R_1 и уменьшением индуктивности дросселя фильтра L_1 или частоты f инвертора тока может быть переведен в резонансный режим работы ($Z_{И} \approx Z_H$). На самом

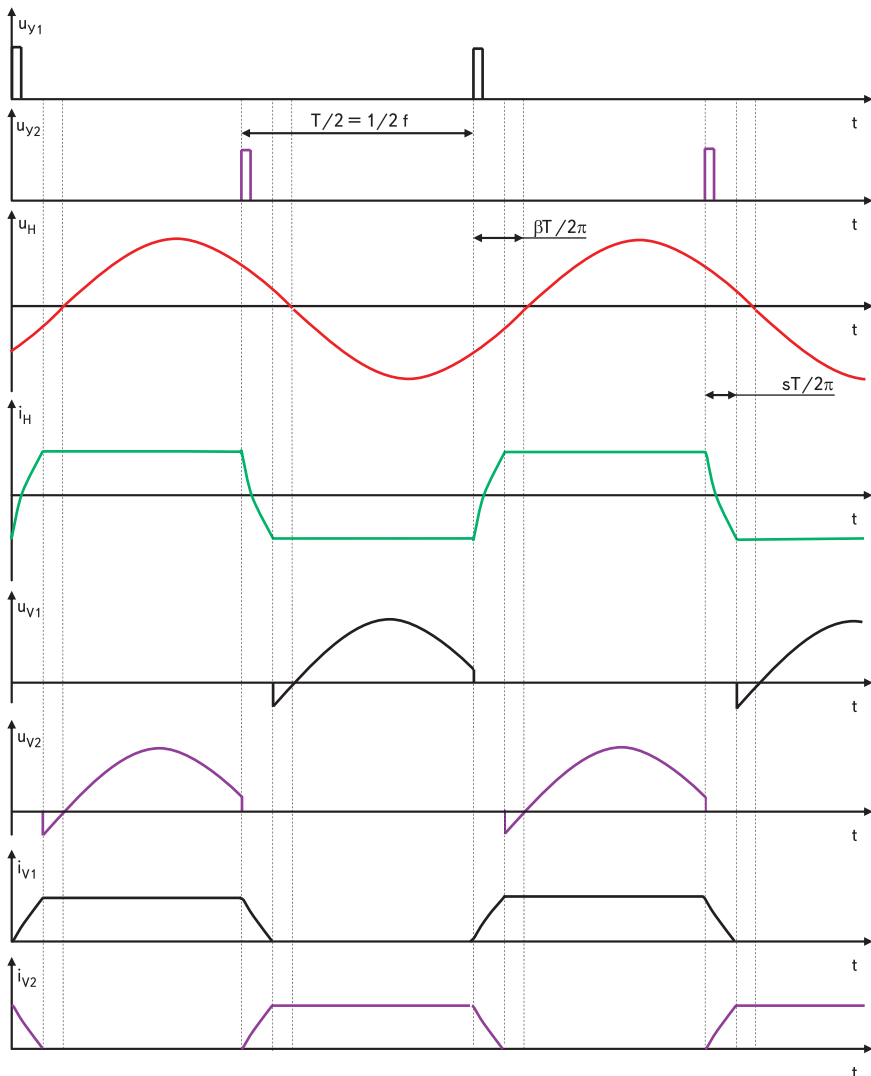


Рис. 2. Временные диаграммы токов и напряжений элементов инвертора тока на симметричных однооперационных вентилях

деле согласованный инвертор с резонансной коммутацией имеет идентичную классическому инвертору тока силовую схему. Изменением же угла коммутации s инвертор тока в резонансный режим не переводится [1, 14], так как это вызвало бы, в конечном счете, существенное возрастание напряжений на элементах схемы и вентилях. Вывод следует из очевидного интегрального соотношения, которое должно выполняться для мостовой схемы

$$2 \int_0^T u_V dt = T E,$$

где $T = 1/f$ — период выходной частоты; t — время; u_V — мгновенное значение напряжения на вентиле; E — среднее значение напряжения питания на входе инвертора тока. То есть инвертор тока не может быть одновременно резонансным. Однако следует отметить, что характеристики инвертора и в этом случае определенным образом трансформируются.

Приведенный параметр L_3 представляет собой суммарную индуктивность дополнительного ограничивающего дросселя, соединительных шин и гибких водоохлаждаемых кабелей. Этот элемент схемы является обязательным для инвертора тока (как, впрочем, и для любого инвертора большой мощности) и должен учитываться при расчетах и анализе работы устройства. Величина его в реальных устройствах довольно значительна, и он существенно влияет на электромагнитные процессы в инверторе тока. Полностью исключить элемент L_3 невозможно. Неправильный выбор параметра приведет к утрате всех преимуществ инвертора тока и даже к неработоспособности устройства. При этом указанный элемент может не иметь строго постоянного значения. На величине L_3 в действующей установке может сказаться, например, геометрия гибких водоохлаждаемых кабелей в текущий момент времени, что приведет к ухудшению электрического режима, снижению надежности работы устройства или значительной потере напряжения (ОСТ 5.6053-74), ухудшению, в этой связи, энергетических параметров и изменению хода технологического процесса. Величина L_3 не должна выходить за пределы некоторого, достаточно строгого, интервала близких к оптимальному значений (своего рода мера определенного порядка и целесообразности). С точки зрения минимизации коммутационных потерь и перенапряжений величину L_3 следует обеспечивать на минимально возможном уровне. Отсюда распространившееся мнение о, якобы, не критичности длины линии подключения нагрузочной цепи к выходу инвертора тока и возможности питания от преобразователя частоты на его основе любой удаленной нагрузки является неправильным [16, 17]. Для инвертора тока параметр L_3 индуктивности линии подключения к нагрузке имеет существенно большее значение, чем, например, индуктивность линии подключения для инвертора напряжения. Здесь проявляется действие известного общего принципа дуальности свойств двух классов схем автономных инвер-

