

Применение нулевых схем инверторов тока с квазирезонансной коммутацией

Вместе с развитием силовой элементной базы сегодня совершенствуется и схемотехника преобразователей электрической энергии для полного использования возможностей новых типов силовых полупроводниковых приборов. Рост единичных мощностей преобразователей электрической энергии и используемых частот преобразования, ставшие возможными с применением новой элементной базы, повышают требования по электромагнитной совместимости преобразователей с питающей сетью, по согласованию с нагрузкой и использованию силовых вентилях по мощности. Характеристики новых вентилях приближаются к свойствам «идеальных». Однако реальные схемы, без применения специальных мер, на «идеальных» вентилях неработоспособны. В этой связи перспективным является использование в преобразователях электрической энергии принципов квазирезонансной коммутации вентилях.

**Евгений Силкин,
к. т. н.**

cos@simrsc.mv.ru

В автономных инверторах напряжения и тока с квазирезонансной коммутацией электромагнитные процессы на временных интервалах переключения силовых вентилях протекают при колебательном или (в общем случае) монотонном изменении токов через вентилях и напряжений на вентилях за счет основных и (или) дополнительных, монтажных и собственных (паразитных) реактивных элементов цепей коммутации, включающих реактивности нагрузки и схемы инвертора, в том числе и собственные реактивности вентилях [1–3]. Включение и выключение силовых вентилях в таких инверторах осуществляется при малом или нулевом значении тока и (или) напряжения на них, другими словами, имеет место «мягкая» коммутация, что существенно снижает коммутационные потери и перенапряжения в схемах. В коммутационном процессе участвуют вспомогательные вентилях (стабилизирующие, отсекающие, встречно-параллельные), которые являются необходимым элементом схемы автономного инвертора с квазирезонансной коммутацией. При малой относительной длительности временного интервала коммутации (угла коммутации s), по сравнению с установленным периодом выходного параметра T , то есть при выполнении условия

$$s \ll 2\pi, \quad (1)$$

характеристики автономного инвертора в целом можно считать соответствующими (в зависимости от реализации) характеристикам инвертора напряжения или тока.

Классификационные обозначения — «мягкая» коммутация, квазирезонансный инвертор, инвертор с «мягкой» коммутацией — нельзя считать в полной мере корректными. Неудачным следует признать и примененный автором термин «токорезонансный инвертор» [4]. И совсем неправильным, по моему мнению, является обозначение

«резонансный инвертор тока», приведенное в статье уфимских специалистов [5]. Инвертор тока не может одновременно быть резонансным инвертором (как, впрочем, и наоборот) — это противоречило бы устоявшимся представлениям. В этой связи необходимо отметить, что с появлением новых типов полностью управляемых вентилях и разработкой на их основе новых серий полупроводниковых преобразователей электрической энергии сложившаяся классификация автономных инверторов по результирующей реакции нагрузочной цепи (выходной ток опережает или отстает от выходного напряжения) [6, 7] нуждается в некотором уточнении. Действительно, при классическом подходе неясно, например, к какому классу следует относить автономные инверторы на полностью управляемых вентилях, работающие на резистивную нагрузку. А это, в настоящее время, значительное число применений автономных инверторов [8]. Не отходя от установившейся классификационной терминологии автономные инверторы, безусловно, следует разделять на три основных класса: инверторы тока, напряжения и резонансные. При этом в основу классификации необходимо положить отношение эквивалентных (кажущихся) импедансов (не смешивать с линейными электрическими) цепей постоянного и переменного тока (напряжения) схемы инвертора относительно определенных (характеристических) точек схемы. Как известно, в цепь переменного тока (напряжения) автономного инвертора включается нагрузка. При этом, например, очевидно, что увеличением сопротивления нагрузки в классическом параллельном инверторе тока (эквивалентный импеданс цепи постоянного тока существенно превышает эквивалентный импеданс цепи переменного тока) всегда можно перевести указанный инвертор в резонансный режим работы (сравнимые эквивалентные импедансы цепей постоянного и переменного тока). Что же касается классификационной оценки типа коммутации

вентилей в автономных инверторах, то, по мнению автора, в реальных системах так называемая «жесткая» коммутация фактически не реализуется. Тем не менее, возвращаясь к определению принципа квазирезонансной коммутации, необходимо отметить, что выделение в общем электромагнитном процессе процесса коммутации и возможность целенаправленного регулирования (задания) его характера приводят к образованию самостоятельной группы, куда входят соответствующие схемы автономных инверторов.

