

Об использовании двухтактного преобразователя с дросселем переменного тока в качестве сварочного инвертора

Сергей Петров (Красноярск)

В статье обсуждаются возможность и целесообразность использования двухтактного конвертера с дросселем переменного тока в качестве силовой части сварочного инвертора. Энергетические параметры такого преобразователя сравниваются с параметрами однотактного прямоходового мостового конвертера, часто применяемого в источниках сварочного тока инверторного типа.

Анализ схемотехники силовой части промышленных источников сварочного тока инверторного типа (ИИСТ) позволяет утверждать, что наиболее применяемыми типами топологии силовой части ИИСТ на сегодняшний день являются традиционный двухтактный конвертер мостового типа и однотактный прямоходовой мостовой конвертер (ОПМК), который часто называют «косой мост» [1]. Среди продукции российских производителей

ИИСТ встречаются сварочные инверторы, силовая часть которых представляет собой двухтактный конвертер с дросселем переменного тока в цепи первичной или вторичной обмоток силового трансформатора. Конвертер с дросселем переменного тока (КДПТ) имеет «мягкую», падающую статическую вольтамперную характеристику (ВАХ), формируемую параметрическим способом. В качестве примера ИИСТ с силовой частью, построенной на основе КДПТ, можно привести сварочные инверторы ВД-160И У2 и ВД-200И У2 [2].

Действительно, целый ряд свойств КДПТ позволяет рассматривать эту топологию в качестве возможного варианта силовой части сварочного инвертора. Падающая вольтамперная характеристика такого преобразователя позволяет без применения каких-либо обратных связей обеспечить ограничение тока короткого замыкания в цепи нагрузки на приемлемом уровне. Одновременно с этим обеспечивается «естественное» ограничение тока силовых транзисторов. Для регулирования тока нагрузки возможно использование как ШИМ, так и ЧИМ, причём последний способ представляется более перспективным, так как позволяет регулировать ток нагрузки при фиксированном и максимально допустимом коэффициенте заполнения импульсов управления силовыми ключами. Также представляется заманчивым избавиться от дросселя постоянного тока, обязательно присутствующего на выходе «традиционных» конвертеров: мостового, ОПМК и других. Выходной дроссель в составе ИИСТ всегда являлся одним из наиболее габаритных и металлоёмких элементов силовой части.

Несмотря на перечисленные положительные качества КДПТ, среди ИИСТ зарубежных производителей автору не удалось обнаружить примеров сварочных инверторов с использованием подобной топологии в силовой части. Возможно, применение этой топологии российскими производителями сварочных инверторов связано с наличием определённого опыта разработки и производства ключевых источников питания на основе КДПТ и естественным желанием распространить этот задел на разработку ИИСТ, сэкономив время и средства. Хотя такой подход и является естественным, мы попытаемся оценить перспективы и целесообразность использования КДПТ в качестве силовой части сварочного инвертора на основе анализа виртуальной модели КДПТ и публикаций по данной тематике.

Чтобы полученные результаты были более наглядными и полезными с практической точки зрения, а также в связи с тем, что силовая часть сварочного инвертора ВД-160И представляет собой полумостовой конвертер, рассмотрим полумостовой вариант КДПТ в сравнении с ОПМК, широко применяемым в качестве силовой части сварочных инверторов. Для определённости будем считать, что сравниваемые типы преобразователей представляют собой силовую часть сварочного инвертора, предназначенного для ручной дуговой сварки штучным электродом диаметром от 1,6 до 3 мм. Из этих условий следует, что диапазон регулирования сварочного тока должен составлять 30...150 А и допустимо питание от однофазной сети 220 В/50 Гц [3, 4].

Кратко рассмотрим электрические процессы, протекающие в полумостовом КДПТ, схема которого показана на рисунке 1, используя при этом результаты работы [5]. Диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу конвертера, приведены на рисунке 2. Предположим, что все элементы схемы идеальны, ёмкости C_1 , C_2 и C_0 таковы, что пульсациями напряжения на

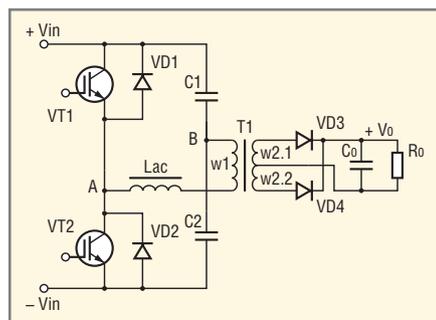


Рис. 1. Полумостовой конвертер с дросселем переменного тока в цепи первичной обмотки

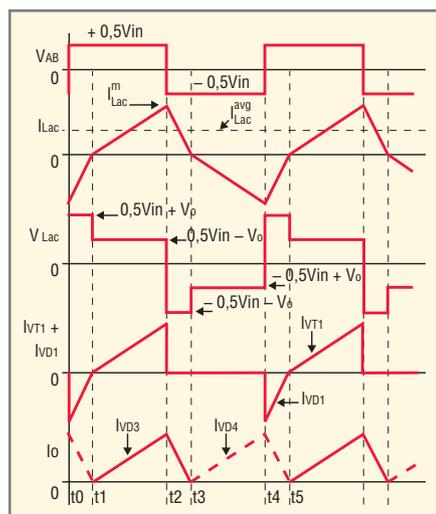


Рис. 2. Диаграммы токов и напряжений в характерных точках КДПТ

них можно пренебречь, ток дросселя L_{ac} безразрывный и коэффициент заполнения $D = D_{max} = 0,5$, где

$$D = \frac{t_{on}}{T},$$

T – период рабочей частоты КДПТ, а t_{on} – время проводящего состояния ключевого транзистора преобразователя. Сопротивление нагрузки R_o – чисто активное. Обозначим через V_{bus} напряжение источника питания конвертера, тогда для мостового конвертера $V_{bus} = V_{in}$, для полумостового $V_{bus} = 0,5V_{in}$. Коэффициент трансформации силового трансформатора положим равным $N = 1$.

