

# Мостовые резонансные DC/DC-преобразователи

## сварочного тока

**Описаны резонансные DC/DC-преобразователи, формирующие ток электросварки. В устройствах применяется фазовый принцип управления силовыми ключами, которые соединены по схеме моста.**

**Борис Глебов  
Олег Попков**

**Введение**

Развитие электроники привело к появлению и широкому распространению инверторных источников сварочного тока [1, 2]. Их мощность обычно превышает несколько киловатт. Из-за относительно высокого уровня мощности, потребляемой источником, к нему предъявляется требование минимизации искажений, вносимых в питающую сеть. Это означает, что переменный ток, потребляемый от сети, по форме его кривой должен быть максимально приближен к синусоидальному сетевому напряжению. Поэтому инверторный источник сварочного тока содержит три каскада.

Первым из них является выпрямитель напряжения питающей сети.

Второй каскад — корректор коэффициента мощности [3]. Он формирует ток, потребляемый от сети и близкий к синусоидальной форме напряжения питающей сети переменного тока, а кроме того, стабилизирует средний уровень постоянного напряжения на своем выходе.

Третий каскад — DC/DC-преобразователь. Это устройство преобразует постоянное напряжение, получаемое с выхода второго каскада, в переменное напряжение высокой частоты, трансформирует его на вторичную сторону и затем выпрямляет переменный ток на вторичной стороне. Выпрямленный ток является сварочным.

