

Об одном способе повышения коммутационной устойчивости

при частотном регулировании тиристорных инверторов со встречно-параллельными диодами

В данной статье рассмотрены варианты регулирования мощности в классе схем тиристорных инверторов со встречно-параллельными диодами, работающих в качестве источников питания систем индукционного нагрева, а также работа подсистемы повышения коммутационной устойчивости и снижения токовой загрузки вентилей схемы за счет частотного регулирования.

Юрий Болотовский,
к. т. н.

eltech@ufacom.ru

Георгий Таназлы,
к. т. н.

g_thanazly@mail.ru

Айдар Мухаметшин

ghost-4x@yandex.ru

В источниках питания для индукционного нагрева достаточно широко используется класс схем тиристорных инверторов тока со встречно-параллельными диодами на основе мостов, полумостов и ячеек — преобразовательных структур на базе тиристора и встречно-параллельно включенного диода (далее по тексту — инвертор) [1–3]. В рассматриваемых схемах время, предоставляемое тиристорам для восстановления запирающих свойств, определяется временем горения встречно-параллельного диода. При этом следует учитывать, что, вообще говоря, горение встречно-параллельных диодов приводит к увеличению токовой загрузки вентилей. Отсюда вытекает задача сокращения длительности и амплитуды тока на обратном диоде до величин,

которые обеспечат допустимое для тиристорных, используемых в схеме, время восстановления запирающих свойств.

Другой характерной особенностью рассматриваемого класса схем является то, что нагрузка (индуктор с нагреваемыми деталями и компенсирующая емкость, которые представляются последовательными, параллельными контурами, а также более сложными схемами замещения) в процессе нагрева из-за изменения электрических и магнитных свойств нагреваемого металла меняет свои параметры. Это приводит к изменению выходной мощности и, как следствие, к изменению токовой загрузки вентилей и времени восстановления запирающих свойств тиристора. Возможны случаи, когда в результате процессов пуска или изменения параметров нагрузки время восстановления запирающих свойств тиристора станет недопустимо малым, что приведет к аварийной ситуации из-за срыва инвертирования.

Рассмотрим возможные варианты регулирования выходной мощности инверторов (рис. 1).

Сигналы, управляющие инвертором, подразделяются на регулирующие и ограничительные. Под регулируемыми понимаются сигналы, изменение которых позволяет осуществлять регулирование выходной мощности. К ограничительным относятся сигналы, с помощью которых в процессе регулирования осуществляется контроль параметров работы схемы. Эти сигналы необходимо ограничивать из соображений поддержания работоспособности (время восстановления запирающих свойств тиристора, ток и напряжения тиристорных диодов, крутизна нарастания токов тиристора, крутизна приложения напряжения к запирающемуся вентилю, предельно допустимая частота работы инвертора и т. д.). Из рис. 1 видно, что сигналы снимаются с помощью датчиков с инвертора и нагрузки, подвергаются первичному преобразованию и нормированию, а затем поступают в функциональный блок, в который также посту-