Обратимся к диаграммам на рисунке 2. В момент времени t_0 выключается транзистор VT2, полярность напряжений на обмотках силового трансформатора T1 и дросселя L_{ac} изменяется на противоположную, током дросселя L_{ac} открывается диод VD1. Транзистор VT1 включается, когда VD1 уже находится в проводящем состоянии, т.е. при нулевом напряжении между коллектором и эмиттером. На интервале $t_0...t_1$ происходит сброс дросселем L_{ac} накопленной в предыдущем такте энергии в источник питания. При t_1 ток L_{ac} снижается до нуля, диод VD1 закрывается, и ток, изменив направление, начинает течь через уже включенный к этому моменту транзистор VT1. К моменту времени t_2 ток в дросселе L_{ac} и транзисторе VT1 достигает значения:

$$I_{Lac}^m = \frac{V_{bus} - V_O^{w1}}{L_{ac}}(t_2 - t_1), \quad (1)$$

где V_O^{w1} – напряжение на нагрузке, приведённое к первичной обмотке. В момент времени t_2 транзистор VT1 выключается, диод VD2 открывается током дросселя L_{ac} , включается транзистор VT2 и все процессы повторяются.

По аналогии с (1) можно записать выражение для I_{Lac}^m на интервале $t_2...t_3$:

$$I_{Lac}^m = \frac{V_{bus} + V_O^{w1}}{L_{ac}}(t_3 - t_2). \quad (2)$$

Из (1) и (2) с учётом того, что $(t_3 - t_1)$ равно половине периода рабочей частоты, получим:

$$\begin{aligned} (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2) &= \\ = I_{Lac}^m L_{ac} \frac{2V_{bus}}{V_{bus}^2 - (V_O^{w1})^2} &= \frac{1}{2F}. \quad (3) \end{aligned}$$

Выражение (3) можно представить в виде:

$$I_{Lac}^m = \frac{V_{bus}^2 - (V_O^{w1})^2}{4L_{ac} F V_{bus}}. \quad (4)$$

Поскольку для тока треугольной формы среднее значение равно половине от его амплитудной величины, для среднего тока нагрузки I_O^{w1} , приведённого к первичной обмотке, можно записать:

$$I_O^{w1} = 0,5 I_{Lac}^m = \frac{V_{bus}^2 - (V_O^{w1})^2}{8L_{ac} F V_{bus}}. \quad (5)$$

Из (5) получим выражение, описывающее нагрузочную характеристику КДПТ:

$$V_O = V_2 \sqrt{1 - \frac{8I_O^{w2} L_{ac} F}{V_2}}, \quad (6)$$

где $V_2 = V_{bus} N$ – напряжение на вторичной обмотке в отсутствии нагрузки, $N = w_2/w_1$ – коэффициент трансформации, I_O^{w2} – приведённая к вторичной обмотке силового трансформатора T1 индуктивность дросселя L_{ac} , V_{bus} – напряжение питания конвертера, I_O – средний ток нагрузки. Средний ток дросселя L_{ac} равен нулю.

Из (6) видно, что ток короткого замыкания равен:

$$I_{O_sc} = \frac{V_{bus}}{8L_{ac} NF}. \quad (7)$$

В случае полумостового преобразователя эффективное напряжение питания составляет $0,5V_{in}$, что необходимо учитывать при расчётах по формулам (6) и (7).

Были исследованы [5] динамические свойства КДПТ в малосигнальном приближении. Изучалось влияние возмущений входного и выходного напряжения, модуляции рабочей частоты F на ток нагрузки. В низкочастотной области конвертер ведёт себя как источник тока благодаря большому импедансу дросселя L_{ac} , в том числе при медленных изменениях рабочей частоты. Эти свойства позволяют использовать КДПТ в качестве зарядного устройства даже без обратной связи по току нагрузки.

Динамические свойства конвертера в основном определяются полюсом, образованным R_o и C_o . Исследование передаточных функций КДПТ показывает, что конвертер данного типа

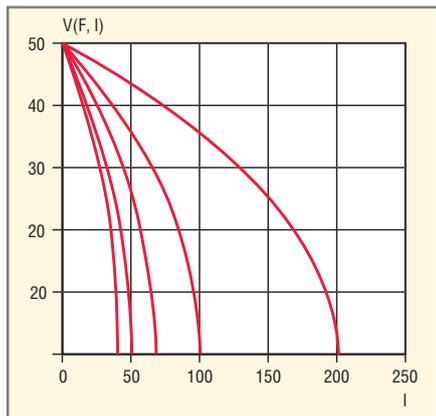


Рис. 3. Семейство ВАХ конвертера с дросселем переменного тока для $F = 40, 80, 120, 160$ и 200 кГц, полученное в среде Mathcad 2001i

Все величины даны в единицах СИ

представляет собой систему второго порядка с двумя вещественными полюсами, чем положительно отличается от прямоходового конвертера понижающего типа, который также является системой второго порядка, но с двумя комплексными полюсами. По этой причине в случае КДПТ возможно использование более простых методов компенсации ФЧХ усилителя ошибки при замкнутой петле обратной связи.

Можно показать, что в нагрузку из источника питания передаётся максимальная мощность при таком значении тока нагрузки I_{O_PW} , когда напряжение на нагрузке V_O составляет порядка $0,5V_2$. С достаточной для инженерных расчётов точностью можно считать, что при $V_O = 0,5V_2$, т.е. в «точке максимальной мощности», на статической ВАХ, выполняется соотношение:

$$I_{O_PW} = 0,75I_{O_SC} \quad (8)$$

где I_{O_SC} – среднее значение тока короткого замыкания. Зависимость напряжения на дуге от тока дуги описы-

вается известным эмпирическим соотношением:

$$V_{ARC} = 20 + 0,04I_{ARC} \quad (9)$$

Очевидно, что прямая (9) должна пересекать ВАХ (6) вблизи «точки максимальной мощности» при $V_{ARC} \approx 0,5V_2$ и $I_{ARC} \approx I_{O_PW}$.

Предположим, что наиболее энергетически выгодным способом регулирования тока нагрузки для КДПТ является ЧИМ, т.е. изменение частоты переключения силовых транзисторов при неизменном и максимальном коэффициенте заполнения. Зададим исходные параметры схемы, приведенной на рис. 1: $V_{in} = 300$ В, $N = 0,333$ (3 : 1), $D_{max} = 0,5$, $F_{min} = 40$ кГц, $I_{O}^{min} = 30$ А, $I_{O}^{max} = 150$ А, $V_2 = 50$ В.