Среди множества вариантов исполнения DC/DC-преобразователей отмечается перспек-

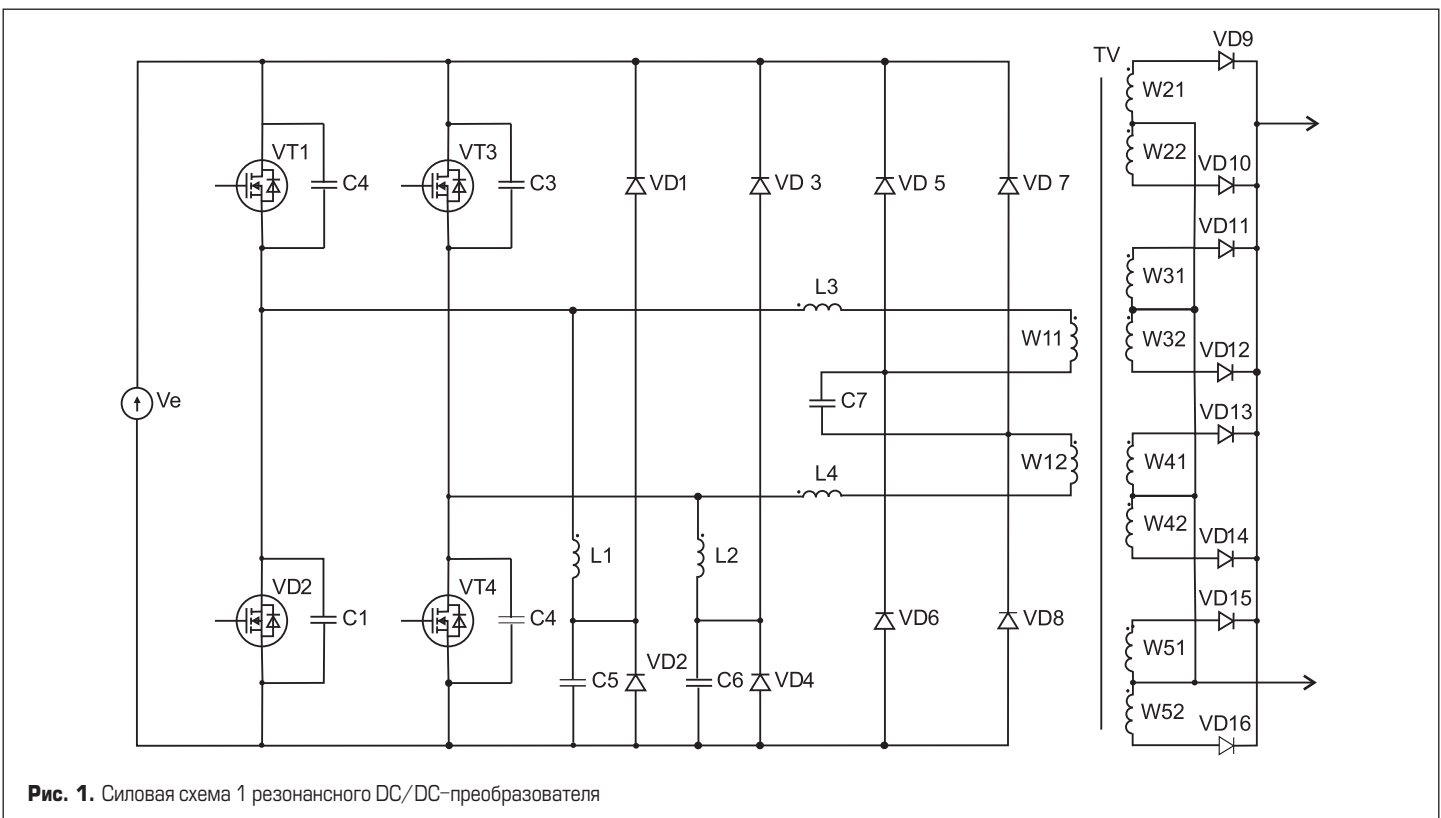


Рис. 1. Силовая схема 1 резонансного DC/DC-преобразователя

тивность использования резонансных схем [1]. Они обладают двумя полезными свойствами. Первое из них — параметрическая ограниченность амплитудного и среднего значения токов, потребляемого от источника питания и трансформируемого в нагрузку. Это свойство упрощает управление несколькими преобразователями, работающими на общую нагрузку постоянного тока. Второе свойство — плавный характер нарастания тока силовых управляемых ключей, соединенных по схеме моста, а также нарастания и спада тока вторичной обмотки силового трансформатора, что способствует упрощению выпрямления тока и снижению уровня коммутационных помех. Однако, как отмечается в [1], существуют трудности в управлении выходной мощностью резонансных DC/DC-преобразователей, что препятствовало их широкому распространению.

Мостовая топология резонансного преобразователя при ограничении амплитуды напряжения на конденсаторе его резонансной цепи, а также при фазовом способе управления силовыми ключами мостовой схемы дает возможность, сохранив отмеченные достоинства резонансных схем, обеспечить регулирование выходной мощности в полном диапазоне с постоянной частотой коммутации силовых ключей.

Фазовый способ управления транзисторами [3] состоит в том, что формируются две последовательности паразитных импульсных сигналов. Каждая из них содержит по два сигнала, причем второй сигнал задержан по отношению к первому на время, равное половине периода их повторения. Сигналы одинаковы по длительности, которая незначительно меньше половины

периода. Поэтому в каждой из последовательностей существует кратковременная пауза между окончанием одного сигнала и началом другого. Вторая последовательность импульсных сигналов задержана по отношению к первой на регулируемое время, равное  $(T/2) \times D$ , где  $T = 1/F$  — длительность периода,  $D$  — параметр регулирования. Вариацией  $D$  обеспечивается регулирование мощности, передаваемой в нагрузку.

Первый и второй импульсные сигналы первой последовательности управляют первыми двумя транзисторами мостовой схемы (VT1 и VT2), включенными последовательно между шинами питания, а первый и второй сигналы второй последовательности — двумя другими транзисторами этой схемы (VT3 и VT4).

**Силовые схемы мостовых резонансных DC/DC-преобразователей приведены на рис. 1 и 2.**

Силовая схема 1 является технической реализацией предложений, содержащихся в [4]. Она работает на резонансной частоте  $f_{res}$  и обладает такой топологией, что появляется возможность ограничения амплитуды переменного напряжения на конденсаторе C7 резонансной LC-цепи на уровне напряжения питания  $U_g$ . В силовой схеме 1 выводы конденсатора подключены к выходным зажимам транзисторной мостовой схемы через две одинаковые цепи. Каждая из них содержит соединенные последовательно дроссель и секцию первичной обмотки силового трансформатора. Первая цепь включает дроссель L3 и секцию первичной обмотки W11. Во второй цепи присутствуют дроссель L4 и секция первичной обмотки W12.