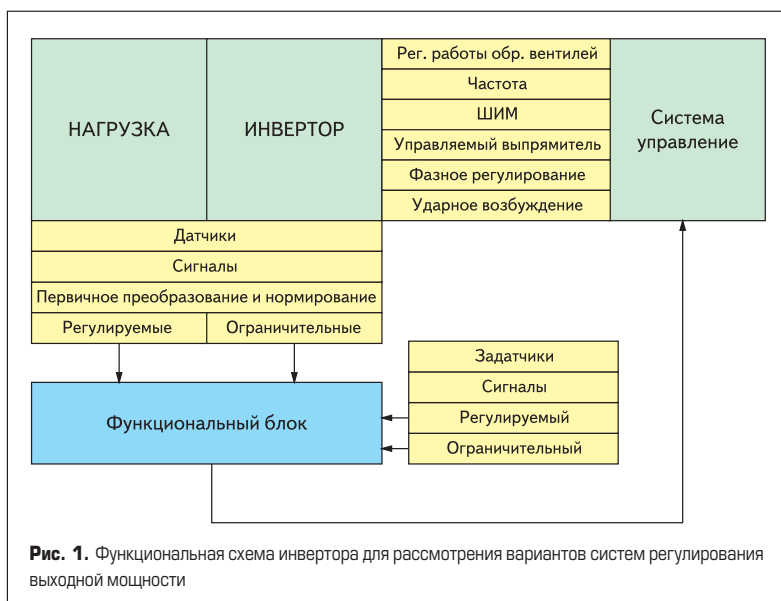


Рис. 1. Функциональная схема инвертора для рассмотрения вариантов систем регулирования выходной мощности

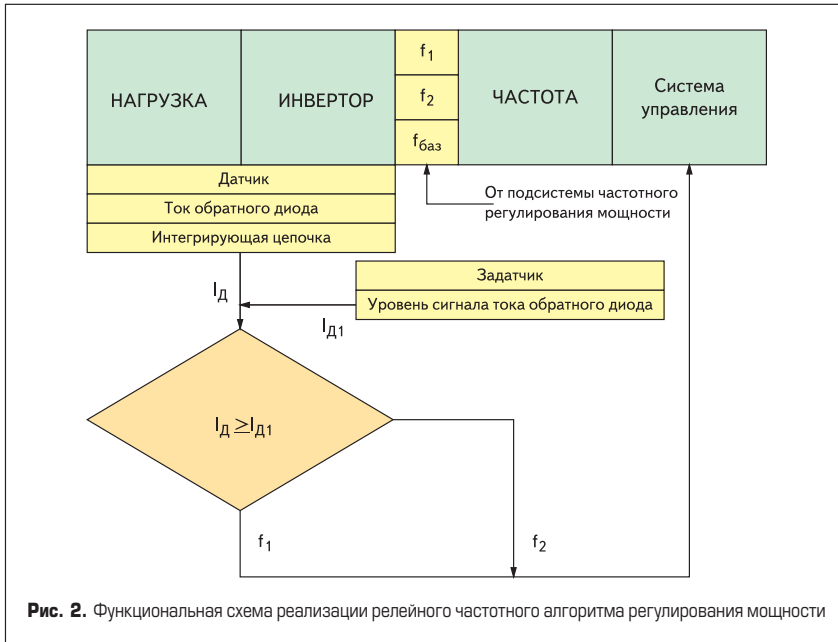
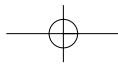


Рис. 2. Функциональная схема реализации релейного частотного алгоритма регулирования мощности

пают сигналы от датчиков, определяющие величины или диапазоны величин, в которых требуется поддерживать изменения сигналов. В функциональном блоке происходит сравнение снимаемых с инвертора и нагрузки и получаемых от датчиков сигналов и их преобразование по определенным алгоритмам. Выходная информация из функционального блока поступает в систему, которая обеспечивает управление инвертором. Коротко рассмотрим некоторые возможные алгоритмы функционирования такой системы:

- Регулирование работы обратных клапанов.
- Частотное регулирование.

- Широтно-импульсный модулятор на входе инвертора.
- Управляемый выпрямитель.
- Фазное регулирование.
- Ударное возбуждение нагрузочного контура.

Алгоритм регулирования работы обратных клапанов сводится к замене обратных диодов тиристорами или транзисторами и введением регулирующей задержки подачи импульсов управления на эти ключи по отношению к моменту появления на них положительного напряжения. Это приводит к изменению распределения потока энергии в схеме и позволяет регулировать выходной параметр.