На основании формул (7) и (8) получим остальные параметры КДПТ: индуктивность дросселя $L_{ac} = 7$ мкГн, $L_{ac}^{w^2} = 0,78$ мкГн, $I_{O_SC}^{max} = 200$ А, $I_{O_SC}^{min} = 40$ А, $F_{max} = 200$ кГц. На рисунке 3 показана расчётная нагрузочная характеристика КДПТ с полученными выше параметрами, построенная средствами Mathcad 2001i Pro для нескольких значений F .

Здесь становится очевидным первый недостаток преобразователей с частотным регулированием – большая кратность изменения рабочей частоты из-за широкого диапазона изменения тока нагрузки и, как следствие, проблемы с оптимизацией силового трансформатора. Для дальнейшего исследования особенностей электрических процессов, протекающих в конвертерах с дросселем переменного тока, воспользуемся одной из популярных программ моделирования электрических схем – MicroCAP-9.

Модель КДПТ в среде MicroCAP-9 с рассчитанными выше параметрами приведена на рисунке 4, где L_{ac} – дроссель переменного тока, формирующий

статическую ВАХ конвертера, X8 – «идеальный» трансформатор с индуктивностью намагничивания $L_1 = 1500$ мкГн (некая типичная величина для силовых трансформаторов ИИСТ, изготовленных с использованием сердечников типоразмеров E65/32/27 и E70/33/32 фирмы EPCOS). Ёмкость конденсатора выходного фильтра С6 опытным путём выбрана минимально необходимой.

Если модель на рисунке 4 рассматривать как возможный прототип реального устройства, то выбранный номинал С6 должен, с одной стороны, обеспечивать достаточно низкий уровень пульсаций напряжения V_O (в соответствии с условиями получения формулы (6)), с другой стороны, конденсатор С6 должен быть физически реализуем.

На рисунке 5 приведены осциллограммы характерных токов и напряжений, полученные на модели КДПТ при $R_O = 0,165$ Ом, $F = 40$ кГц, $D = 0,49$, $N = 0,333$, $V_{in} = 300$ В и $L_{ac} = 7$ мкГн. При токе нагрузки $I_O = 150$ А напряжение на нагрузке получилось равным 24,7 В, ток короткого замыкания составил 203 А против расчётных 200 А. Характерное отличие КДПТ от традиционных преобразователей с LC-фильтром на выходе – треугольная форма тока всех ключевых элементов. В результате этого включение транзисторов происходит «мягко», в режиме нулевого напряжения на ключе (далее – ZVS, zero-voltage switching), а выключение – «жёсткое». Диоды выходного выпрямителя как включаются, так и выключаются «мягко» – в режиме при нулевом токе (далее – ZCS, zero-current switching). «Мягкая» коммутация является положительным свойством КДПТ; кроме этого, конденсатор С6 большой ёмкости обеспечивает отсутствие индуктивных выбросов напряжения на диодах выходного выпрямителя.