Дроссели L3, L4 и конденсатор C7 образуют последовательный резонансный LC-контур. Ограничение амплитуды знакопеременного напряжения на конденсаторе резонансного контура на уровне, равном напряжению питания  $U_g$ , осуществляется с помощью диодов VD5–VD8.

Если используется фазовое управление транзисторами мостовой схемы, то при снижении выходной мощности уменьшаются токи резонансной LC-цепи и первичной обмотки силового трансформатора, что вызывает снижение магнитной энергии, запасаемой в LC-цепи и в трансформаторе. Из-за этого при низких уровнях выходной мощности перестают выполняться условия для обеспечения режима отпирания силовых транзисторов при нуле напряжения на них (режим Zero Voltage Switch — ZVS).

Создание условий для реализации режима ZVS в полном диапазоне изменения выходной мощности (от нуля до максимума) в схеме на рис. 1 достигается применением технического решения, предложенного в [5]. Оно состоит в том, что энергия, необходимая для обеспечения режима ZVS, запасается в магнитных накопителях двух дополнительных LCD-цепей, подключаемых к выводам выходной цепи транзисторной мостовой схемы (первая LCD-цепь — L1, C5, VD1, VD2, вторая — L2, C6, VD3, VD4). С их помощью обеспечиваются благоприятные режимы переключения силовых транзисторов и, как следствие, сокращается мощность потерь в них. Дополнительное снижение мощности потерь достигается шунтированием выходных цепей силовых транзисторов конденсаторами C1–C4.

Вторая схема резонансного DC/DC-преобразователя представлена на рис. 2.

