

Закключение

Способ синтеза тока индуктора с двумя преобладающими гармониками путем применения двухчастотного резонансного контура позволяет формировать комбинации гармоник тока. При реализации способа отсутствует фазовый сдвиг относительно гармоник выходного напряжения преобразователя частоты, что существенно повышает

энергетические характеристики системы. Двухчастотный резонансный контур имеет ограниченный диапазон регулирования тока по высокочастотной составляющей, что связано с ростом входного тока контура по отношению к току индуктора. Ограничения по амплитуде высокочастотной составляющей тока индуктора могут быть сняты включением дополнительного высокочастотного инвертора, формирующего соответствующую гармонику тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Слухоцкий А.Е. Установки индукционного нагрева. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 325 с.
2. Pat. WO 1991/015935. IPC^s H05B 6/10 PCT/NO 1991/00053. Method and device for surface hardening of rotation symmetrical parts through inductive heating by means of at least two different frequencies / L. Markegard, W. Schwenk. Assert 10.04.1990; Publ. 17.10.1991. – 14 p.
3. Дзлиев С.В. Принципы построения систем питания установок индукционной закалки зубчатых колес при двухчастотном нагреве // Actual Problem Induction Heating 05: Матер. Междунар. конф. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2005. – С. 193–201.
4. Pat. WO 2005/008876. IPC^s H02P PCT/US 2004/022238. Methods and systems for simultaneous multiple frequency voltage generation / B. Diong. Assert 09.07.2003; Publ. 09.07.2004. – 44 p.
5. Мигулин В.В., Медведев В.И., Мустель Е.Р., Парыгин В.Н. Основы теории колебаний. – М.: Наука, 1978. – 392 с.

Поступила 26.06.2009 г.

УДК 621.314

ИССЛЕДОВАНИЕ КОММУТАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ В ИНВЕРТОРЕ ТОКА

М.Н. Муркин, С.К. Земан, Е.В. Ярославцев*

НИИ автоматики и электромеханики при Томском университете систем управления и радиоэлектроники

*Томский политехнический университет

E-mail: murkin-maxim@yandex.ru

Рассмотрены коммутационные процессы и режимы управления параллельным инвертором с квазирезонансной коммутацией для индукционного нагрева. Предложен оптимальный алгоритм коммутации силовых ключей, который позволяет минимизировать скачки напряжения на элементах схемы. С использованием САПР OrCad 9.2 исследовано влияние монтажной паразитной индуктивности в звене высокой частоты преобразователя на переходные процессы. Показано, что результаты моделирования и эксперимента совпадают с точностью до 10 %.

Ключевые слова:

Индукционный нагрев, преобразователь частоты, инвертор тока, коммутационные процессы, моделирование, OrCad.

Key words:

Induction heating, frequency converter, current inverter, switching processes, simulation, OrCad.

Основным узлом установки индукционного нагрева (УИН), определяющим технико-экономические показатели всего устройства, является преобразователь частоты (ПЧ). Известные схемотехнические решения ПЧ содержат, как правило, одно- или многофазный управляемый (или неуправляемый) выпрямитель, звено постоянного тока (ЗПТ) и автономный инвертор. В настоящее время в ПЧ благодаря ряду существенных преимуществ широко используют автономные однофазные инверторы тока (ИТ) с квазирезонансной коммутацией силовых ключей [1–3].

На первом этапе проектирования реальных устройств силовой электроники целесообразно использовать имитационное моделирование, позво-

ляющее существенно снизить материальные и временные затраты на разработку. Однако при этом возникает вопрос о достоверности полученных результатов и правомерности использования их на практике.

Целью работы является разработка имитационной модели ИТ в пакете PSpice, оценка её адекватности путем сравнения результатов моделирования с данными эксперимента и исследование на модели коммутационных процессов в инверторе тока.

На рис. 1 представлена типовая схема ПЧ на основе ИТ. Выпрямитель устройства выполнен на диодах VD1–VD6. Элементы VT1, VD7, L1 образуют ЗПТ. Регулирование выходного напряжения ЗПТ происходит путем изменения интервала проводи-

мости ключа $VT1$. Инвертор выполнен на ключах $VT2-VT5$, диоды $VD8-VD11$ обеспечивают ключам обратную блокирующую способность. $L2$ – паразитная индуктивность, включающая в себя паразитную индуктивность соединительных проводов и индуктивность рассеяния трансформатора. $L3$ и $R1$ – параллельная схема замещения индуктора, $C1$ – компенсирующий конденсатор. Система управления осуществляет управление ИТ и ЗПТ.