Квазирезонансная коммутация улучшает электромагнитную совместимость инверторов с питающей сетью и нагрузкой, повышает нагрузочную способность вентиля и надежность работы инвертора за счет обеспечения безопасных траекторий переключений вентиля с малыми потерями, наиболее оптимально соответствует свойствам нагрузки и способу ее подключения к инвертору в абсолютном большинстве применений. Автономные инверторы с квазирезонансной коммутацией особенно перспективны для использования на высоких частотах преобразования и в системах с повышенными требованиями по электромагнитной совместимости.

Пример мостовой схемы инвертора напряжения с квазирезонансной коммутацией приведен на рис. 1. Выключение вентиля в этом инверторе может осуществляться при нулевом значении напряжения на вентиле, а включение — при нулевых значениях тока и напряжения (за счет колебательного перезаряда параллельного конденсатора в интервале коммутации). Указанная схема была предложена и впервые применена автором для бытовых индукционных электроплит [9–13]. Реализация преобразователей на основе инвертора напряжения с квазирезонансной коммутацией позволила создать надежные изделия с достаточно высокими технико-экономическими и энергетическими показателями при использовании доступных в то время полупроводниковых приборов с не очень качественными характеристиками. Достаточно подробно данный инвертор исследован (реализация в системах электропитания барьерных генераторов озона) в [2].

В настоящее время схема инвертора напряжения с квазирезонансной коммутацией считается перспективной для использования в телекоммуникационных системах и источниках питания электротехнологических установок различного назначения, в частности установок дуговой сварки [14, 15] (в последнем слу-

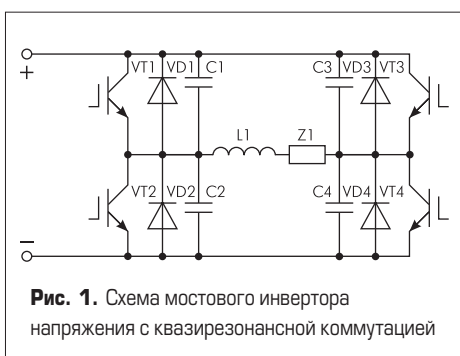


Рис. 1. Схема мостового инвертора напряжения с квазирезонансной коммутацией

чае безусловная оптимальность применения инвертора напряжения вызывает сомнения). Для указанной схемы фирмой International Rectifier специально разработан новый класс транзисторов с полевым управлением.

Инверторы тока, в отличие от инверторов напряжения, являются фактически «идеальными» устройствами для большого числа применений [2, 16]. Значение инверторов тока в настоящее время существенно возросло с развитием силовой элементной базы.

Классическим вариантом мостовой схемы автономного инвертора тока с квазирезонансной коммутацией является инвертор со стабилизирующим диодом (рис. 2). Режимы работы схемы впервые рассматривались в [17, 18]. В окончательном виде схема дана в [19], возможные способы управления ею представлены в [20–24], а подробный анализ выполнен в [25]. В настоящее время схема автономного инвертора тока с квазирезонансной коммутацией используется в серии преобразователей частоты для индукционного нагрева на обычных симметричных (SCR) тиристорах [5, 26].