торов. При проектировании устройств с инверторами напряжения, как известно, необходимо уделять особое внимание соединительным линиям между емкостным фильтром и вентильным блоком и, по возможности, минимизировать их индуктивность, в то время как конструкция соединительной линии с нагрузкой менее важна. И, наоборот, конструкция и параметры соединительной линии между дросселем фильтра L_1 и вентильным блоком в инверторе тока не имеют принципиального значения, а конструкция соединительной линии с нагрузкой и ее индуктивность (параметр L_3) исключительно важны.

Из-за влияния индуктивности L_3 инверторы тока, даже выполненные на полностью управляемых вентилях, могут нормально работать только при емкостном характере нагрузки, так как при индуктивной нагрузке из-за скачкообразного изменения тока возникли бы перенапряжения, нарушающие нормальную работу элементов схемы. Таким образом, для надежного, правильного и эффективного функционирования выходная частота f инвертора тока должна быть выше собственной частоты нагрузочного колебательного контура (работа с углами опережения β). Потому, например, неэффективен способ управления для мощного инвертора тока (коммутация вентилей при $\beta = 0$, в нуле мгновенного значения выходного переменного напряжения u_H), предложенный в [18]. В ряде работ он рассматривается как оптимальный [2, 16, 17], однако выводы их авторов о том, что при таком управлении снижаются коммутационные потери в вентилях инвертора, а в результате этого можно, в частности, поднять рабочую частоту инвертора тока, являются неверными. На самом деле рассматриваемый способ управления имеет скорее теоретическое, чем практическое значение, и его можно применять в принципе только для очень маломощных систем (сотни ватт). Коммутационные потери при таком управлении велики (а не «снижаются», как заявлено) из-за жесткого обрыва тока в коммутирующей индуктивности при переключениях вентилей, так как его естественный реверс за счет энергии компенсиру-

ющего конденсатора не осуществляется. И в преобразователях большей мощности по этой причине необходимо использовать для защиты элементов от перенапряжений и снижения коммутационных потерь очень мощные демпферные цепи и сложные и дорогостоящие активные или пассивные клампы [19, 20], что в подавляющем большинстве случаев технически и экономически невыгодно.

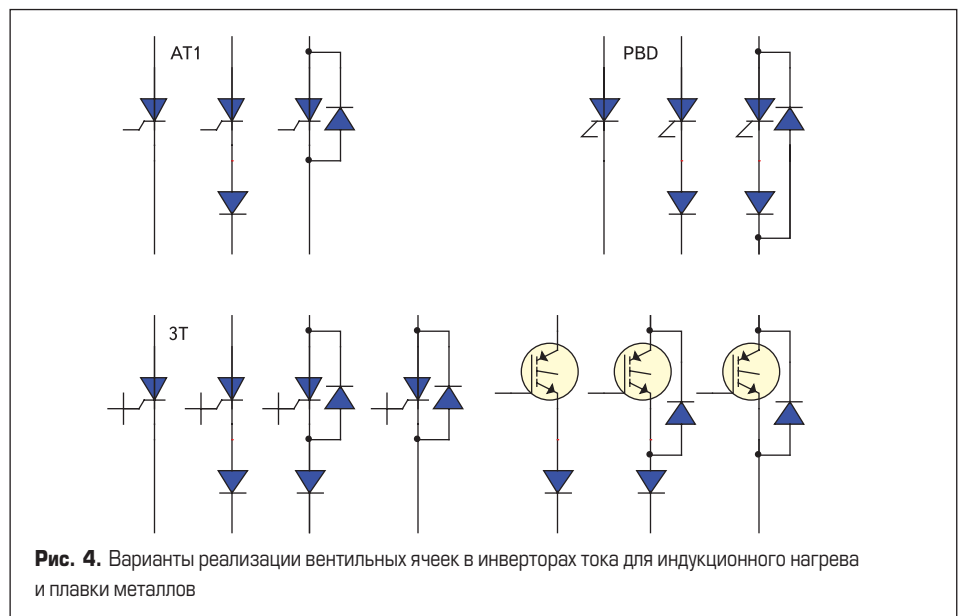
Работа инвертора тока с углами опережения β и наличие угла коммутации s , в принципе, ухудшает энергетические параметры устройства, повышает загрузку элементов схемы по току и напряжению и снижает коэффициент κ_p использования вентилей по мощности:

$$\kappa_p = P / (n U_V I_V);$$

$$\kappa_p = \cos \{s/2\} / (4 v 2^{1/2}),$$

где n — число силовых вентилей в схеме; U_V — максимальное значение напряжения на силовом вентиле; I_V — максимальный ток вентилей; v — числовой коэффициент (для однофазной мостовой схемы $v \approx 1,11$). Однако, в общем, применение такого управления является положительным и оправданным, а для мощных систем индукционного нагрева единственно оптимальным. При выборе же параметров элементов инвертора тока реальной индукционной установки углы опережения β и коммутации s должны тщательным образом оптимизироваться.