Таблица. Регулировочная характеристика генератора (входное напряжение – частота)

Напряжение, В	Период, мкс	Частота, Гц
2,0	393	2544
2,1	394	2538
2,2	396	2525
2,3	397	2519
2,4	398	2512
2,5	399	2506
2,6	400	2500
2,7	403	2481
2,8	404	2475
2,9	406	2463
3,0	409	2445
3,1	410	2439
3,2	412	2427
3,3	415	2409
3,4	417	2398
3,5	419	2387
3,6	420	2380
3,7	424	2358
3,8	427	2342
3,9	430	2325
4,0	432	2315

Частотное регулирование является, пожалуй, самым распространенным методом, оно основано на резонансных характеристиках нагрузочного контура и контуров инвертора с реактивными элементами. Изменение частоты работы тиристорных инверторов приводит к перемещению рабочей точки по резонансным кривым, что, в ряде случаев, является удобным способом регулирования выходного параметра и согласования инвертора с нагрузкой.

Широтно-импульсный модулятор на входе инвертора позволяет осуществлять регулирование выходной мощности за счет регулирования напряжения на входе инвертора.

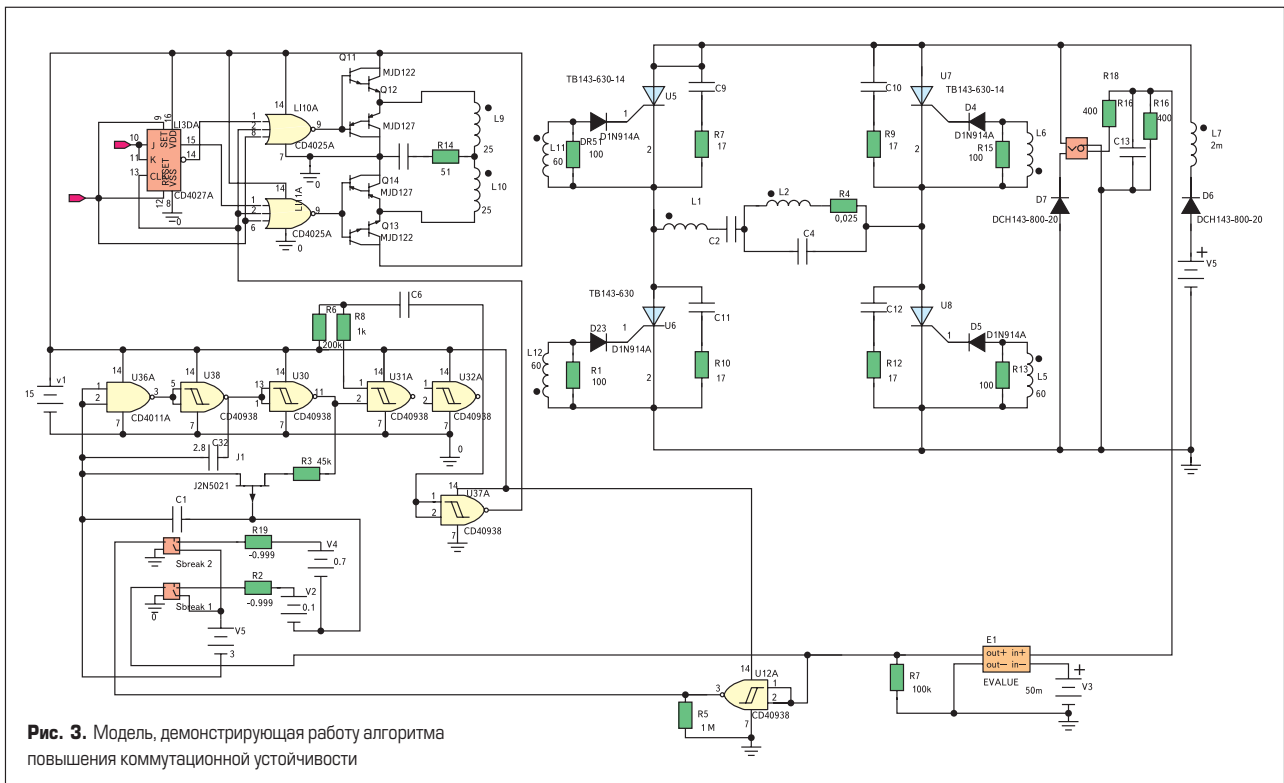
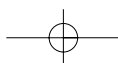
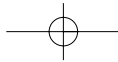


Рис. 3. Модель, демонстрирующая работу алгоритма повышения коммутационной устойчивости





Аналогичный результат получается при использовании управляемого выпрямителя, что также приводит к регулированию напряжения на входе инвертора и, как следствие, к регулированию мощности на нагрузке.