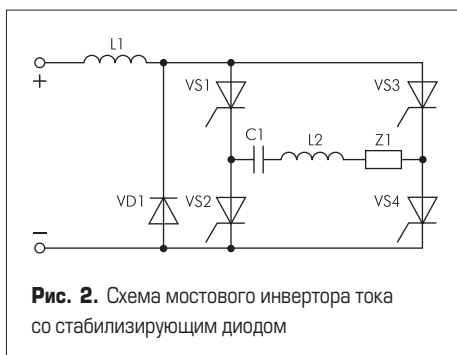


Рис. 2. Схема мостового инвертора тока со стабилизирующим диодом

Следует отметить, что основным преимуществом данной схемы является не высокий уровень выходного напряжения, как указано в [5] (что имеет место и в классическом инверторе тока с «жесткой» коммутацией), а оптимальная форма тока через силовой вентиль и напряжения на нем. В свое время эта схема, а также ряд других схем [27] были предложены автором в первую очередь для новых типов приборов (реверсивно-включаемые динисторы [28], асимметричные тиристоры). В указанных схемах, в отличие от схем со встречно-параллельными вентилями, достаточно просто обеспечивается управление силовым вентиляем (накачка), если, например, в качестве силовых вентилях используются реверсивно-включаемые динисторы и другие приборы, работающие на принципах коммутации с помощью управляющего плазменного слоя и задержанной ударно-ионизационной волны. В инверторах в этом случае отсутствует необходимость в применении для развязки управляющих цепей отсекающих диодов, рассчитанных на прямой ток вентиля (при реализации преобразователей по распространенным схемам резонансных инверторов со встречно-параллельными диодами). При работе инвертора тока с квазирезонансной коммутацией обратное напряжение на вентиле, выключившемся в интервале восстановления его управляющих свойств, рав-

но сумме напряжений на смежном вентиле и стабилизирующем диоде (в статье [5] указано неверно), что является фактически оптимальным уровнем обратного напряжения для любого вентиля с регенеративным механизмом включения. Скорость нарастания тока вентиля ограничена схмотехнически, а фронт импульса прямого напряжения на вентиле в указанной схеме минимален, что обеспечивает ее надежную и устойчивую работу и снижает требования к демпфирующим цепям и их установленную мощность. Схема работоспособна и на обычных SCR-тиристорах, а также при использовании симметричных и асимметричных запираемых тиристоров (GTO, GCT, MCT, MTO) и транзисторов (IGBT, MOSFET), в том числе с обратной блокирующей способностью, и имеет те же положительные свойства.

Нулевые схемы инверторов тока имеют важное общее преимущество перед мостовыми, заключающееся в уменьшенном числе силовых вентилях. При этом коэффициент использования вентиля по мощности κ_p в нулевых схемах равен соответствующему коэффициенту для мостовых схем

$$\kappa_p = P_{II}/(nU_V I_V), \quad (2)$$

где P_{II} — выходная мощность инвертора, n — общее число силовых вентилях в схеме, U_V — максимальное значение напряжения на силовом вентиле, I_V — максимальный ток вентиля. То есть нулевые схемы инверторов тока не проигрывают мостовым схемам по установленной мощности вентилях.

Нулевая схема инвертора тока с выходным трансформатором известна достаточно давно [6, 7, 29]. Вариант нулевой схемы инвертора тока на SCR-вентилях с квазирезонансной коммутацией и выходным трансформатором рассмотрен в [4].

Схема инвертора тока с квазирезонансной коммутацией и выходным трансформатором на полностью управляемых вентилях приведена на рис. 3.

Нагрузка инвертора тока имеет активно-емкостной характер. Примером такой нагрузки может служить генератор озона барьерного разряда. Изменение тока вентиля на интервале коммутации по колебательно-му закону, включение и выключение вентиля при низком уровне напряжения обеспечиваются цепью коммутации, включающей индуктивность выходного трансформатора (а также соединительных шин) и эквива-

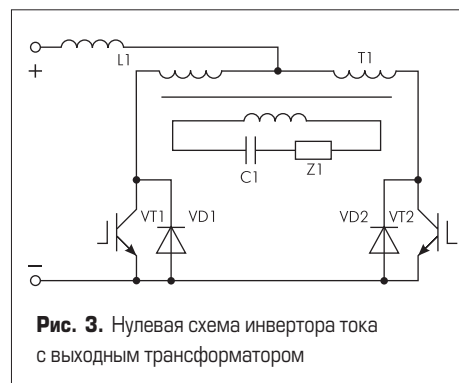
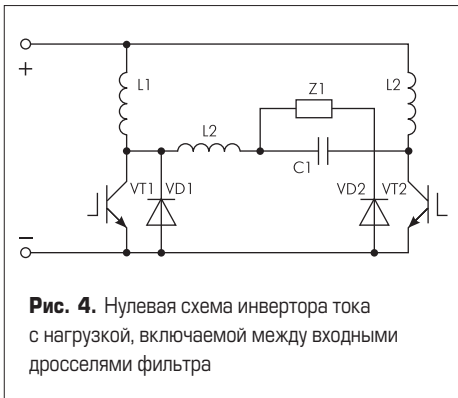