На рис. 4 представлены возможные варианты реализации вентильных ячеек, применяемых в инверторах тока. Они делятся на ячейки с не полностью управляемыми (однооперационными) и полностью управляемыми (двухоперационными) вентилями. При этом вентиль или ячейка могут иметь или не иметь обратной блокирующей способности. К однооперационным силовым вентилям относятся обычные (симметричные) тиристоры, тиристоры-диоды, асимметричные тиристоры (АТ) и реверсивно-включаемые динисторы (РВД). К двухоперационным вентилям относятся запираемые тиристоры (ЗТ) и транзисторы различных типов (обычные биполярные транзисторы, биполярные транзисторы с изолированным за-



твором и полевые транзисторы). Тиристоры-диоды, асимметричные тиристоры и реверсивно-включаемые динисторы не имеют обратной блокирующей способности, так же как и силовые транзисторы. Существуют и запираемые асимметричные тиристоры.

Для реализации вентиляльной ячейки с обратной блокирующей способностью последовательно с соответствующим вентиляем включают диод. Иногда последовательный диод включают и совместно с обычным симметричным тиристором для повышения класса ячейки по обратному напряжению, а также для частичного уменьшения коммутационных потерь. Это вполне оправдано, если применяемый обычный быстродействующий тиристор имеет более низкий класс напряжения, лучшие динамические параметры и меньшее время выключения. В рассматриваемом случае вентиляльная ячейка может иметь и сравнимые статические потери, так как быстродействующий тиристор более низкого класса обладает меньшим падением напряжения в открытом состоянии.

Вентильные ячейки с симметричными и асимметричными однооперационными тиристорами выполняются по идентичным схемам, однако применяемые способы управления в инверторах тока с такими тиристорами, как правило, существенно различаются. Ячейки с вентилями любых типов могут включать также встречно-параллельные диоды, рассчитанные на сравнимый прямой ток. Такие ячейки являются проводящими в обратном направлении. В ряде случаев встречно-параллельный диод представляет собой дополнительный элемент полупроводниковой структуры самого вентиля (тиристоры-диоды, некоторые типы транзисторов) либо дискретный элемент конструкции вентиляльного модуля (изолированно или неизолированно).

Применение в инверторах тока двухоперационных вентилях в конечном итоге усложняет способ управления. Известная проблема управления для инверторов тока на однооперационных вентилях: когда включить очередной вентиль и как обеспечить выключение и восстановление управляющих свойств ранее включенного вентиля, для инверторов тока на двухоперационных вентилях переходит в не менее сложную проблему: когда включить очередной вентиль и когда выключить ранее включенный вентиль.

Инверторы тока должны работать с обязательным перекрытием интервалов проводящего (включенного) состояния вентилях, формирующих прямую и обратную полуволны выходного сигнала [21]. Выключение очередного вентиля следует всегда осуществлять в момент перехода мгновенного значения напряжения на компенсирующем конденсаторе (u_{H}) через ноль, так как это упрощает способ управления. Коммутация с паузой в мощных инверторах тока принципиально невозможна. Последнее обстоятельство вносит определенную специфику, например, в реализацию драйверов для двухоперационных вентилях, применяемых в таких системах. Целесообразно выполнение драйвера, обеспечивающее заданный минимальный интервал перекрытия (приблизительно $sT/4\pi$) аппаратурно. При

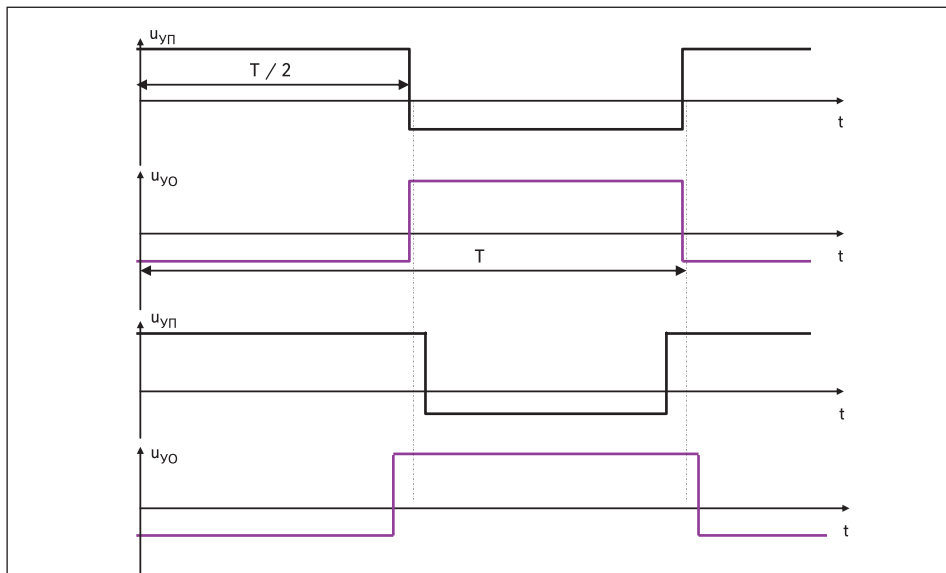


Рис. 5. Диаграммы сигналов управления двухоперационными вентилями инвертора тока без перекрытия и с перекрытием интервалов проводящего состояния

применении, в частности, способа управления с переключениями двухоперационных вентилях в нуле мгновенного значения выходного напряжения u_{H} коммутационные перенапряжения уменьшаются более чем в два раза. Следует отметить, что специализированными фирмами серийно такого типа драйверы не производятся.