Суть фазного регулирования мощности, выделяемой в нагрузочном контуре, сводится к использованию преобразовательных структур (мост, полумост, ячейка), которые при синхронной работе соответствующих тиристоров производят сложение выходных токов. При введении сдвига по фазе между импульсами управления образуются контуры, которые позволяют протекать через преобразовательные структуры токам замыкания, минуя нагрузку, что обеспечивает регулирование выходной мощности.

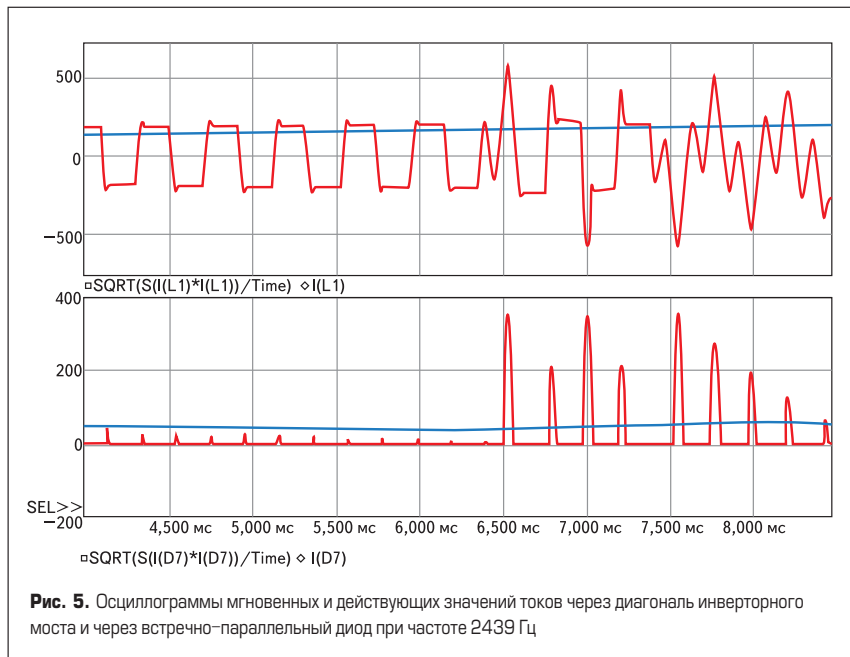
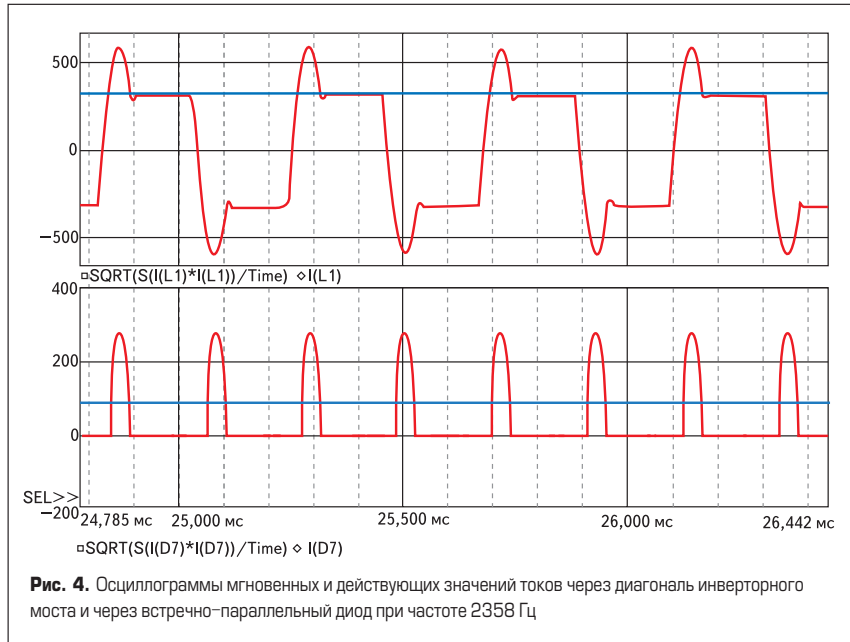
Ударное возбуждение нагрузочного контура позволяет регулировать выходную мощность за счет введения пауз в подаче импульсов управления на время задержки, как правило, кратное основному периоду работы тиристоров. За время периода работы тиристоров происходит накачка энергии в нагрузочный контур. Запасенная в контуре энергия выделяется в активном сопротивлении в результате протекания в этом контуре затухающего колебательного процесса. Регулируя длительность паузы между периодами накачки энергии, можно осуществлять дискретное управление энергией, подаваемой в нагрузку.