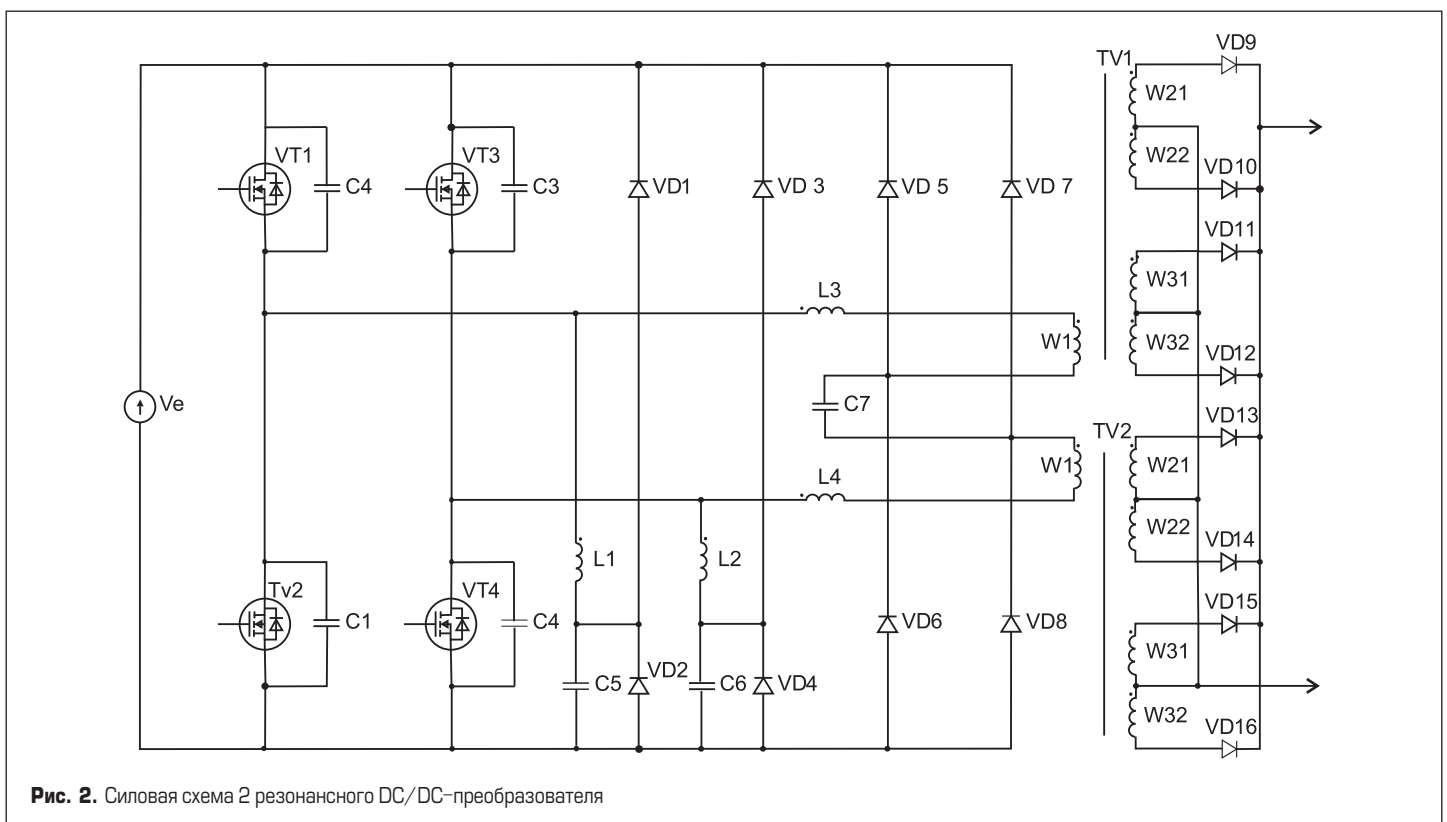


Рис. 2. Силовая схема 2 резонансного DC/DC-преобразователя

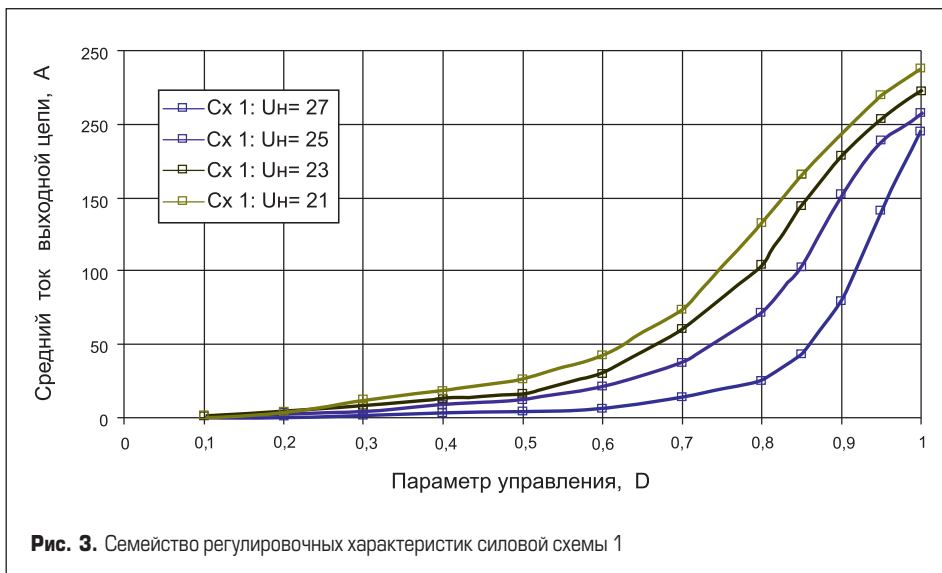


Рис. 3. Семейство регулировочных характеристик силовой схемы 1

Вторая схема отличается от первой тем, что в ней передача энергии в нагрузку осуществляется двумя одинаковыми трансформаторами TV1 и TV2 [4]. Первичная обмотка первого трансформатора и соединенная с ней последовательно обмотка первого дросселя L3 включены между первым выводом конденсатора резонансной LC-цепи и первым выводом выходной цепи транзисторной мостовой схемы. Первичная обмотка второго трансформатора и соединенная с ней последовательно обмотка второго дросселя L4 включены между вторым выводом конденсатора резонансной LC-цепи и вторым выводом выходной цепи транзисторной мостовой схемы.