Длительность интервала перекрытия должна быть не менее длительности интервала коммутации $sT/2\pi$. В противном случае нельзя исключить перенапряжений на элементах схемы. И если в инверторах тока на однооперационных вентилях интервал перекрытия формируется как бы автоматически, так как обычный вентиль выключается при естественном спаде тока до нуля, в инверторах тока на двухоперационных вентилях интервал перекрытия должен предусматриваться способом управления. Возникает, таким образом, проблема формирования, контроля и оптимизации длительности проводящего (включенного) состояния силового двухоперационного вентиля. На рис. 5 приведены временные диаграммы импульсов управления такими вентилями (транзисторы IGBT, двухполярное управление), формирующими прямую ($u_{\text{уп}}$) и обратную (u_{yo}) полуволны выходного сигнала в нагрузочной цепи инвертора.

Управление силовыми двухоперационными вентилями с перекрытием интервалов

проводящего состояния в инверторах тока можно представить как искусственную двухступенчатую коммутацию, которая осуществляется в два этапа. На первом, подготовительном, этапе включается очередной вентиль и, в результате контролируемого встречного разряда компенсирующей емкости, осуществляется реверс (или, в частном случае, обнуление) тока в выходной цепи и снижение прямого тока работающего вентиля. Далее, на втором этапе, ранее работающий вентиль отключается уже по управляющему электроду. Коммутация с перекрытием интервалов в некоторых случаях дает и дополнительные преимущества. Если в качестве силовых вентилях в инверторе тока используются, например, запираемые тиристоры, то она позволяет, в том числе, значительно уменьшить требуемый ток управляющего электрода, так как самой силовой схемой обеспечивается естественный предварительный спад анодного тока вентилях при выключении за счет встречного разряда компенсирующего конденсатора. Выходные каскады системы управления инверторов тока на запираемых тиристорах существенно упрощаются, а надежность работы преобразователей повышается.

Сказанное выше проиллюстрируем на примере однофазной нулевой схемы инвертора тока на запираемых тиристорах (рис. 6). Параметры элементов нулевой схемы инвер-

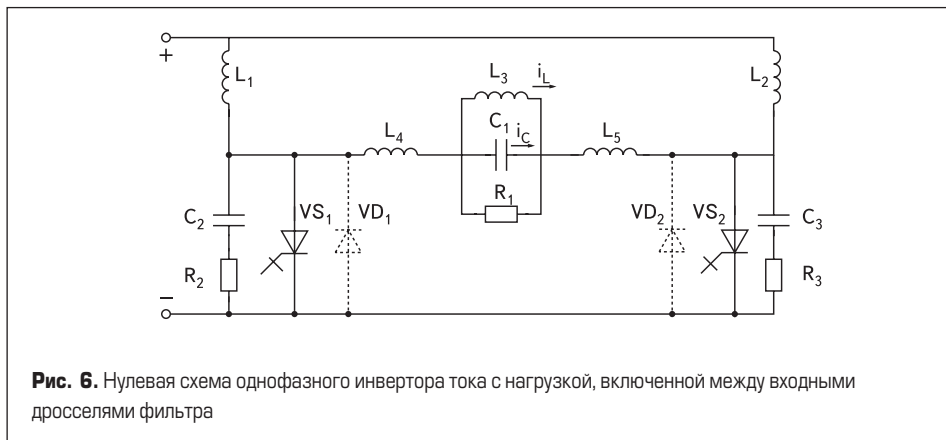


Рис. 6. Нулевая схема однофазного инвертора тока с нагрузкой, включенной между входными дросселями фильтра

тора, рассчитанного на номинальную выходную мощность $P = 320$ кВт, следующие: $L_1 = L_2 = 1$ мГн, $L_3 = 52$ мкГн, $L_4 = L_5 = 7$ мкГн, $C_1 = 34$ мкФ, $R_1 = 4,13$ Ом, $C_2 = C_3 = 0,1$ мкФ, $R_2 = R_3 = 15$ Ом. Постоянное (среднее) напряжение питания на входе инвертора тока принимается равным $E = 530$ В, что соответствует среднему выходному напряжению выпрямителя, выполненного по трехфазной мостовой схеме Ларионова при питании от трехфазной промышленной сети 380 В. Выходная частота устройства составляет $f = 4$ кГц, а выходное напряжение (действующее значение) равно $U = 1150$ В. Рассматриваемый инвертор тока на основе нулевой схемы работает с углами опережения $\beta \in [\pi/6, \pi/4]$.

Элементы C_2, C_3, R_2, R_3 представляют собой реальные демпферные (RC) цепи. Использована параллельная схема замещения индуктора. На схеме i_L — мгновенный ток индуктивности параллельной схемы замещения индуктора (ток через элемент L_3); i_C — ток компенсирующей емкости C_1 .

Преобразователь частоты на основе нулевой схемы инвертора тока может быть применен в качестве источника питания индукционной плавильной печи для плавки чугуна емкостью 0,5 тн.

Нулевая схема инвертора тока имеет важное преимущество перед мостовыми схемами, заключающееся в уменьшенном числе силовых вентилях. При этом коэффициент их использования по мощности k_p в нулевой схеме равен соответствующему коэффициенту для мостовых схем. То есть нулевая схема инвертора тока не проигрывает мостовым схемам по установленной мощности вентилях.

Имеет место строгая симметрия токов вентилях, как управляемых, так и неуправляемых встречно-параллельных (при применении вентиляхных ячеек, проводящих в обратном направлении).