Вопросы сопоставительного анализа приведенных алгоритмов регулирования мощности в нагрузке выходят за рамки данной работы. Ниже будет рассмотрена подсистема повышения коммутационной устойчивости источников питания для индукционного нагрева на базе тиристорных инверторов тока со встречно-параллельными диодами с использованием частотного алгоритма регулирования.

На рис. 2 приведена функциональная схема реализации этого алгоритма для случая релейного изменения частоты инвертирования.

Алгоритм работает следующим образом. С помощью датчика снимается мгновенное значение тока обратного диода I_D , который интегрируется и в блоке сравнения сравнивается с задаваемой датчиком величиной I_{D1} . В результате работы блока сравнения в систему управления подается сигнал, обеспечивающий скачкообразное изменение частоты с f_1 на f_2 или наоборот. Частоты f_1 и f_2 складываются или вычитаются с частотой $f_{\text{баз}}$, которая определяется либо датчиком мощности, либо поступает от подсистемы частотно-регулируемого регулирования мощности. В результате на инвертор подаются импульсы управления двух частот, определяемых суммой или разностью $f_{\text{баз}}$ и f_1 или $f_{\text{баз}}$ и f_2 . Модель, демонстрирующая работу данного алгоритма, приведена на рис. 3.

Модель построена на базе мостового тиристорного инвертора со встречно-параллельным диодом, включенным параллельно мосту, и нагрузочным контуром, присоединенным последовательно с коммутирующими индуктивностью и емкостью в диагональ этого моста. Система управления содержит блок формирователя импульсов, блок управляемо-



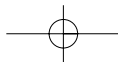
го напряжением генератора частоты и логический блок.