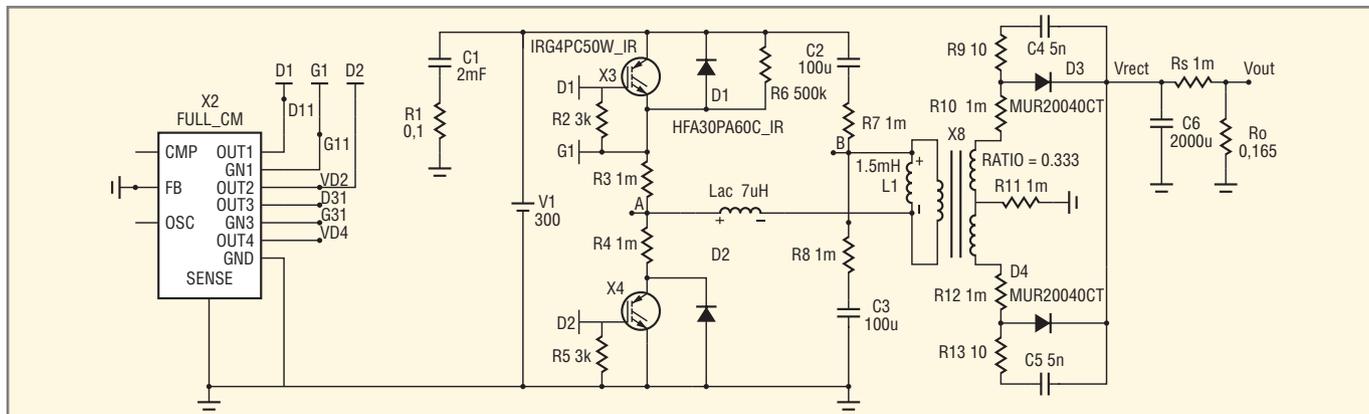


Рис. 4. Модель конвертера с дросселем переменного тока в среде MicroCAP-9

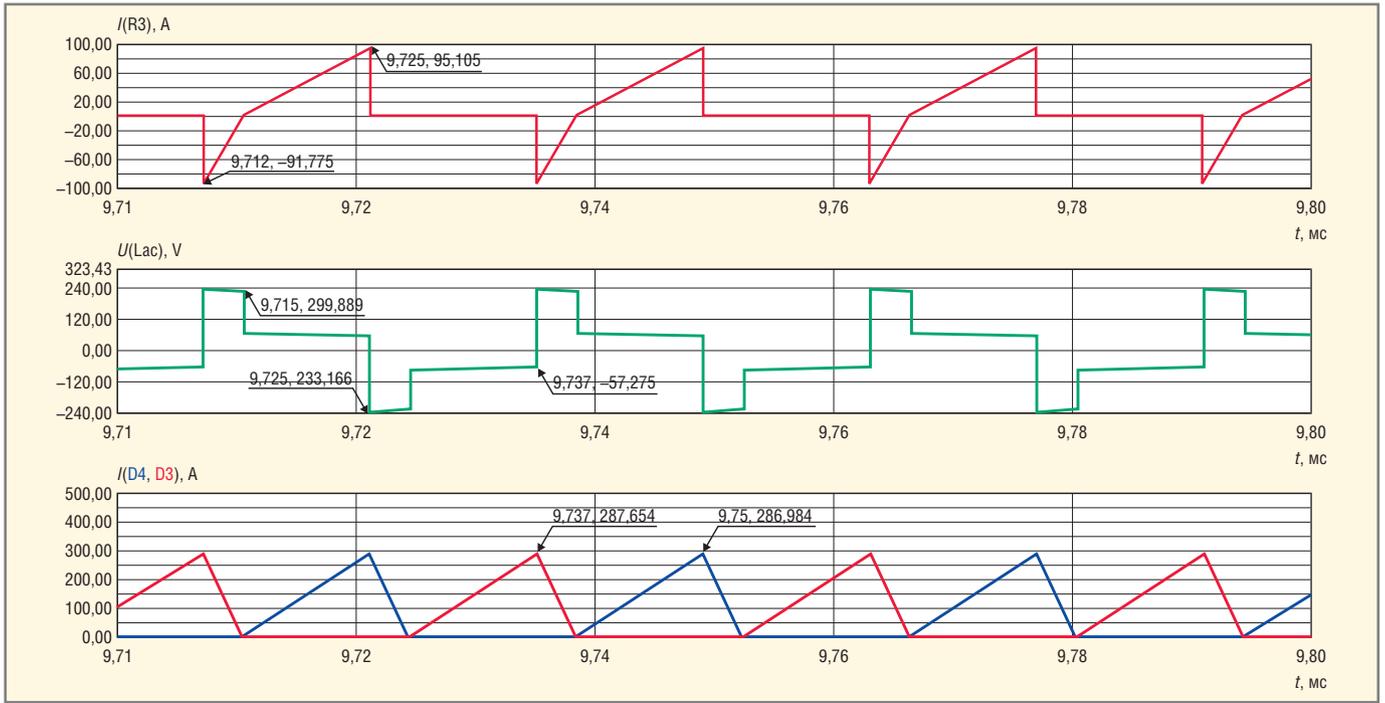


Рис. 5. Диаграммы токов и напряжений КДПТ, полученные на модели при $R_0 = 0,165$ и токе нагрузки $I_0 = 150$ А (работа на номинальную нагрузку при максимальном токе)

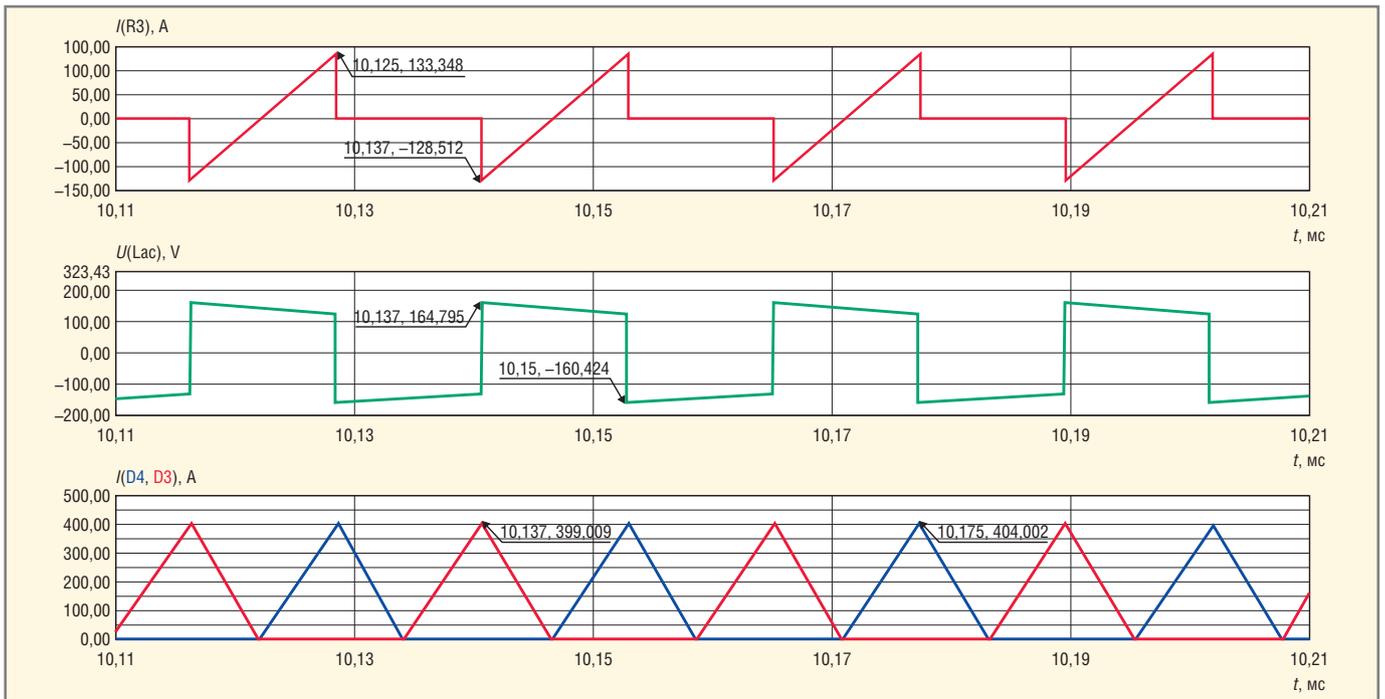


Рис. 6. Диаграммы токов и напряжений КДПТ, полученные на модели при $R_0 = 0$ и токе нагрузки $I_{0_sc} = 203$ А (короткое замыкание)

На рисунке 6 приведены осциллограммы, соответствующие работе КДПТ в режиме короткого замыкания в нагрузке, который является штатным для сварочных инверторов. На рисунках 5 и 6 приняты следующие обозначения: $I(R3)$ – ток транзистора X3, $V(L_{ac})$ – напряжение на дросселе переменного тока L_{ac} , $I(D3)$, $I(D4)$ – токи диодов выходного выпрямителя. Как видно из рисунка 6, при коротком замыкании четверть периода дроссель L_{ac} запасает энергию, а в течение следующей чет-

верти периода возвращает всю накопленную энергию обратно в источник питания.