Выходное напряжение U в нулевой схеме (при равенстве углов опережения β) в два раза превышает выходное напряжение в мостовых схемах. Если инвертор тока реализован на вентилях с обратной блокирующей способностью, выходное напряжение приблизительно равно:

$$U \approx 2 v E / \cos \beta;$$

$$U \approx 2 v E / \{ \cos \varphi \cos (s/2) \},$$

где v — схемный числовой коэффициент (одинаковый для нулевой и мостовой схем $v \approx 1,11$); φ — угол сдвига основной гармоники инвертированного тока относительно инвертированного напряжения.

При выполнении инвертора тока на вентилях с обратной проводимостью выходное напряжение несколько меньше из-за отсутствия обратного напряжения и может быть оценено зависимостью

$$U \approx 2 E / \cos \beta.$$

Более высокое выходное напряжение U , обеспечиваемое нулевой схемой инвертора тока, позволяет качественно улучшить энергетические характеристики индукционных установок за счет снижения электрических потерь, например в соединительных шинах и водоохлаждаемых кабелях, используемых для подключения батареи компенсирующих конденсаторов к индуктору. В частности, при питании индукционной плавильной печи с преобразователем частоты на основе нулевого инвертора тока от стандартной трехфазной промышленной сети 380 В напряжение на индукторе, как уже отмечено, более 1100 В (вместо 550–600 В для мостовых схем), что является энергетически выгодным.

Некоторые производители серийного электротермического оборудования (ESTEL, ОТТО JUNKER, РЭЛИТЕК) для увеличения уровня выходного напряжения преобразователей средней и большой мощности с мостовыми инверторами тока до 1000 В используют питание от нестандартной сети повышенного напряжения, поэтому индукционная установка должна комплектоваться специальным сетевым трансформатором нестандартной конструкции, что существенно ухудшает ее энергетические характеристики, повышает материалоемкость, весогабаритные показатели и стоимость. В преобразователе частоты на основе нулевого инвертора тока такая необходимость отпадает — более высокое выходное напряжение обеспечивается схмотехнически (питание осуществляется от стандартной промышленной сети).

При использовании нулевой схемы создаются условия для эффективной реализации плавильных печей со встраиваемыми батареями компенсирующих конденсаторов, что, в некоторых случаях, позволяет отказаться

от применения водоохлаждаемых кабелей, увеличивает, при прочих равных условиях, на 5–7% передаваемую на нагрев полезную мощность и значительно улучшает технико-экономические показатели и надежность работы индукционных установок. Увеличение передаваемой в нагрузку активной мощности приводит к существенному сокращению времени плавки и росту производительности установки. Становится возможным снизить удельные затраты электроэнергии при плавке чугуна до величины 450–500 кВт ч/тн.

Управление инвертором тока на запираемых тиристорах без перекрытия интервалов включенного состояния приводит к прямым перенапряжениям на вентилях (рис. 7). При этом не имеет значения, работает ли инвертор тока с углом опережения или отставания (отрицательное значение β). Перенапряжения возникают (рис. 8) и в случае, если коммутация осуществляется в нуле мгновенного значения выходного напряжения u_H (или, что равнозначно, в нуле напряжения на компенсирующем конденсаторе C_1). Коммутация является «жесткой». Ток вентиля i_V имеет квазипрямоугольную форму. Работа с отрицательными углами β может осуществляться в инверторе, выполненном на вентилях, имеющих обратную блокирующую способность (например на симметричных запираемых тиристорах). В этом случае исключается режим шунтирования компенсирующего конденсатора C_1 при его перезаряде до противоположной полярности или возрастания прямого тока работающего вентиля.

Для режимов работы без перекрытия интервалов включенного состояния вентилях с углами опережения β , превышающих угол коммутации s , вначале возникает импульс прямого перенапряжения (рис. 9), а затем напряжение на вентиле становится отрицательным до момента перехода напряжения на компенсирующем конденсаторе C_1 через ноль. Как уже отмечено выше, при реализации мощных преобразователей частоты такой способ управления практического интереса не представляет. По целому ряду причин невозможно выполнить систему с нулевым значением индуктивности (L_4, L_5) в контуре коммутации.

При работе нулевого инвертора тока с углами опережения β и перекрытием интервалов включенного состояния вентилях необходимо, чтобы интервал перекрытия по длитель-

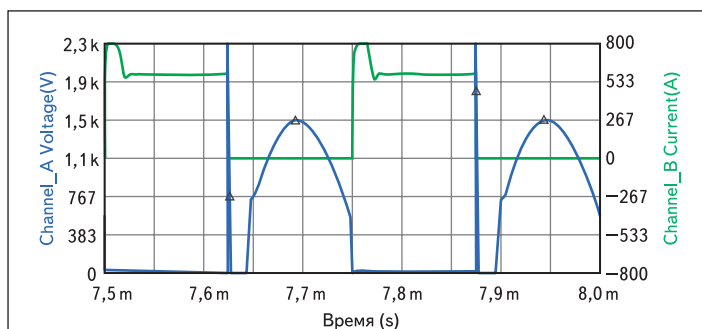


Рис. 7. Осциллограммы тока и напряжения на вентиляхной ячейке с обратной проводимостью в нулевой схеме инвертора тока при управлении без перекрытия интервалов включенного состояния и коммутации с углом опережения