Выводы двухфазных вторичных обмоток обоих трансформаторов через силовые выпрямительные диоды (VD9–VD16) подключены к первому выходному выводу DC/DC-преобразователя, а средние точки этих обмоток соединены с его вторым выходным выводом.

В схемах 1 и 2 выпрямленный ток  $I_{\bar{n}a}$  рабочих двухфазных вторичных обмоток трансформаторов является сварочным.

**Моделирование процессов в первой и второй силовых схемах, работающих с посто-**

янной частотой коммутации силовых транзисторов, производилось с использованием пакета программ PSpice. Его целью являлось построение регулировочных характеристик устройств, а также сравнение их энергетических показателей.

Для того чтобы по возможности уравнять условия работы сравниваемых схем, при моделировании принималось, что выходные силовые выпрямители в них содержат однотипные диоды Шоттки 243NQ100 (243 А, 100 В) в одинаковом количестве (по восемь в каждой из схем). Соответственно силовой трансформатор TV первой схемы выполнен с четырьмя двухфазными вторичными обмотками, а каждый из силовых трансформаторов TV1 и TV2 второй схемы — с двумя двухфазными вторичными обмотками.

Выходное напряжение  $U_{\bar{n}a}$  преобразователя определяется вольт-амперной характеристикой сварочной дуги. Оно аппроксимируется приближенным выражением:  $U_{\bar{n}a} \approx 20 + 0,04 \times I_{\bar{n}a}$  [2].

Входное напряжение при моделировании было принято равным 400 В.

Транзисторный мост в двух схемах содержит одинаковые силовые полевые транзисто-

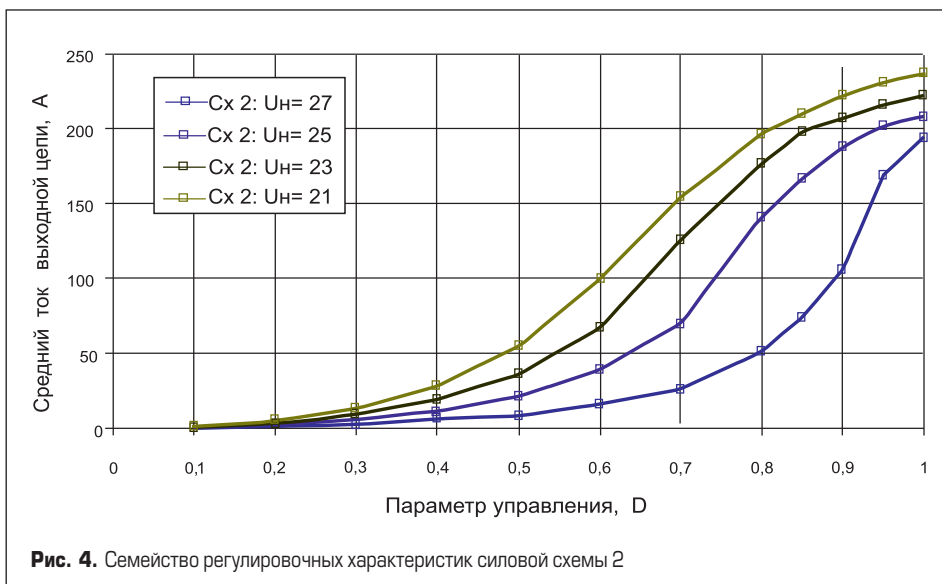


Рис. 4. Семейство регулировочных характеристик силовой схемы 2

ры типа IRFPS38N60L (600 В; 38 А; 0,12 Ом). Их выходные цепи шунтированы конденсаторами емкостью 100 пФ. При моделировании частота коммутации силовых транзисторов была принята равной 100 кГц.