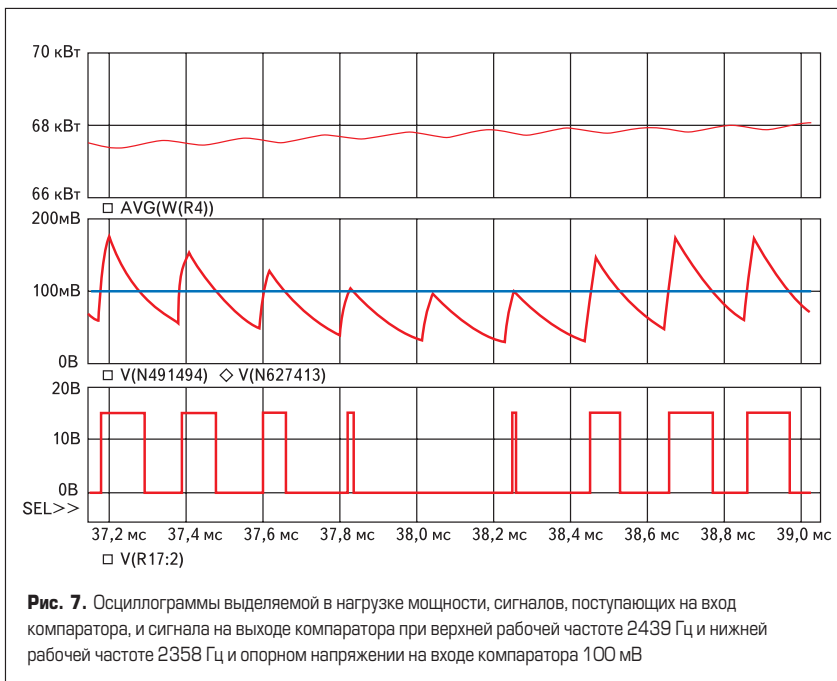
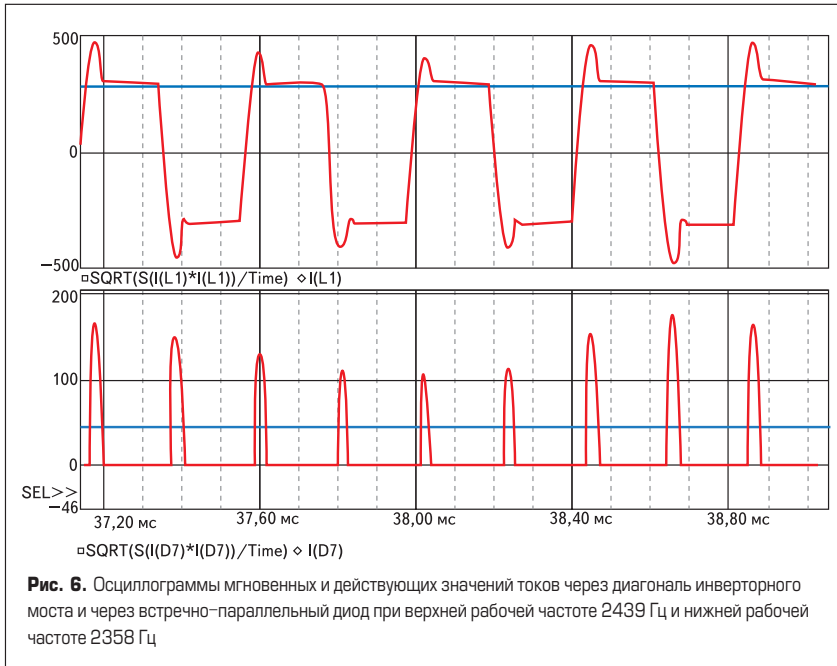
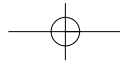
Модель реализована в среде OrCAD. Тиристорный инвертор выполнен на тиристорах U5, U6, U7, U8 типа ТБ143-630-14 [4]. В качестве обратного диода применен диод D7 типа ДЧ143-800-20. Инвертор запитан от источника постоянного напряжения V5 через дроссель L7. Импульсы управления подаются на тиристоры инвертора от формирователя импульсов, выполненного на транзисторах Q11, Q12, Q13 и Q14 типов MJC122 и MJC127 через трансформатор, намотанный на ферритовом сердечнике K2. Системы противофазных импульсов формируются на элементах U30A (типа CD4027A), U10A и U11A (типа CD4025A). Сигнал на вход триггера U30A подается от генератора импульсов, частота которого управляет напряжением. Генератор выполнен на эле-

ментах U36A (типа CD4011A), U3B, U3D, U31A, U32A и U37A (типа CD4093B). Частота работы этого генератора определяется напряжением, подаваемым на транзистор J1 типа J2N5021. Регулировочная характеристика генератора «входное напряжение — частота» для хронизирующих элементов C32 = 2,8 нФ и R3 = 45 кОм приведена в таблице. Параметры емкости C6 и резистора R8 определяют длительность выходных импульсов генератора.

Параметры элементов схемы ясны из рисунка.