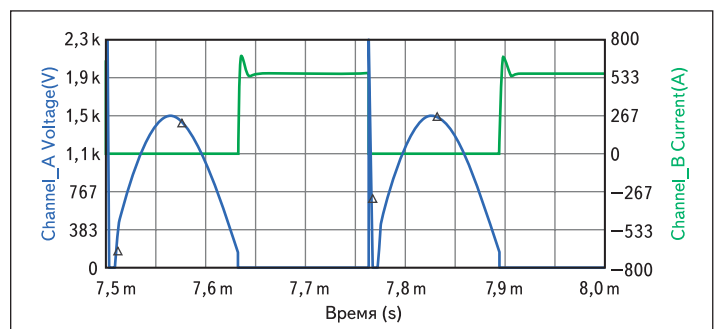
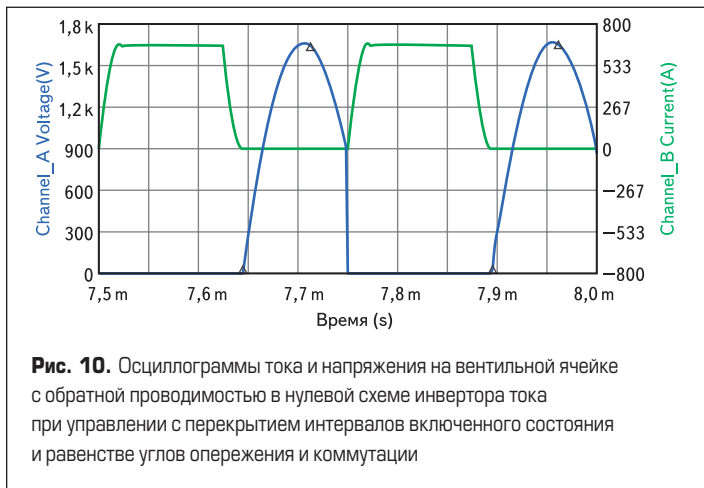
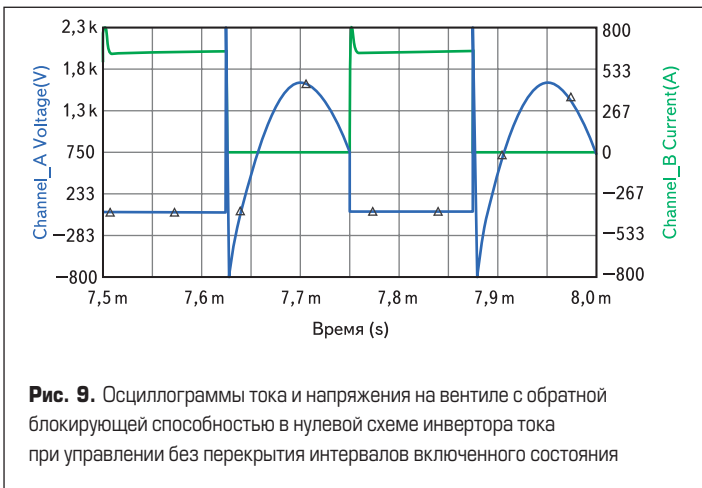


Рис. 8. Осциллограммы тока и напряжения на вентиляхной ячейке с обратной проводимостью в нулевой схеме инвертора тока при управлении без перекрытия интервалов включенного состояния и коммутации в нуле выходного напряжения



ности был не меньше интервала коммутации ($sT/2\pi$). Если указанное условие не соблюдается, то, так же как и в режимах без перекрытия, возникают перенапряжения на вентиле прямой полярности. Длительность интервала коммутации $sT/2\pi$ определяется значениями величин напряжения на компенсирующем конденсаторе C_1 в момент включения очередного вентиля ($u_H = 2 v E tg \beta$), емкости компенсирующего конденсатора C_1 , а также суммарной индуктивности ($L = L_4 + L_5$) в контуре коммутации и параметров нагрузки (R_1, L_3). С увеличением угла опережения β и, следовательно, уровня напряжения u_H на компенсирующем конденсаторе C_1 длительность интервала коммутации $sT/2\pi$ уменьшается, а при увеличении тока вентиля i_V — увеличивается.

Наиболее благоприятный режим работы в инверторе тока обеспечивался бы при равенстве углов опережения β и коммутации s . В этом режиме напряжение на вентиле u_V (рис. 10) имеет форму полуволны синусоиды (нет обратного напряжения и скачка прямого напряжения). Отсутствуют коммутационные потери и перенапряжения. Кроме того, при таком управлении не имеет принципиального значения, обладают или нет применяемые силовые вентили обратной блокирующей способностью. Однако технически обеспечить рассматриваемый режим крайне сложно, так как угол коммутации s не является постоянной величиной и подвержен режимным изменениям: в переходных процессах (сброс, наброс нагрузки), при пуске инвертора тока, а также при изменении параметров нагрузки в ходе технологического

процесса. Поэтому широко применяемый способ управления инверторами тока, основанный на стабилизации угла опережения β [22, 23], не позволяет осуществить режим стабилизации угла коммутации s . Для решения задачи необходимо использовать систему управления со сложным наблюдателем состояния, а принцип управления должен быть следующим.