Рис. 3. Нулевая схема инвертора тока с выходным трансформатором



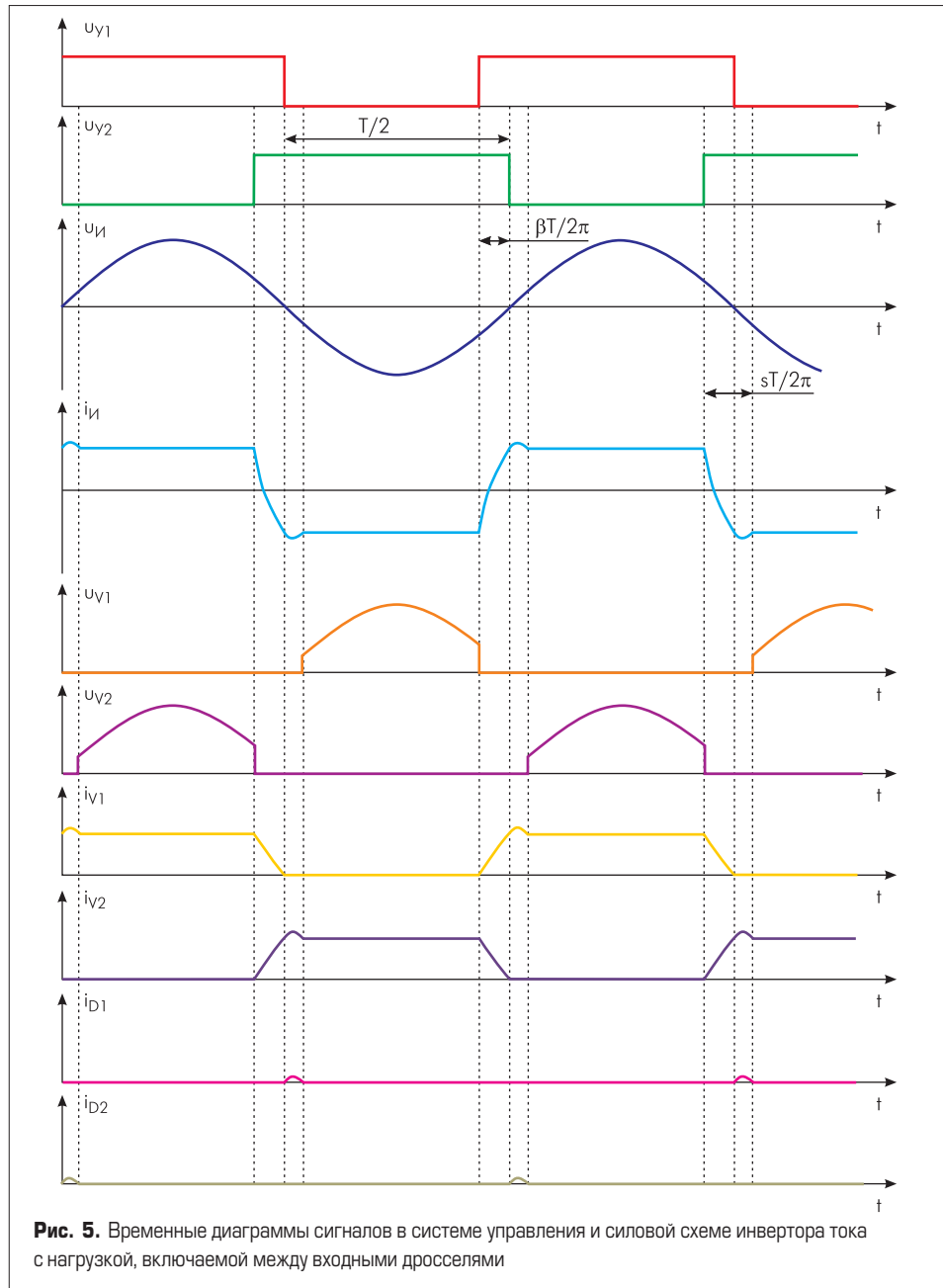
лентную емкость нагрузки. Питание генераторов озона осуществляется через развязывающий согласующий трансформатор, поэтому нулевая схема инвертора тока более предпочтительна, чем мостовая схема, именно за счет простого устройства и меньшего числа вентиляей. Области применения нулевой схемы инвертора тока с квазирезонансной коммутацией и выходным трансформатором являются плазмохимия, системы питания и управления разрядных источников излучения, сварочных установок и других электротехнологических установок, в которых используется электрический разряд.