При проектировании устройства величину паразитной индуктивности $L2$ следует минимизировать для снижения коммутационных потерь и перенапряжений [4]. В реальных устройствах, даже при удачной конструкции согласующего трансформатора и минимальной длине подводящих кабелей, величина $L2$ довольно значительна (до 5 мкГн/м кабеля) и существенно влияет на электромагнитные процессы в преобразователе частоты.

Рассмотрим более подробно влияние $L2$ на работу инвертора тока. Изменение тока через индуктивность $L2$ во время переключения ключей инвертора приводит к появлению на ней напряжения, которое прикладывается к ключам инвертора. При резком изменении тока $L2$ скачки напряжения могут достигать значений, существенно превышающих максимально допустимое напряжение ключей. Чтобы избежать от перенапряжений, необходимо правильно выбрать моменты коммутации ключей инвертора.

В данной работе исследованы возможные режимы управления квазирезонансным параллельным инвертором при различных моментах коммутации относительно перехода через ноль кривой мгновенного значения напряжения колебательного контура u_{C1} .

Исследование работы преобразователя проводилось при помощи САПР OrCAD 9.2. Модель представлена на рис. 2. Напряжение входного источника питания (на схеме $V1$) $E=40$ В. Силовая часть инвертора выполнена на транзисторах

$VT2-VT5$ и диодах $VD8-VD11$. Нагрузка (параллельный колебательный контур, образованный $C1$, $L3$ и $R1$) включена последовательно с $L2$ (паразитная индуктивность соединительных проводов и индуктивность рассеяния трансформатора) в диагональ моста инвертора.

Источники напряжения $V2$ и $V3$ формируют прямоугольные сигналы управления (U_{pr1} и U_{pr2}) ключами инвертора.

В схеме преобразователя частоты использовались модели компонентов из встроенной библиотеки системы OrCAD [5].

Моделями идеальных элементов представлены резисторы, конденсаторы, дроссели (индуктивности), источники напряжения, диоды. Модели резистора, конденсатора, индуктивности имеют нулевые температурные коэффициенты. Индуктивность представлена линейной ненасыщающейся моделью.

Буквой E в модели преобразователя обозначены источники напряжения, управляемые напряжением. Здесь использованы линейные зависимые источники. В схеме они играют роль устройств потенциальной развязки.

Транзисторы представлены моделями реальных элементов, а именно BSM100GB100D.

Значения параметров $R1$ и $L3$ определены экспериментально для индуктора, который используется для нагрева сварных стыков рельс. Измерения параметров проводились на частоте работы ПЧ равной 11 кГц при комнатной температуре стыка и составили: $R1=1,9$ Ом, $L3=6,8$ мкГн.

Частота сигналов управления ключами инвертора (U_{pr1} и U_{pr2}) приблизительно равна собственной резонансной частоте колебательного контура. Для исследования различных режимов коммутации частота сигналов управления и время перекрытия интервалов проводимости ключей незначительно варьировались.