Сигнал с обратного диода снимается с помощью управляемого током источника напряжения H1 типа HPOLY. Практическая реализация датчика тока может быть осуществлена с помощью резистивного шунта, установленного последовательно с диодом, датчика тока системы Холла, а также нагру-





женного на резистор трансформатора тока, выполненного в виде ферритового кольца с обмоткой. Возможно применение других типов датчиков. Сигнал интегрируется с помощью цепочки R16, R18 и C13 и подается на компаратор E1 типа EVALUЕ, где происходит сравнение его величины с величиной опорного напряжения, которая определяется задатчиком, выполненным на источнике постоянного напряжения V3. Практическая реализация компаратора не представляет затруднений, поскольку в настоящее время выпускается большое количество устройств этого типа. Единичный сигнал с компаратора поступает на ключ SBreak1, который осуществляет подачу на генератор частоты напряжения, определяемого источником V2 (частота f_1)

и V6 (частота $f_{\text{оаз}}$). При этом единичный сигнал, инвертированный с помощью элемента U12A (типа CD4093B), гарантированно отключает ключ SBreak2. Если на выходе компаратора имеется нулевой сигнал, то через инвертор U12A осуществляется включение ключа SBreak2, и непосредственно с выхода компаратора — отключение ключа SBreak1. При этом на вход генератора частоты, управляемого напряжением, подается сигнал, определяемый источником V4 (частота f_2) и источником V6 (частота $f_{\text{оаз}}$). В данной модели частота $f_{\text{оаз}}$, определяемая источником V6, является постоянной. В случае подключения подсистемы управления выходной мощностью инвертора данное напряжение является выходным напряжением этой подсистемы.

Моделирование проводилось при следующих значениях параметров:

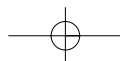
- RELTOL = 0,005368
- VNTOL = 56u
- ABSTOL = 8u
- CHGTOL = 0,01p
- GMIN = 1e-8
- ITL4 = 23
- STEP GMIN = «Вкл.»
- SKIPBP = «Вкл.»
- h_{max} (Maximum Step Size) = 1e-7
- TSTOP = 64m

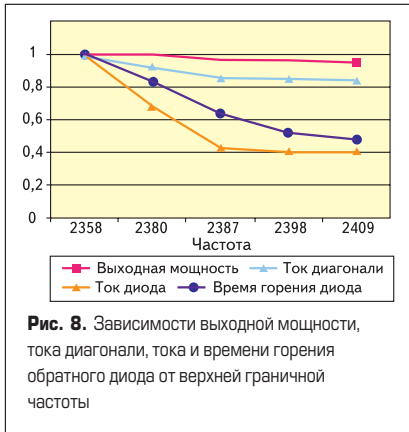
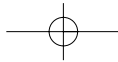
Работа модели поясняется на осциллограммах, приведенных на рис. 4–7.

Из рис. 4 видно, что на частоте 2358 Гц работа инвертора является устойчивой. Рис. 5 иллюстрирует срыв инвертирования на частоте 2439 Гц. Очевидно, что срыв происходит из-за уменьшения времени горения обратного диода, что приводит к уменьшению времени восстановления запирающих свойств тиристоров. Заметим, что в рассматриваемом случае резонансная кривая является достаточно острой, и возмущения, происходящие в индукционной нагрузке, вполне могут вынудить систему частотного регулирования (поддержания мощности) уйти с рабочей частоты (2358 Гц) на аварийную (2439 Гц). Рис. 6 и 7 демонстрируют работу подсистемы повышения коммутационной устойчивости при граничных частотах 2358 и 2439 Гц и при опорном напряжении на входе компаратора 100 мВ. Из второй осциллограммы рис. 6 видно, что система работает в режиме с переменной амплитудой тока диода. На верхней осциллограмме рис. 7 кривая мощности, выделяемой в нагрузку, показывает, что при работе системы функционирование инвертора является штатным. На второй осциллограмме рис. 7 приведены сигналы на входах компаратора. Огибающая кривой, подаваемой на вход компаратора с интегрирующей цепочки, по форме повторяет огибающую кривой токов обратного диода (нижняя осциллограмма рис. 6). На нижней осциллограмме рис. 7 приведен сигнал, снимаемый с выхода компаратора. Нулевой сигнал на выходе компаратора обеспечивает подачу на вход ГУН напряжения, соответствующего частоте работы инвертора 2358 Гц, а единичный — частоте 2439 Гц. Параметры элементов инвертора, нагрузки и выбор диапазона граничных частот обеспечивают увеличение длительности горения обратного диода при снижении рабочей частоты (рис. 6–7). Таким образом, рассматриваемая подсистема обеспечивает при уменьшении амплитуды (и, соответственно, длительности горения обратного диода) снижение частоты инвертирования, что вызывает повышение амплитуды тока диода.