Для индукционного нагрева, в том числе в источниках питания индукционных плавильных печей, целесообразно использовать нулевую схему инвертора тока с квазирезонансной коммутацией и нагрузкой, включаемой между входными дросселями фильтра (рис. 4). Работу инвертора тока иллюстрируют временные диаграммы, приведенные на рис. 5. На диаграммах соответственно u_{y1} , u_{y2} — импульсы управления вентилями, u_{ip} , i_{II} — мгновенные значения выходного напряжения (напряжения на нагрузочном контуре C1, Z1) и выходного тока инвертора (входного тока нагрузочного контура), u_{V1} , u_{V2} — мгновенные значения напряжений на вентилях, i_{V1} , i_{V2} — мгновенные значения токов вентиляей, i_{D1} , i_{D2} — мгновенные значения токов встречно-параллельных диодов. Вентили инвертора VT1, VT2 работают с перекрытием токов. Очередной вентиль VT1 (VT2) включается с опережением относительно момента перехода мгновенного значения выходного напряжения через нуль. Выключение вентиляей осуществляется в момент указанного перехода либо в интервале проводимости соответствующего встречно-параллельного диода VD2 (VD1). Угол опережения β оптимизируется (парезонансное управление $\beta \approx s$, $\beta > s$).

Выходное напряжение U_{II} (действующее значение) в нулевой схеме инвертора тока (при равенстве углов опережения β) в два раза превышает выходное напряжение в мостовой схеме

$$U_{II} = 2vE/\cos\{s/2\}, \quad (3)$$

где v — схемный числовой коэффициент (одинаковый для нулевой и мостовой схем $v \approx 1,11$), E — напряжение питания инвертора тока.



Коэффициент использования вентиляей по мощности для обеих схем равен

$$\kappa_p = \cos\{s/2\} / (4v^{2/2}). \quad (4)$$

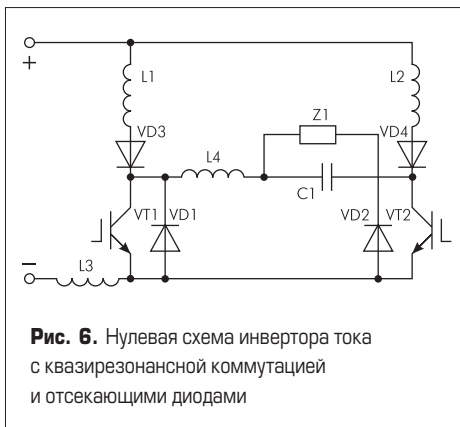
Можно легко показать, что нулевая и мостовая схемы имеют и одинаковую установленную мощность конденсаторов.

Значение индуктивности L дросселей фильтра L1, L2 выбирается из условия качественно-гладкого входного тока инвертора

$$L > 6U_{II}^2 T / \{2\pi P_{II}\}. \quad (5)$$

Основным параметром сглаживающего дросселя (для заданных индуктивности и тока) являются его весогабаритные показатели. Известно, что весогабаритные показатели дроссельного оборудования могут быть снижены при выполнении дросселя составным (из двух дросселей, имеющих в два раза меньшую индуктивность). В реальных системах нулевая схема может также не проигрывать мостовой и по установленной мощности дроссельного оборудования.

Более высокое выходное напряжение, обеспечиваемое нулевой схемой инвертора тока, позволяет качественно улучшить энергетические характеристики плавильных печей за счет снижения электрических потерь в соединительных шинах и водоохлаждаемых кабелях, используемых для подключения батареи компенсирующих конденсаторов к индуктору печи. Например, при питании индукционного плавильного комплекса от стандартной трехфазной промышленной сети 380 В напряжение на индукторе плавильной печи может быть более 1100 В (вместо 550–600 В), что энергетически выгодно. Создаются условия для реализации плавильных печей с встраиваемыми батареями компенсирующих конденсаторов, в некоторых случаях это позволяет отказаться от применения водоохлаждаемых кабелей, увеличивает на 5–7% передаваемую на нагрев полезную мощность и значительно улучшает технико-экономические показатели. Увеличение передаваемой в нагрузку активной мощности приводит к существенному сокращению времени плавки.