В двух схемах LCD-цепи и элементы резонансного LC-контура на первичной стороне выполнены одинаково. Обмотки дросселей LCD-цепей (L1, L2) размещены на сердечниках типоразмера RM8i, изготовленных из магнитного материала N87 (EPCOS). Индуктивность обмотки — 722,5 мкГн, число витков — 85, емкость конденсатора LCD-цепи равна 4,7 нФ.

Обмотки дросселей резонансной цепи (L3, L4) размещены на сердечниках типоразмера RM14i, изготовленных из магнитного материала N87. Индуктивность обмотки дросселя 16 мкГн, число ее витков — 8. Витки обмотки выполнены изолированной медной лентой толщиной 0,2 мм.

Емкость конденсатора C7 резонансной цепи равна 85 нФ.

Обмотки силового трансформатора TV первой схемы размещены на сердечниках типоразмера PM62/49, изготовленных из магнитного материала N87. Толщина суммарного немагнитного зазора между половинами сердечников — 0,2 мм.

Обмотки выполнены изолированной медной лентой толщиной 0,2 мм. Первая и вторая секции первичной обмотки содержат по семь витков, их индуктивности равны 175,5 мкГн. Каждая из секций четырех двухфазных вторичных обмоток содержит по одному витку.

Расчетные значения сопротивлений обмоток трансформатора TV (мОм):  $R_{w11} = 2,45$ ;  $R_{w12} = 3,19$ ;  $R_{w21} = 0,381$ ;  $R_{w22} = 0,388$ ;  $R_{w31} = 0,396$ ;  $R_{w32} = 0,403$ ;  $R_{w41} = 0,411$ ;  $R_{w42} = 0,418$ ;  $R_{w51} = 0,426$ ;  $R_{w52} = 0,436$ .

Обмотки силовых трансформаторов TV1, TV2 второй схемы размещены на сердечниках типоразмера PQ50/50, изготовленных из магнитного материала N87. Толщина суммарного немагнитного зазора между половинами сердечников — 0,2 мм.

Обмотки выполнены изолированной медной лентой толщиной 0,2 мм. Первичные обмотки трансформаторов TV1, TV2 содержат по 14 витков, индуктивности обмоток равны 406,4 мкГн. Каждая из секций двухфазных вторичных обмоток выполнена с двумя витками.

Расчетные значения сопротивлений обмоток трансформаторов TV1, TV2 (мОм):  $R_{w1} = 5,08$ ;  $R_{w21} = 0,696$ ;  $R_{w22} = 0,721$ ;  $R_{w31} = 0,746$ ;  $R_{w32} = 0,771$ .

**Результаты моделирования схем 1 и 2** представлены на рис. 3 и 4 в виде семейств регулировочных характеристик схем, то есть зависимостей средних значений тока их выходных цепей от значения параметра регулирования D. Параметром каждой кривой в семействе является величина напряжения на нагрузке, которая подключена к зажимам выходной цепи. Из рис. 3 и 4 следует, что схемы обладают свойством регулирования выходного тока в полном диапазоне (от нуля до максимума).