Отметим интересную особенность, выявленную при моделировании работы рассматриваемой подсистемы. Изменение верхней граничной частоты приводит при практически неизменной мощности, выделяемой в нагрузку, к существенному уменьшению действующего значения тока обратного диода и действующего значения тока диагонали инверторного моста (тока тиристора).

На рис. 8 приведен график относительных зависимостей выходной мощности инверто-





ра, действующего значения тока диагонали инверторного моста, действующего значения тока обратного диода и времени горения обратного диода. За базовые величины перечисленных переменных приняты значения, соответствующие значениям переменных на частоте 2358 Гц.

Данная особенность может быть использована для снижения токовой загрузки вентиля без практического снижения мощности, выделяемой в нагрузку, если в наличии имеются тиристоры с меньшим временем восстановления запирающих свойств. При этом не требуется изменения параметров силовых элементов схемы.

Описанная подсистема может использоваться при работе с подсистемой, обеспечивающей поддержание требуемого значения параметра схемы (мощности, напряжения на нагрузке, коэффициента мощности нагрузки и т. д.) за счет частотного регулирования. При этом возможны несколько вариантов их совместной работы:

- согласная работа подсистем, при которой изменение частоты, осуществляемое для достижения заданного значения параметра схемы, не вызывает ухудшения коммутационной устойчивости инвертора (уменьшения времени горения обратного диода). При этом вышеописанная подсистема практически не вмешивается в работу подсистемы поддержания параметров.
- конкурирующая работа подсистем, когда изменение частоты, осуществляемое подсистемой поддержания параметра, и изменение частоты, производимое подсистемой повышения коммутационной устойчивости, должны производиться в разных направлениях. При этом в результате работы подсистем устанавливается компромиссное значение параметра, отличное от того, которое определяется задатчиком подсистемы. Для исключения конкурирующей работы подсистем необходимо либо изменить параметры силовых элементов схемы, либо установить в инвертор тиристоры с меньшим временем восстановления запирающих

своих свойств. Положительный результат может быть получен также при изменении пороговых частот или порога срабатывания компаратора в подсистеме повышения коммутационной устойчивости.

Предлагаемая подсистема может быть реализована как в аналоговом, так и в цифровом виде. При практической реализации она должна быть дополнена блоком, изменяющим частоту в направлении, обеспечивающем нужное управление системой.

Литература

1. Кацнельсон С. М. Анализ электромагнитных процессов в мостовом тиристорном инверторе со встречно-параллельными диодами и удвоением частоты // Тиристорные преобразователи частоты для индукционного нагрева металлов. Уфа: УАИ. Выпуск XXII. 1971.
2. Беркович Е. И., Ивенский Г. В., Иоффе Ю. С., Матчак А. Т., Моргунов В. В. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок. Л.: Энергоатомиздат. 1983.
3. Don L. Loveless. An Overview of Solid-State Power Supplies for Induction Heating. Penton Publishing, Inc. 1995.
4. Болотовский Ю. И., Таназлы Г. И. OrCAD. Моделирование. «Поваренная» книга». М.: «Солон-Пресс». 2005.