При этом становится возможным снизить удельные затраты электроэнергии, например при плавке чугуна до величины 500 кВт·ч/тн.

Для дальнейшего уменьшения весогабаритных показателей и установленной мощности дроссельного оборудования, а также для ограничения уровня и аварийной скорости нарастания тока вентилей при замыкании витков индуктора на «землю» в схему инвертора тока с квазирезонансной коммутацией включается дополнительный дроссель L3 (рис. 6). В схеме диоды VD3, VD4 предотвращают разряд компенсирующего конденсатора C1 через фильтровые дроссели L1, L2, что может, например, улучшить пусковые режимы инвертора тока с квазирезонансной коммутацией. Указанные диоды являются низкочастотными и в номинальном режиме проводят ток постоянно.

Инвертор тока по нулевой схеме с нагрузкой, включаемой между входными дросселями фильтра, может быть выполнен и на обычных SCR-тиристорах с встречно-параллельными диодами и без них.

Замыкание витков индуктора на «землю» происходит при повреждении футеровки тигля плавильной печи, вызываемых ее размывом и растрескиванием при термоударах и механических воздействиях и выходе расплавленного металла из тигля. Такая авария часто приводит к полному выходу из строя индуктора печи. Существуют контактные методы контроля состояния футеровки плавильной печи. Однако они не могут быть применены в наиболее распространенных на практике системах с глухозаземленной нейтралью. Кроме того, контактные методы достаточно сложны в реализации. Поэтому оптимальными считаются бесконтактные методы контроля состояния футеровки, например использующие измерение индуктивности плавильной печи по ходу плавки. Инверторы тока в плавильных комплексах управляются с помощью методов самовозбуждения. Соответственно косвенный контроль состояния футеровки в данном случае может осуществляться путем простого контроля собственной частоты плавильной печи. Подобный контроль легко выполняется для любых систем, так как текущая информация о собственной частоте плавильной печи уже имеется в системе управления инвертора тока.

Схема инвертора тока с квазирезонансной коммутацией использована при разработке новой серии энергосберегающих преобразователей частоты для плавильных печей на емкости 160 и 400 кг (по стали) типа ИСТ-0,16 и ИСТ-0,4 с рабочей частотой 4 кГц, номинальным выходным напряжением 1200 В и выходной мощностью 120 и 275 кВт.

Литература

1. Силкин Е. М. Релейно-импульсное управление в инверторах тока и напряжения с квазирезонансной коммутацией // Тезисы доклада международной научно-технической конференции, посвященной методам и средствам управления технологическими процессами. 25–27 октября 1999 г. Саранск, 1999. С. 282–284.
2. Силкин Е. М., Кузьмин А. Ф. Системы управления с транзисторными преобразователями для промышленных озонаторов большой мощности // Электротехника. № 5'2001. С. 42–46.
3. Силкин Е. М. Транзисторные преобразователи частоты для индукционного нагрева // Электротехника. № 10'2004. С. 24–30.
4. П. 2081499 РФ, МКИ Н02 М 7/523. Силкин Е. М. Автономный токо-резонансный инвертор // Б. И. № 16'1997.
5. Белкин А. К., Исаков И. Г., Таназлы Г. И. и др. Индукционная установка для разогрева крайних ниппелей кронштейнов анододержателей // Силовая электроника. № 1'2005. С. 100–103.
6. Толстов Ю. Г. Автономные инверторы тока. М.: Энергия, 1978. 208 с.
7. Чижено И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники. М.: Высшая школа, 1974. 430 с.
8. Силкин Е. М. Электронные пускорегулирующие аппараты для разрядных ламп повышенной мощности // Электрика. № 5'2004. С. 38–42.
9. Силкин Е. М., Дзлиев С. В., Тазихин С. Н. Разработка индукционных электроплит // Тезисы доклада научно-технической конференции, посвященной научным основам создания энергосберегающей техники и технологий, 27–29 ноября 1990 г. М., 1990. С. 259–261.
10. П. 2031534 РФ, МКИ Н02 М5/45. Силкин Е. М. Преобразователь переменного тока для питания индуктора // Б. И. № 8'1995.
11. П. 2040105 РФ, МКИ Н02 М5/458. Силкин Е. М., Мизин Г. В., Пахалин А. И. и др. Преобразователь переменного тока для питания индуктора // Б. И. № 20'1995.
12. П. 2061292 РФ, МКИ Н02 М5/44. Силкин Е. М., Мизин Г. В., Пахалин А. И. и др. Способ управления преобразователем частоты // Б. И. № 15'1996.
13. Силкин Е. М. Транзисторные ВЧ-генераторы для электротехнологии // Тезисы доклада II международной научно-технической конференции, посвященной электромеханике и электротехнологии, 1–5 октября 1996 г. Симферополь, 1996. С. 103–105.
14. International Rectifier. Catalogue CA05 — 10/2001. Moscow: IR, 2001.