Путем измерения ряда переменных состояния и общего решения соответствующей системы дифференциальных уравнений, моделирующих преобразователь частоты с нагрузкой в интервале коммутации $sT/2\pi$, момент включения очередного вентиля прогнозируется таким образом, чтобы через интервал коммутации ($sT/2\pi$) после указанного включения напряжение u_H на компенсирующем конденсаторе C_1 было равно нулю. Сложность реализации такого управления очевидна. И проблема здесь состоит не только в необходимости измерения и нормирования большого числа сигналов в силовой схеме и осуществления достаточно сложных вычислений в реальном масштабе времени, но и в том, что коэффициенты дифференциальных уравнений, которые описывают систему, являются переменными, и их фактически невозможно точно определить или измерить. Поэтому на практике используют различного рода допущения и упрощения, например, базирующиеся на линейной аппроксимации процессов в контуре коммутации [24–30]. Известны способы вычисляемого прогноза ($\beta \geq s$), паразитного управления ($\beta = s$), основанные на формировании из измеренных мгновен-

ных значений переменных состояния некоторого управляющего напряжения (условное прогнозируемое рассогласование), нулевой (или пороговый) уровень которого в межкоммутационном интервале соответствует требуемому значению угла опережения β :

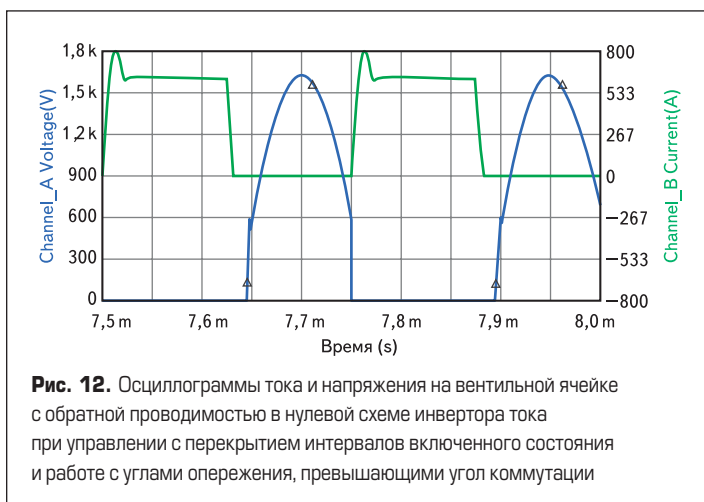
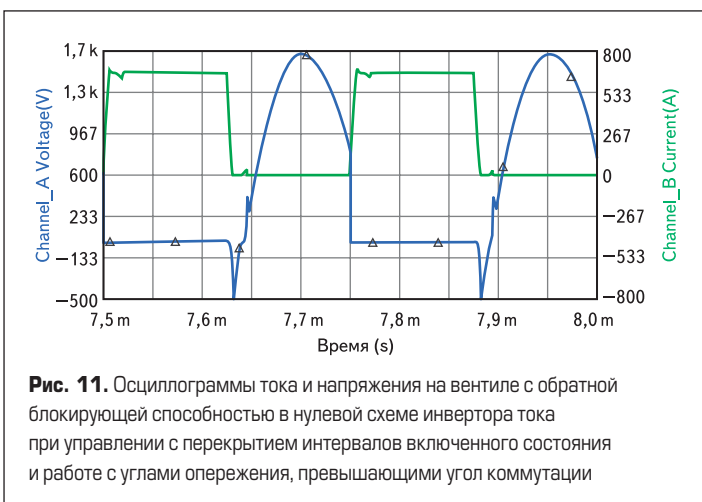
$$(\beta - s) (2 \pi C_1)^{-1} T (i_C - 2 i_H [1 + \{L_4 + L_5\} L_3^{-1}]) + (u_H^2 - 4 \{L_4 + L_5\} C_1^{-1} \times i_H [-i_C + i_H (1 + \{L_4 + L_5\} L_3^{-1})])^{1/2} = 0: \beta > s;$$

$$\varepsilon (\beta - s) (2 \pi C_1)^{-1} T (i_C - 2 i_H) - u_H = 0: \beta > s;$$

$$u_H^2 + 4 \{L_4 + L_5\} C_1^{-1} i_H i_C = 0: \beta = s,$$

где ε — коэффициент, зависящий от входного тока нагрузочного колебательного контура ($\varepsilon = F(i_H) = var$). Контролируя (вычисляя) и сравнивая управляющее напряжение с нулем (порогом) в реальном масштабе времени, обеспечивают коммутацию вентиля в моменты времени, приблизительно соответствующие заданному (оптимальному) углу опережения β . Обеспечить точное равенство углов опережения β и коммутации s во всех режимах работы в реальных условиях не удастся. Однако применение способа вычисляемого прогноза ($\beta > s$), например, в инверторах тока на тиристорах SCR дает достаточно хороший результат.

При работе с углами опережения β , превышающими угол коммутации s ($\beta > s$), характер электромагнитных процессов в схеме инвертора тока зависит от свойств вентиля (или вентильной ячейки). Если вентиль или вентильная ячейка обладает обратной блокиру-



ющей способностью, то после окончания интервала коммутации $sT/2\pi$ к вентилю (или вентиляционной ячейке) прикладывается обратное напряжение (рис. 11). При использовании вентиляционных ячеек, проводящих в обратном направлении (вентили со встречно-параллельными диодами), в инверторе тока обеспечивается квазирезонансная коммутация в чистом виде (рис. 12). Ток через вентиль i_v искажается, и амплитуда его увеличивается. После выключения соответствующего встречно-параллельного диода (VD_1 или VD_2) к ранее выключенному управляемому вентилю (VS_1, VS_2) скачком прикладывается прямое напряжение, так как напряжение на компенсирующем конденсаторе C_1 к моменту выключения встречно-параллельного диода уже изменяет знак. Оба рассмотренных режима работы могут быть успешно применены в мощных инверторах тока на двухоперационных вентилях, имеющих или не имеющих обратной блокирующей способности. Угол опережения β при этом выбирается из условия $\beta = \min: \beta > s$ во всех режимах работы инвертора тока [31]. Инвертор тока имеет минимально возможную установленную мощность реактивных элементов и вентиляей.