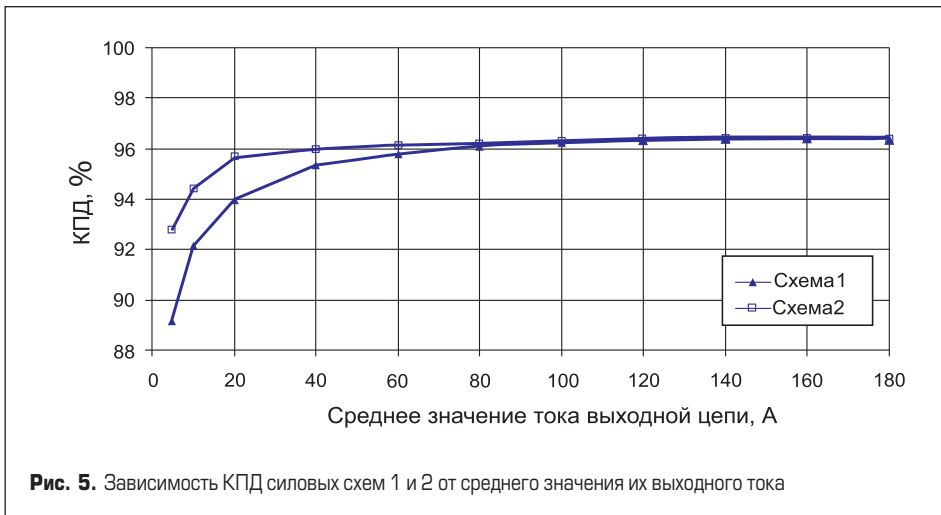


Рис. 5. Зависимость КПД силовых схем 1 и 2 от среднего значения их выходного тока

Кроме того, на рис. 5 приведены построенные по результатам моделирования зависимости коэффициентов полезного действия (КПД) первой и второй схем от среднего значения тока их выходной цепи. Из рисунка следует, что схемы обладают почти неизменным и одинаковым значением КПД при изменении тока нагрузки в достаточно широком диапазоне (от максимального значения до его половины). Вместе с тем вторая схема лучше первой в области значений тока

выходной цепи, которые меньше половины его максимального значения.

На основе моделирования получено распределение мощности тепловых потерь по основным узлам силовых схем 1 и 2 при ряде значений их выходного тока. В частности, для первой схемы в наиболее тяжелом режиме, соответствующем максимальному уровню тока нагрузки (180 А), мощности тепловых потерь составляют: мостовая цепь силовых транзисторов — 56,5 Вт; LCD-цепи — 1,77 Вт;