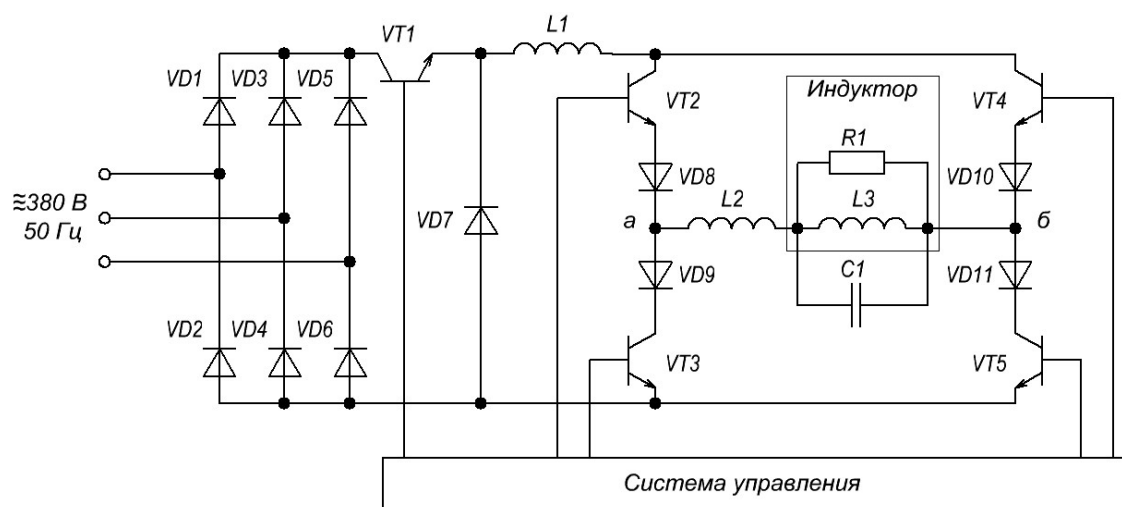


Рис. 1. Типовая схема преобразователя частоты

Результаты моделирования в виде временных диаграмм для различных алгоритмов управления представлены на рис.3. Токи и напряжения ключей VT2 и VT3 равны току и напряжению ключей VT4 и VT5 соответственно.

На временных диаграммах рис. 3, сверху вниз представлены: мгновенное значение напряжения на колебательном контуре – u_{C1} ; выходной ток инвертора – i_{L2} (пунктирная линия); мгновенное значение напряжения между точками, обозначенными на рис. 2 – u_{a6} ; мгновенное значение напряжения на паразитной индуктивности $L2$ – u_{L2} (пунктирная линия); ток ключа VT2 – i_{VT2} ; ток ключа VT3 – i_{VT3} (пунктирная линия); импульсы управления ключами VT2 и VT3 (пунктирная линия). Используются следующие обозначения: s – интервал коммутации, w – временной интервал, являющийся функцией параметра управления, β – угол сдвига момента включения очередной пары ключей относительно кривой мгновенного значения напряжения на колебательном контуре.

Выходной ток инвертора во время работы практически не изменяется. Выходной ток инвертора $i_{L2}(t)$ имеет разное направление в начале и конце интервала коммутации s

$$i_{L2} \left(0 - \frac{\beta T}{2\pi} \right) = -i_{L2} \left(0 - \frac{\beta T}{2\pi} + s \right).$$

ИТ работает с перекрытием токов ключей противоположных групп. Интервал проводимости ключа на периоде T в общем случае равен

$$Q = T/2 + s \pm w,$$

где s – интервал коммутации; w – временной интервал, являющийся функцией системы управления.

Включение очередного ключа инвертора в общем случае может осуществляться с отстающим, нулевым и опережающим углом сдвига β [1]

$$\beta \in [-\pi/2, +\pi/2].$$

При работе ИТ с углами сдвига в интервале

$$\beta \in [-\pi/2, +2\pi s/T]. \quad (1)$$

возможна только жесткая коммутация ключей [1].

Рассмотрим алгоритм управления № 1, при котором выполняется условие

$$\beta > 2\pi s/T, \quad (2)$$

т. е. β лежит за пределами верхней границы интервала (1). Временные диаграммы для этого случая представлены на рис. 3, а. После подачи отпирающего импульса на ключи VT3 и VT4 ток i_{VT3} нарастает, а ток i_{VT2} спадает, т.к. часть тока конденсатора C1 замыкается по цепям C1-L2-VD8-VT2-VT4-VD10-C1 и C1-L2-VD9-VT3-VT5-VD11-C1. В момент равенства токов i_{VT2} и i_{VT3} выходной ток инвертора i_{L2} равен нулю. После спада тока i_{VT2} до нуля (окончание интервала коммутации s) через временной интервал w запираются ключи VT2 и VT5. Интервал проводимости ключа Q составляет