15. Башкиров В. И. Оптимизированные МОП-транзисторы для инверторов с жесткими и мягкими режимами переключения // Электротехника. № 12'2002. С. 10–14.
16. Силкин Е. М. Применение инверторов тока в электротермии // Вопросы преобразовательной техники, частотного электропривода и управления: Межвуз. сб. статей. Саратов, 2000. С. 49–54.
17. Дзлиев С. В., Силкин Е. М. Регулируемый автономный инвертор со стабилизирующими диодами // Тезисы доклада Всесоюзной научно-технической конференции, посвященной автоматизации электротехнологических процессов в гибких производственных системах машиностроения на основе полупроводниковых преобразователей частоты, 21–25 мая 1987 г. Уфа, 1987. С. 39–42.
18. А. с. 1415384 СССР, МКИ Н02 М 7/523. Васильев А. С., Дзлиев С. В., Силкин Е. М. Последовательный резонансный инвертор // Б. И. № 29'1988.
19. А. с. 1683150 СССР, МКИ Н02 М 5/45. Силкин Е. М. Преобразователь частоты // Б. И. № 37'1991.
20. Силкин Е. М. Управление по вычисляемому прогнозу параллельным инвертором тока со стабилизирующим диодом // Тезисы доклада Всесоюзной научно-технической конференции, посвященной микроэлектронике в машиностроении, 14–16 ноября 1989 г. Ульяновск, 1989. С. 81–84.
21. А. с. 1690117 СССР, МКИ Н02 М 1/08. Силкин Е. М. Способ управления инвертором тока со стабилизирующим диодом // Б. И. № 41'1991.
22. А. с. 1758802 СССР, МКИ Н02 М 5/45. Силкин Е. М. Статический преобразователь частоты // Б. И. № 32'1992.
23. А. с. 1753564 СССР, МКИ Н02 М 7/521. Силкин Е. М. Инвертор тока // Б. И. № 29'1992.
24. А. с. 1758812 СССР, МКИ Н02 М 7/523. Силкин Е. М., Дзлиев С. В., Качан Ю. П. и др. Параллельный инвертор тока // Б. И. № 32'1992.
25. Силкин Е. М., Дзлиев С. В., Тарасова М. М. Исследование возможности создания серии тиристорных генераторов для питания электротермических и ультразвуковых установок на мощности 4–25 кВт, частоты 4–22 кГц с применением новых схемотехнических решений // Отчет о НИР, гос. рег. № 001390, инв. № 88945. Ульяновск, 1990. 142 с.
26. Рогинская Л. Э., Иванов А. В., Мульменко М. М. и др. Выбор структуры и параметрический синтез симметричного резонансного инвертора // Электротехника. № 7'1998. С. 1–5.
27. А. с. 1654955 СССР, МКИ Н02 М 7/523. Силкин Е. М. Резонансный инвертор // Б. И. № 21'1991.
28. Тучкевич В. М., Грехов И. В. Новые принципы коммутации больших мощностей полупроводниковыми приборами. Л.: Наука, 1988. 117 с.
29. Бедфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов. М.: Энергия, 1969. 280 с.