Таким образом, в идеализированной ситуации преобразователь КДПТ не отбирает мощность от источника питания в режиме короткого замыкания. В реальном устройстве конвертер будет потреблять из питающей сети мощность, равную мощности потерь в элементах конвертера. Индуктивность рассеяния силовых трансформаторов с ферритовыми сердечниками

E65/32/27 и E70/33/32 в составе сварочных инверторов составляет порядка 5...20 мкГн и зависит в основном от геометрии и взаимного расположения обмоток трансформатора. Поэтому дроссель L_{ac} не обязательно выполнять в виде отдельного моточного изделия; его можно реализовать в виде индуктивности рассеяния силового трансформатора. Необходимо отметить, что в этом случае мы получаем «плохой» трансформатор: увеличенная индуктивность рассеяния означает повы-

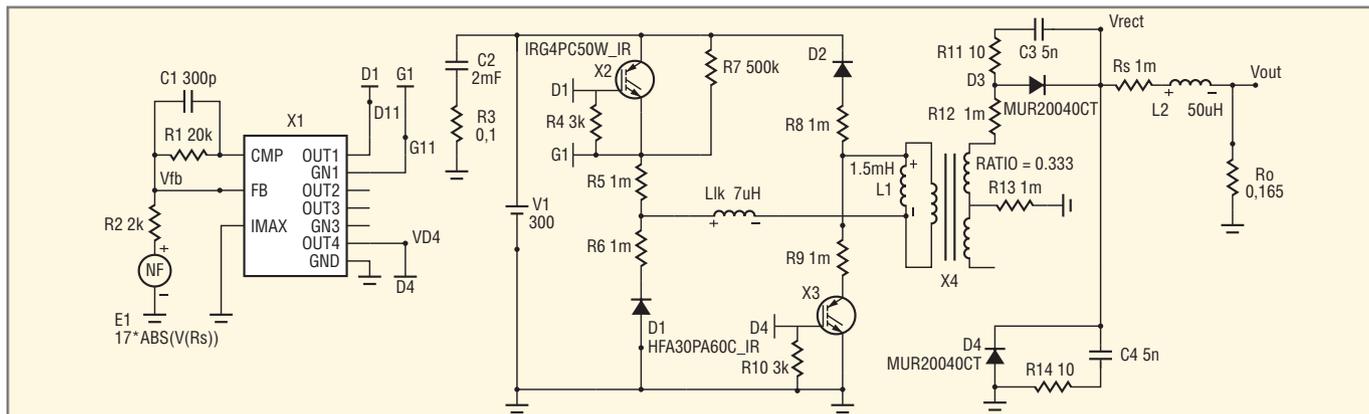


Рис. 7. Модель однофазного прямоходового мостового конвертера с обратной связью по среднему току нагрузки

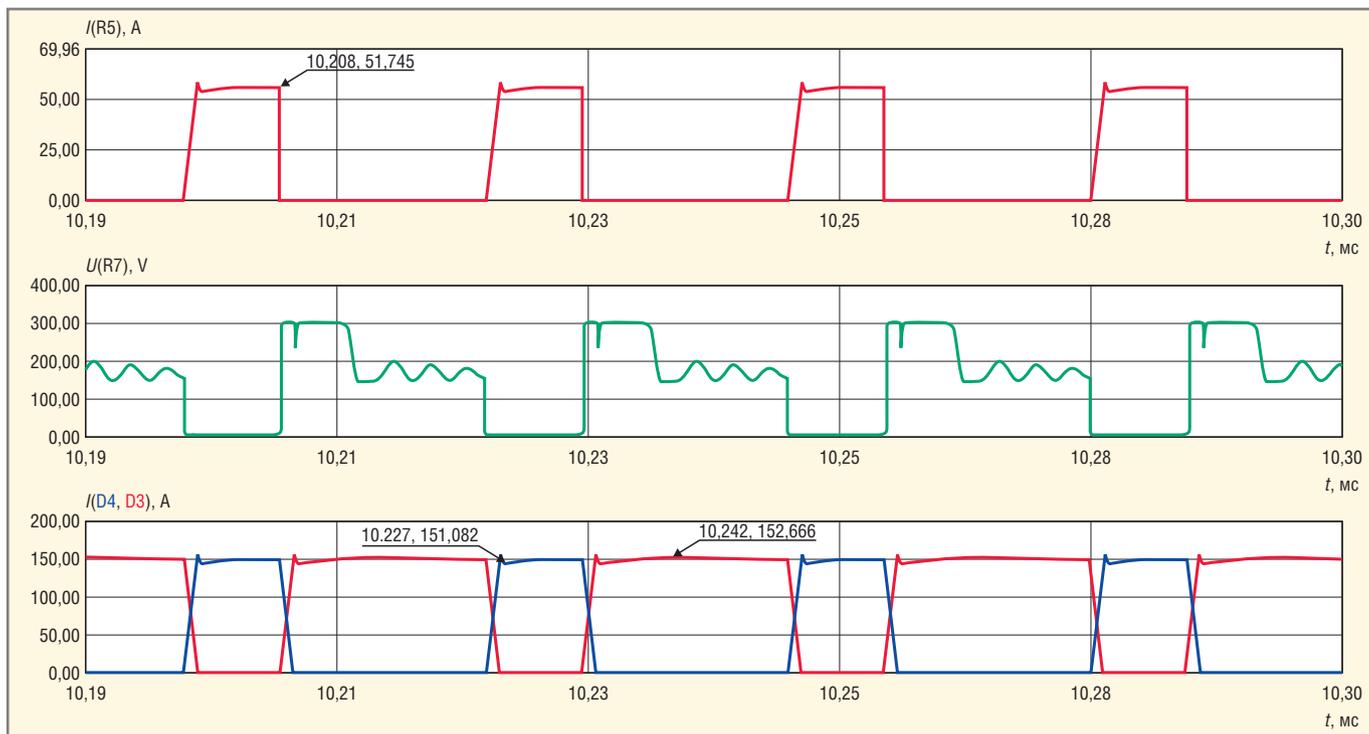


Рис. 8. Диаграммы токов и напряжений ОПМК в характерных точках при $R_o = 0,165 \text{ Ом}$ и $I_o = 150 \text{ А}$

шенную напряжённость полей рассеяния в окне магнитопровода, которые будут приводить к дополнительному нагреву обмоток.

Для оценки полученных на модели КДПТ результатов сравним их с результатами моделирования однофазного конвертера ОПМК в тех же условиях. Модель ОПМК приведена на рисунке 7. Для получения сопоставимых результатов, в модели ОПМК по возможности использованы те же элементы, что и в модели КДПТ. Дроссель L2 представляет собой выходной L-фильтр. На практике индуктивность L2 выбирается в пределах 20...100 мкГн в зависимости от рабочей частоты ИИСТ, величины минимального тока нагрузки и стоимости сварочного инвертора.