Нулевая схема инвертора тока, как видно из вышеизложенного, является перспективной для применения в электротехнологических установках самого различного назначения, где требуется, в первую очередь, повышенный уровень выходного напряжения. Преобразователи частоты на основе нулевой схемы при управлении инвертором по способу, предложенному в [31], обладают высокими техническими характеристиками и позволяют создать мощные установки для индукционного нагрева и плавки металлов, удовлетворяющие современным требованиям.

Литература

- Индукционная установка для разогрева крайних ниппелей кронштейнов анододержателей/Белкин А. К., Исхаков И. Г., Таназлы Г. И. и др. // Силовая электроника. 2005. № 1.
- Лавлесс Д. Л., Кук Р. Л., Руднев В. И. Характеристики и параметры источников питания для эффективного индукционного нагрева // Силовая электроника. 2007. № 1.
- Shinkman A. L., Axelrod B., Chudnovsky V. A new simplified model of the dynamics of the current-fed parallel resonant inverter // IEEE Trans. Ind. Electron. 2000. No. 2.
- Рогинская Л. Э., Иванов А. В., Мульменко М. М. и др. Выбор структуры и параметрический синтез симметричного резонансного инвертора // Электротехника. 1998. № 7.
- Бедфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов. Пер. с англ. М.: Энергия, 1969.
- Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники. М.: Высшая школа, 1974.
- Толстов Ю. Г. Автономные инверторы тока. М.: Энергия, 1978.
- Беркович Е. И., Ивенский Г. В., Иоффе Ю. С. и др. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок. Л.: Энергоатомиздат, 1983.
- Горбачев Г. Н., Чаплыгин Е. Е. Промышленная электроника/Под ред. В. А. Лабунцова. М.: Энергоатомиздат, 1988.
- Розанов Ю. К. Основы силовой электроники. М.: Энергоатомиздат, 1992.
- Уильямс Б. В. Силовая электроника: приборы, применение, управление. Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1993.
- Патанов Д. А. Общие проблемы снижения коммутационных потерь в инверторах напряжения // Схемотехника. 2001. № 7.
- Дзалиев С. В., Патанов Д. А. Характеристики транзисторного резонансного инвертора напряжения при фазовом и частотном регулировании // [h http: w www.chernetsov.ru](http://www.chernetsov.ru).
- Белкин А. К., Костюкова Т. П., Рогинская Л. Э. и др. Тиристорные преобразователи частоты. М.: Энергоатомиздат, 2000.
- Ковтун В., Абсалямов Ф., Чапайкин А. и др. Силовые полупроводниковые приборы в мощных среднечастотных преобразователях частоты индукционных установок // Компоненты и технологии. 2004. № 8.
- Поляков В. Д., Чаколя Э. Высокочастотный генератор для индукционного нагрева // Электротехника. 2000. № 12.
- Дзалиев С. В. Сравнительный анализ схем транзисторных инверторов // [http: w www.chernetsov.ru](http://www.chernetsov.ru).
- П. 2169984 РФ, МКИ H02 M 7/521. Способ управления инвертором тока/ Е. М. Силкин // Б. И. 2001. № 18.
- Силкин Е. М. Транзисторные преобразователи частоты для индукционного нагрева // Электротехника. 2004. № 10.
- Мелешин В. И., Якушев В. А., Фрейдлин С. Анализ транзисторного преобразователя постоянного тока с «мягкой» коммутацией // Электричество. 2000. № 1.
- Силкин Е. М. Релейно-импульсное управление в инверторах тока и напряжения с квазирезонансной коммутацией // Тез. докл. междунауч. технич. конф., посвящ. методам и средствам управления технологическими процессами, 25–27 октября 1999 г. Саранск.
- Волгин Л. И. Фазоимпульсный модулятор с линейной функцией преобразования // Системы и элементы автоматики. Таллин: НИИ ПТ, 1972.
- Силкин Е. М. Применение инверторов тока в электротермии // Вопросы преобразовательной техники, частотного электропривода и управления. Межвуз. сб. статей. Саратов, 2000.
- Pat. 3882770, US, Int. Cl. H02 M 7/52. Control of power converters having a parallel resonant commutation circuit/ M. Murray // Offic. Gaz. 1975. No. 5.
- Барегамян Г. В., Мустафа Г. М., Ковалев Ф. И. Управление по вычисляемому прогнозу импульсным преобразователем с синусоидальным выходным напряжением // Электротехника. 1981. № 12.
- Мустафа Г. М., Юлегин А. Н. Управление по вычисляемому прогнозу инвертором серии ТПЧ // Электротехника. 1988. № 4.
- Силкин Е. М. Управление по вычисляемому прогнозу параллельным инвертором тока со стабилизирующим диодом // Тез. докл. Всес. науч.-технич. конф., посвящ. микроэлектронике в машиностроении, 14–16 ноября 1989 г. Ульяновск.
- А. с. 1690117 СССР, МКИ H02 M 1/08. Способ управления инвертором тока со стабилизирующим диодом/ Е. М. Силкин // Б. И. 1991. № 41.
- П. 2284634, РФ, МКИ H02 M 7/48. Способ управления инвертором тока / Силкин Е. М. // Б. И. 2006. № 27.
- П. 2242836, РФ, МКИ H02 M 7/523. Способ паразитно-резонансного управления инвертором тока / Силкин Е. М. // Б. И. 2004. № 35.
- П. 2289194, РФ, МКИ H02 M 7/523. Способ управления инвертором тока / Силкин Е. М., Кузьмин А. Ф. // Б. И. 2006. № 34.