$$Q = T/2 + s + w. \quad (3)$$

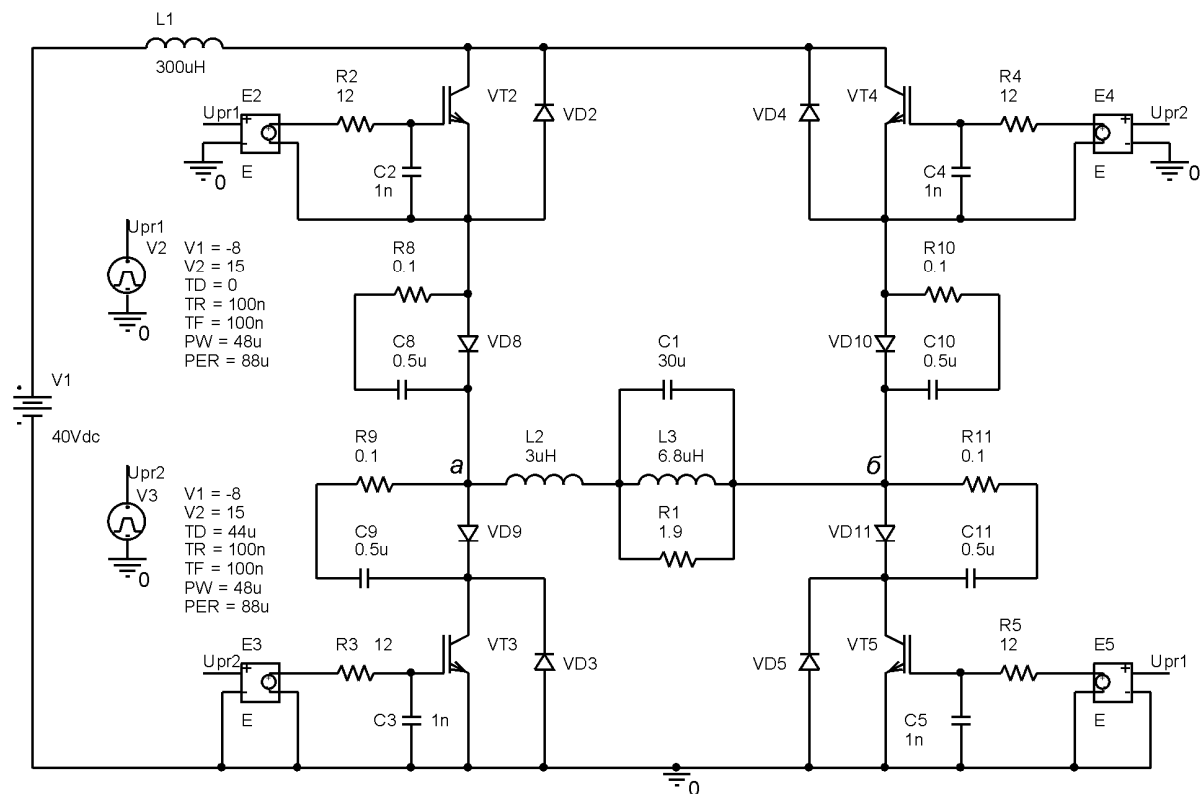


Рис. 2. Модель преобразователя частоты

Из временных диаграмм видно, что на интервале времени, когда выходной ток инвертора i_{L2} изменяет свое направление, на паразитной индуктивности $L2$ появляется напряжение u_{L2} . Изменение напряжения u_{L2} ведет к изменению выходного напряжения инвертора u_{ab} и, соответственно, к изменению напряжения на ключах инвертора.

На рис. 3, б, представлены диаграммы для *алгоритма управления № 2*. В отличие от алгоритма № 1 интервал проводимости ключей инвертора составляет

$$Q = T/2 + s - w,$$

т. е. происходит жесткая коммутация ключей инвертора.

Рассмотрим подробнее процесс коммутации в рассматриваемом случае. Когда все ключи включены, под действием напряжения на конденсаторе $C1$ происходит реверс выходного тока инвертора, при этом ток i_{VT3} нарастает, а ток i_{VT2} спадает. При управлении инвертором по данному алгоритму выключение ключей происходит до того, как их ток спадет до нуля. На временных диаграммах видно, что когда выключаются ключи $VT2$ и $VT5$, величина выходного тока достигает значения входного тока за время выключения ключей $VT2$ и $VT5$. Напряжение на паразитной индуктивности $L2$ на этом интервале времени значительно возрастает. Очевидно, что выброс напряжения на индуктивности $L2$ тем больше, чем больше паразитная индуктивность $L2$; больше ток через выключаемые ключи и меньше время выключения ключей инвертора.

Из приведенных диаграмм следует, что выключать ключи до того, как их ток спадет до нуля, нецелесообразно.