Индуктивность $L_{лк}$ представляет собой индуктивность рассеяния сило-

го трансформатора, приведённую к первичной обмотке. Её величина намеренно выбрана равной L_{ac} в модели КДПТ. Резистор R_s используется в качестве токового шунта для измерения тока нагрузки и, совместно с функциональным генератором напряжения E1, представляет собой гальванически развязанный датчик среднего тока нагрузки, необходимый для организации обратной связи по току. Для коррекции АЧХ усилителя ошибки ШИМ-контроллера X1 используется простейшая цепь R1C1R2. Резисторы с номиналом 1 мОм имитируют активные потери в схеме и улучшают сходимость при обработке модели.

На рисунке 8 показаны осциллограммы токов и напряжений в характерных точках схемы ОПМК при номинальной нагрузке $R_o = 0,165 \text{ Ом}$ и максимальном токе нагрузки $I_o = 150 \text{ А}$.

На рисунке 9 показаны те же параметры при работе конвертера в режиме короткого замыкания. Сравнивая результаты моделирования двух конвертеров, можно увидеть второй недостаток КДПТ: силовые транзисторы коммутируют ток, амплитудное значение которого вдвое превышает аналогичную величину в случае ОПМК при $R_o = 0,165 \text{ Ом}$. При коротком замыкании эта разница ещё более увеличивается вследствие треугольной формы тока в КДПТ. Включение транзисторов ОПМК, так же, как и в случае КДПТ, происходит в режиме ZCS, а выключение – «жёсткое».

В обоих преобразователях требуется применение демпфирующих цепей для снижения коммутационных потерь при выключении транзисторов. Диоды выходного выпрямителя ОПМК переключаются «жёстко», что приво-

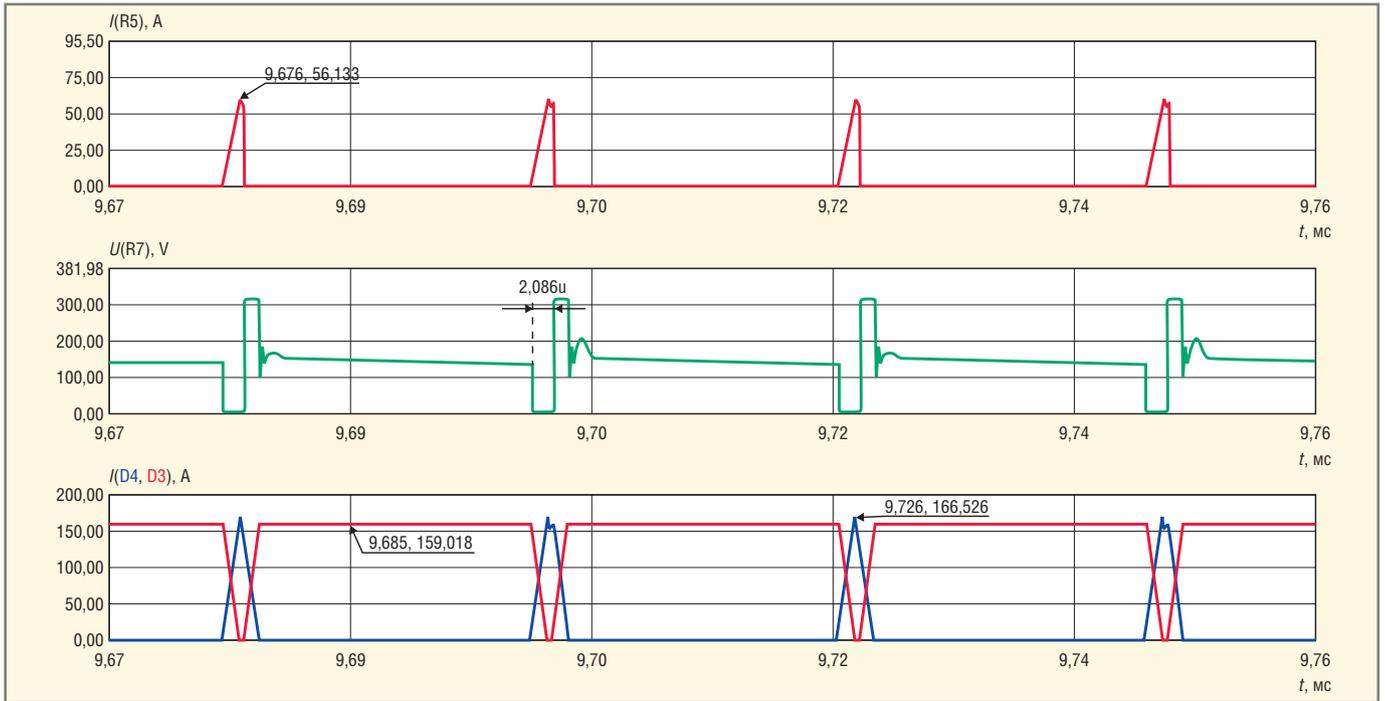


Рис. 9. Диаграммы токов и напряжений ОПМК в характерных точках при $R_0 = 0 \text{ Ом}$ и $I_0 = 150 \text{ А}$

дит к появлению достаточно сильных индуктивных выбросов напряжения на закрытых диодах. Для снижения этих выбросов используется стандартный метод – фиксирующие цепочки R11C3 и R14C4, которые сохранены и в

модели КДПТ, несмотря на отсутствие такой необходимости.