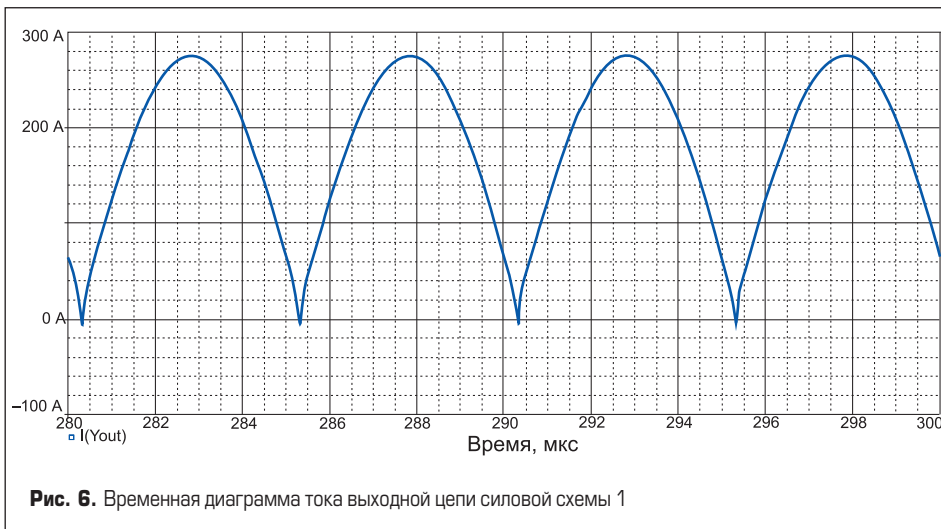


Рис. 6. Временная диаграмма тока выходной цепи силовой схемы 1

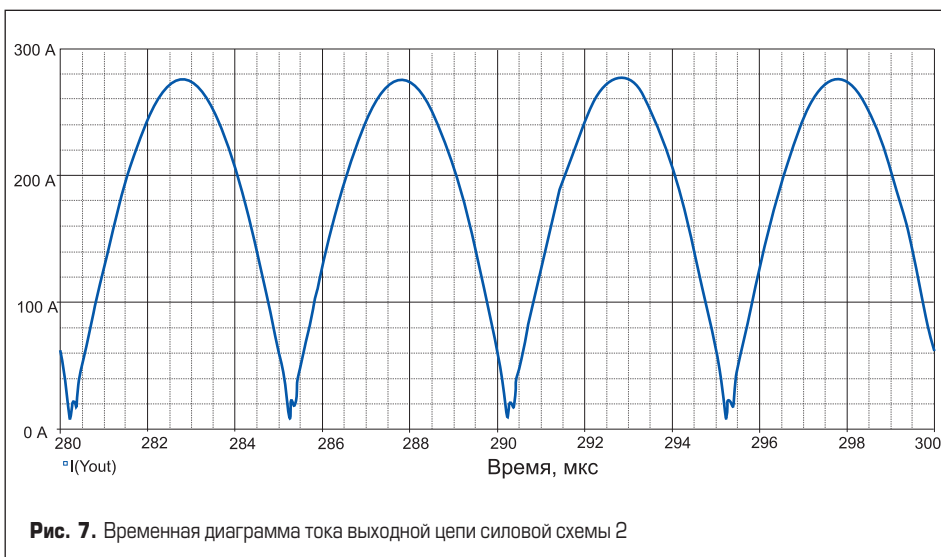


Рис. 7. Временная диаграмма тока выходной цепи силовой схемы 2

дроссели резонансной цепи L1, L2 — 10,4 Вт; трансформатор TV — 9,89 Вт; силовые диоды — 105,18 Вт.

Для второй схемы в таком же режиме работы, как и для первой: мостовая цепь силовых транзисторов — 56,8 Вт; LCD-цепи — 1,77 Вт; дроссели резонансной цепи L1, L2 — 10,07 Вт; трансформаторы TV1, TV2 — 12,76 Вт; силовые диоды — 105,09 Вт.

Таким образом, наибольший вклад в тепловые потери схем вносят силовые диоды и силовые транзисторы. Уменьшение этих потерь может быть достигнуто применением транзисторных цепей выпрямления тока вторичных обмоток, а также использованием в мостовой цепи более современных силовых транзисторов. Однако эти меры вряд ли позволят поднять КПД схем более, чем на 1–1,5%. Вместе с тем они способствуют удорожанию устройств.

Выходной ток рассматриваемых DC/DC-преобразователей представляется в виде последовательностей однополярных импульсов. Временные диаграммы выходного тока, построенные для режима, который близок к максимуму выходной мощности силовых схем 1 и 2, представлены на рис. 6 и 7.

В схемах 1 и 2 регулирование выходного тока производится изменением управляющего параметра  $D$ . Оно осуществляется микросхемой UC3825 [3] или цифровой системой управления. Информация о выходном токе, необходимая для управления им, обеспечивается, например, применением трансформаторов тока (их изображение отсутствует на схемах 1, 2).

Более высокое напряжение холостого хода на выходе преобразователя, служащее для облегчения зажигания дуги, может быть создано дополнительной обмоткой. Ее выпрямленный ток ограничивается включением специального дросселя последовательно с ней [2].

### Литература

1. Солодский С. А., Брунов, О. Г., Ильященко Д. П. Источники питания для дуговой сварки. Учебн. пособие. Томск, Изд-во Томского политехнического университета, 2012.
2. Бардин А. И. Инверторное сварочное оборудование // Электронные компоненты. 2008. № 8.
3. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. Справочник. 2-е изд., испр. и доп. М.: Додэка — XXI, 2001.
4. Патент на изобретение РФ № 2455745. Патентообладатель — ЗАО «Связь инжиниринг». Автор Глебов Б. А. Двухтактный мостовой преобразователь. Зарегистрировано в Госреестре изобретений 10 июля 2012 г.
5. Патент на изобретение РФ № 2510864. Патентообладатель — ЗАО «Связь инжиниринг». Авторы Антонов В. И., Глебов Б. А. Мостовой преобразователь напряжения. Зарегистрировано в Госреестре изобретений 5 февраля 2014 г.