Таблица. Сопоставление результатов моделирования ПЧ и эксперимента при напряжении питания 40 В

Характеристика	Алгоритм управления			
	№ 1	№ 2	№ 3	№ 4
Период работы инвертора, мкс	88	88	88	96
Время перекрытия, мкс	8	4	15	1
Максимальное выходное напряжение ПЧ, В	55 (60*)	90 (95*)	186 (200*)	360 (340*)
Погрешность значения максимального выходного напряжения при моделировании, %	8	5	7	6
Выходной ток ПЧ, А	24,7 (26,6*)	24,5 (23,3*)	24,7 (23,3*)	21,4 (19,6*)
Погрешность значения выходного тока при моделировании, %	7	5	6	9

*Данные, полученные экспериментально

На рис. 3, в, представлены диаграммы для *алгоритма управления № 3*. В этом случае выполняются условия (2) и (3). Временной интервал w задается таким образом, что интервал проводимости ключей

оканчивается после перехода через ноль кривой мгновенного значения напряжения колебательного контура u_{C1} . Из временных диаграмм видно, что включение очередной пары ключей инвертора и изменение напряжений и токов элементов схемы до момента перехода кривой мгновенного значения напряжения колебательного контура u_{C1} через ноль происходят как по вышеописанному алгоритму управления № 1. После перехода u_{C1} через ноль ток емкости $C1$ частично замыкается по цепям $C1$ - $VD10$ - $VD4$ - $VT2$ - $VD8$ - $L2$ - $C1$ и по $C1$ - $VD11$ - $VT5$ - $VD3$ - $VD9$ - $L2$ - $C1$, это приводит к тому, что ток i_{VT2} нарастает, а ток i_{VT3} спадает. После того, как подаются запирающие импульсы на ключи $VT2$ и $VT5$, на индуктивности $L2$ наблюдается пик напряжения, обусловленный, как и в алгоритме № 2, быстрым изменением выходного тока инвертора.

Очевидно, что управление инвертором по данному алгоритму также нецелесообразно, поскольку при этом появляются значительные выбросы напряжения на ключах. Временной интервал w в выражении (3) должен быть таким, чтобы выключить ключи до перехода напряжения колебательного контура через ноль.

На рис. 3, г, представлены временные диаграммы для *алгоритма управления № 4*, когда угол сдвига β лежит в интервале (1). После открытия ключей $VT3$ и $VT4$ их ток не изменяется, т. к. напряжение на компенсирующей емкости является для них обратным. Изменение выходного тока инвертора происходит скачком, после запирающих ключей $VT2$ и $VT5$. Резкое изменение выходного тока инвертора как в случаях, представленных на рис. 3, б и в, приводит к скачку напряжения на ключах.

Заданные значения периода работы инвертора, времени перекрытия ключей и полученные значения токов и напряжений элементов схемы при моделировании для разных алгоритмов управления представлены в таблице.

В ходе исследования коммутационных процессов был проведен эксперимент на реальной установке индукционного нагрева. Преобразователь частоты выполнен на IGBT модулях FUJI 2MBI200N-120. Основной системы управления является микроконтроллер AVR ATMEGA 16-16PI. Индуктор и ПЧ соединен кабелем типа КГХЛ 4*10, длина кабеля 7 м. На рис. 4 представлены осциллограммы выходного напряжения и тока ПЧ, работающих по алгоритмам, временные диаграммы которых представлены на рис. 3 соответственно. На всех осциллограммах верхняя диаграмма соответствует выходному напряжению ПЧ, а нижняя – выходному току. Осциллограммы сняты с помощью осциллографа GoodWill INSTEK GOS 620 FG, для которого погрешность измерений не превышает 5 % [6]. Результаты эксперимента представлены в таблице. Из таблицы видно, что погрешность результатов моделирования не превышает 10 %, следовательно, разработанную модель преобразователя можно использовать для инженерных расчетов.