Необходимо отметить, что, несмотря на ряд положительных и, на первый взгляд, перспективных свойств КДПТ, в своём базовом варианте (см. рис. 1)

данный тип конвертера практически непригоден для использования в качестве сварочного источника тока. Это связано с наличием большой ёмкости C_0 на выходе преобразователя. В сварочных инверторах если и использует-

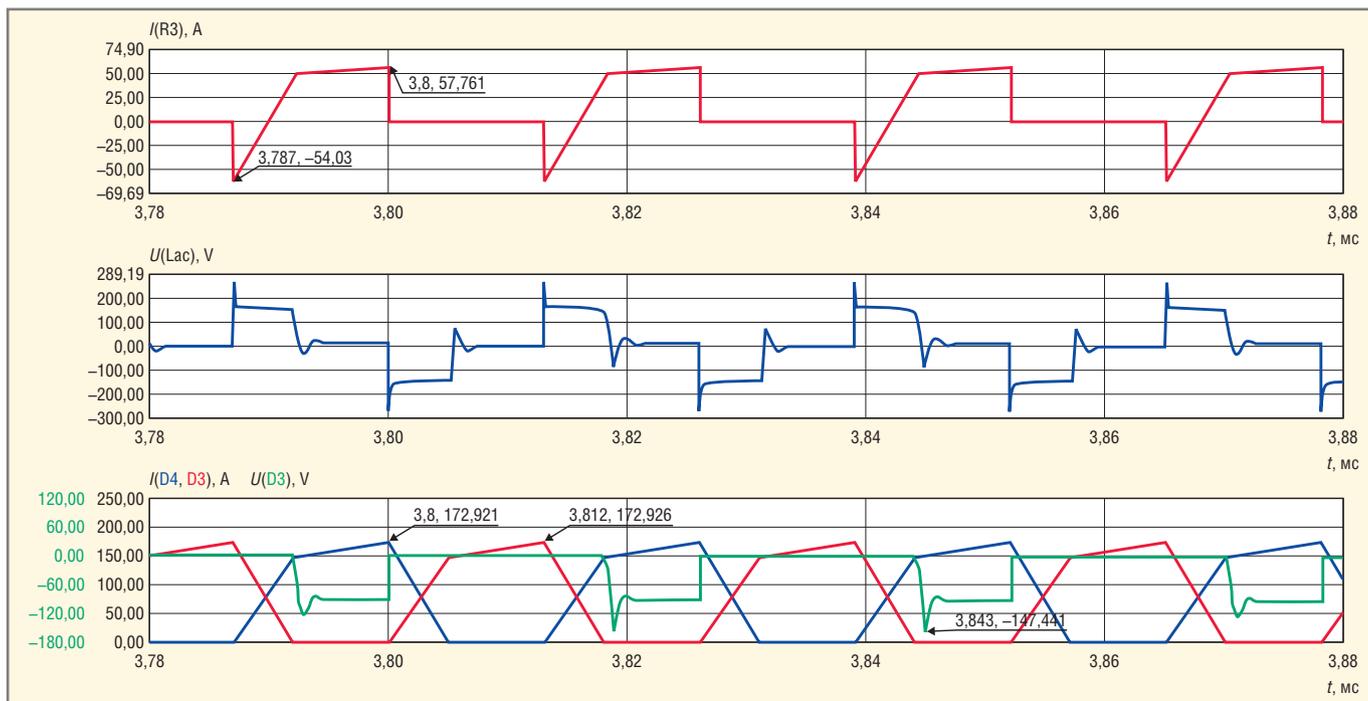


Рис. 10. Диаграммы КДПТ с $R_0 = 0,165 \text{ Ом}$, $C_0 = 0$ и $L_{dc} = 5 \text{ мкГн}$

ся ёмкость на выходе, то только в качестве фиксирующей/демпфирующей цепи либо в целях помехоподавления, и она имеет величину до $0,1 \text{ мкФ}$. Наличие большой ёмкости C_0 приведёт к неконтролируемому броску тока нагрузки при замыкании сварочного электрода на деталь. В результате произойдёт прилипание торца сварочного электрода с последующим быстрым разогревом последнего, вплоть до разрушения обмотки.

С технической точки зрения, конденсатор C_0 при практической реализации будет представлять собой батарею конденсаторов с высококачественным диэлектриком, низкими потерями и максимально низким эквивалентным последовательным сопротивлением, поскольку эффективный ток пульсаций C_0 сопоставим с током нагрузки. Массогабаритные параметры и стоимость конденсатора C_0 , способного работать в ИИСТ на основе базовой схемы КДПТ, будет, по мнению автора, существенно превышать аналогичные параметры дросселя постоянного тока выходного фильтра ОПМК, используемого в качестве сварочного инвертора.

Возможно, аналогичными соображениями руководствовались разработчики ИИСТ ВД-160И с топологией КДПТ, на выходе которого отсутствует ёмкость фильтра. Поскольку существует промышленное изделие с топологией «КДПТ без выходной ёмкости», попробуем проанализировать его работу на

математической модели. В качестве такой модели будем использовать модель, показанную на рис. 4, но при $C_0 = 0$. Последовательно с нагрузочным резистором R_0 включим дроссель постоянного тока $L_{dc} = 5 \text{ мкГн}$, имитирующий индуктивность сварочных проводов длиной порядка 5 м . Фактически это минимальная индуктивность сварочных проводов, так как на практике неудобно работать со сварочным кабелем длиной менее чем $2 \times 2,5 \text{ м}$.

Диаграммы токов и напряжений КДПТ без выходного конденсатора при номинальной нагрузке показаны на рисунке 10. Рисунок 11 соответствует режиму короткого замыкания. Можно отметить, что характер переключения диодов выходного выпрямителя изменился: сохранился режим переключения при ZCS, но появились индуктивные выбросы напряжения на закрытых диодах. Существенно снизилась амплитуда тока, коммутируемого ключами X3 и X4 и диодами D3, D4, но в режиме $R_0 = 0$ амплитуда коммутируемых токов, напротив, значительно возросла. В целом ВАХ стала более «жёсткой» из-за наличия индуктивности L_{dc} .

Чтобы убедиться в правильности расчёта элементов схемы КДПТ и проиллюстрировать полученные результаты, построим статические ВАХ всех обсуждаемых конвертеров. На рисунке 12 показана зависимость среднего напряжения нагрузки от среднего тока нагрузки (интервал усреднения 1 с) на

основе данных, полученных средствами MicroCAP-9. Сплошная линия – статическая ВАХ базового КДПТ в соответствии с выражением (6) и расчётными параметрами, использованными при моделировании. «Экспериментальная» ВАХ того же конвертера (см. модель на рис. 4) изображена зелёными точками, синими точками – вольт-амперная характеристика КДПТ без конденсатора C_0 и с дополнительным дросселем L_{dc} . Для сравнения красными точками изображена ВАХ традиционного ОПМК с обратной связью по среднему току нагрузки при токе задания 150 А .