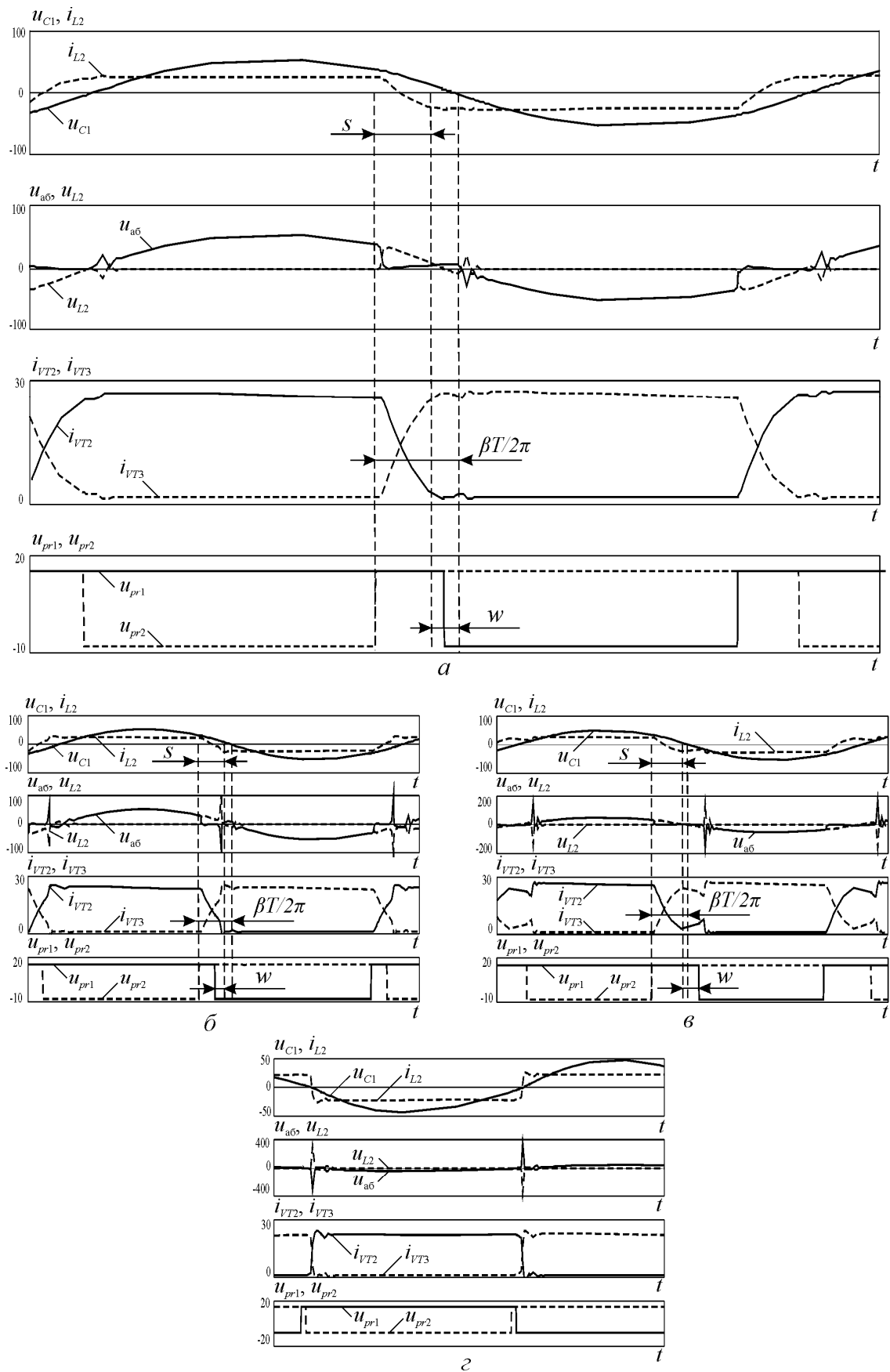


Рис. 3. Временные диаграммы токов и напряжений

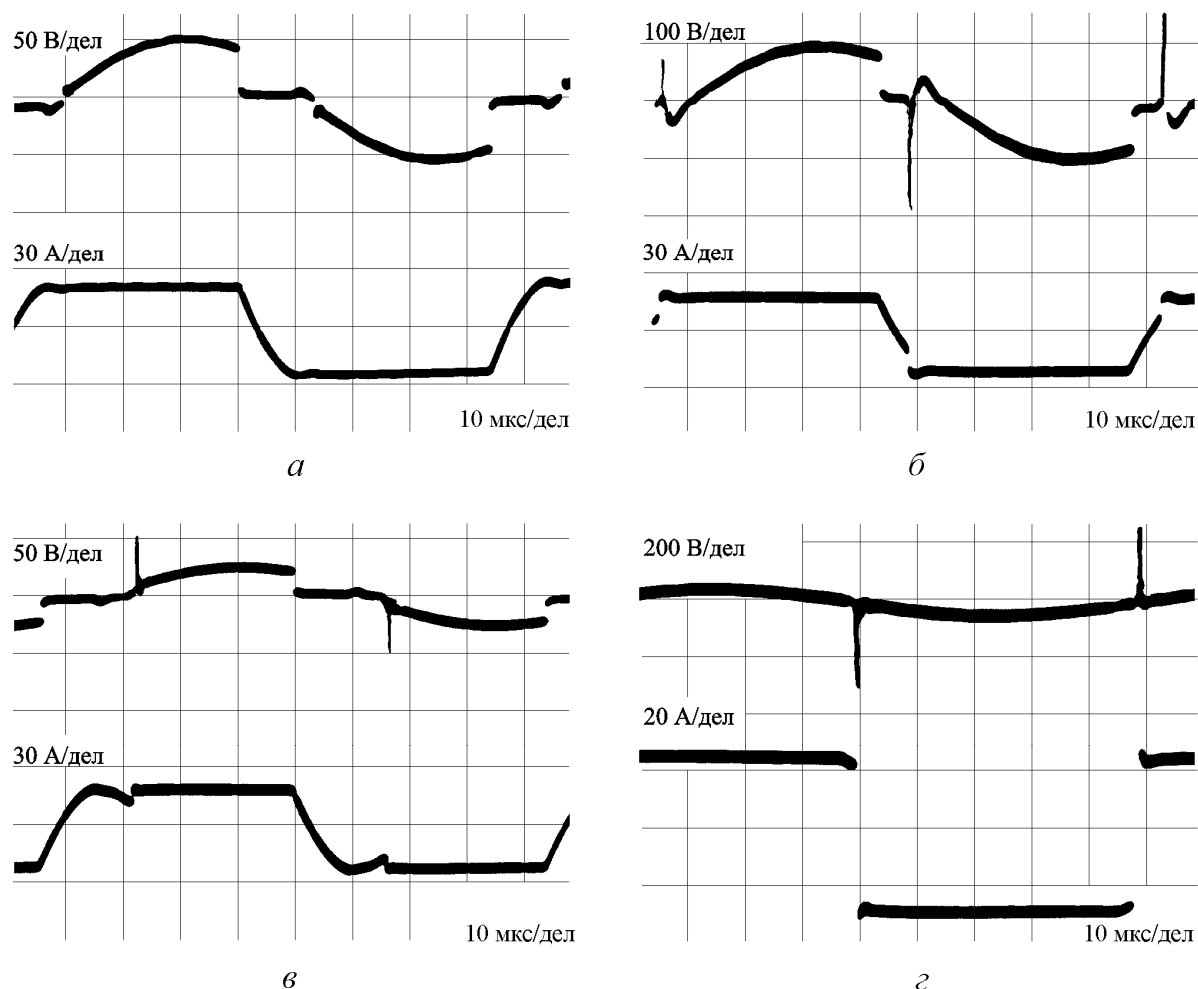


Рис. 4. Временные диаграммы напряжения и тока ПЧ

Выводы

1. Рассмотрены переходные процессы во время коммутации силовых ключей параллельного инвертора при различных режимах управления.
2. Оптимизирован алгоритм коммутации силовых ключей, позволяющий минимизировать скачки напряжения на элементах схемы. Включение очередной пары силовых ключей и выключение проводящей происходит до перехода через ноль напряжения на компенсирующем конденсаторе. Время перекрытия ключей равно времени

естественного реверса выходного тока инвертора.

3. С использованием САПР OrCad 9.2 исследовано влияние монтажной паразитной индуктивности в звене высокой частоты преобразователя на переходные процессы.
4. Показано, что результаты моделирования и эксперимента переходных процессов совпадают с точностью до 10 %, что обусловлено неидеальностью реальных элементов схемы и погрешностью осциллографических измерений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. – Изд. 2-е, испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.
2. Силкин Е.М. Транзисторные преобразователи частоты для индукционного нагрева // Электротехника. – 2004. – № 10. – С. 24–30.
3. Поляков В.Д., Чаколья Э. Высокочастотный генератор для индукционного нагрева // Электротехника. – 2000. – № 12. – С. 31–34.

4. Силкин Е. Реализация и способы управления ключами в инверторах тока преобразователей частоты для установок индукционного нагрева и плавки металлов // Силовая электроника. – 2007. – № 3. – С. 108–104.
5. Разевиг В.Д. Система проектирования OrCAD 9.2. – М.: Солон – Р, 2001. – 528 с.: ил.
6. Инструкция по эксплуатации. Осциллограф GoodWill INSTRUK GOS 620 FG, 2005. – 48 с.

Поступила 08.07.2008 г.