Приведённые на рисунке 12 статические ВАХ позволяют сделать ряд предварительных выводов. Внешняя характеристика однотактного конвертера с обратной связью по току нагрузки имеет предсказуемый крутопадающий вид, характерный для источника тока. При необходимости крутизна падающей части ВАХ может быть увеличена за счёт повышения коэффициента усиления в петле обратной связи. Статические и динамические свойства конвертеров этого типа хорошо изучены. «Экспериментальная» ВАХ базового варианта КДПТ находится в удовлетворительном согласии с теоретической ВАХ, рассчитанной по формуле (6). В то же время ВАХ «сварочного» варианта КДПТ (без ёмкости выходного фильтра и с индуктивно-активной нагрузкой) характеризуется чрезмерно большим значением тока короткого

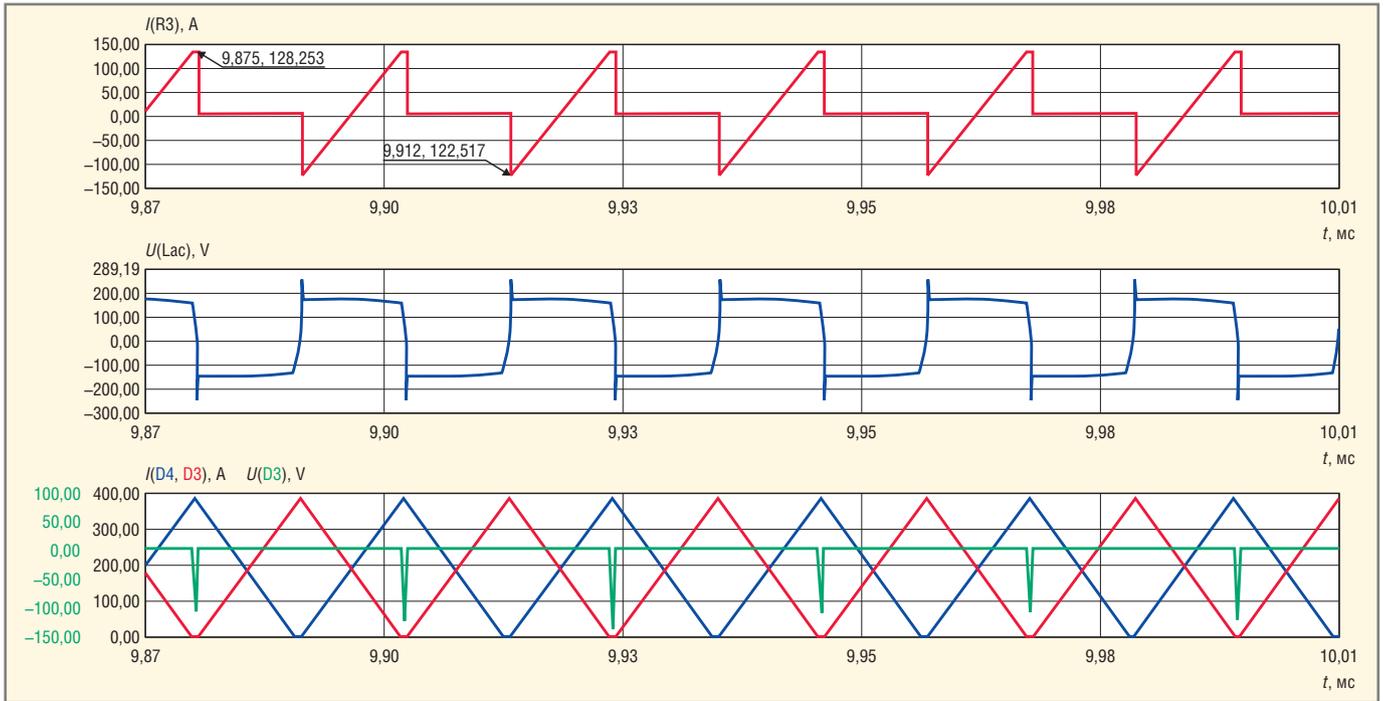


Рис. 11. Диаграммы КДПТ при $C_0 = 0$ и с $L_{dc} = 5$ мкГн при коротком замыкании ($R_0 = 0, I_0 = 380$ А)

замыкания, превышающим номинальный ток дуги более чем в два раза.

При таком большом отношении тока короткого замыкания к номинальному использование «сварочного» вари-

анта КДПТ (далее – КДПТ-СВ) в качестве силовой части ИИСТ не оправдано. Исправить ситуацию можно введением обратной связи по току нагрузки, что и реализовано в промышленном

ИИСТ марки ВД-160И. Автору не удалось обнаружить публикаций, посвящённых исследованию статических и динамических свойств КДПТ-СВ, в то время как базовый КДПТ в литературе

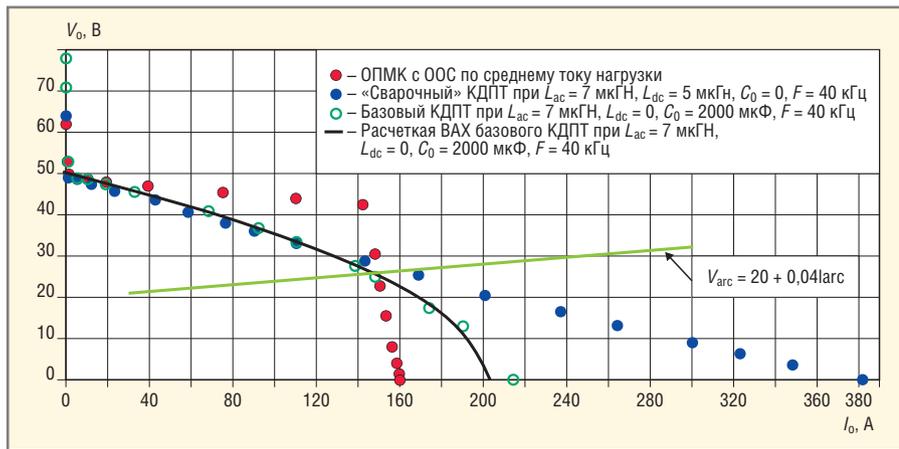


Рис. 12. Вольтамперные характеристики базового КДПТ, КДПТ с $L_{dc} = 5$ мкГн и $C_6 = 0$, и ОПМК с ООС по току нагрузки с током задания 150 А

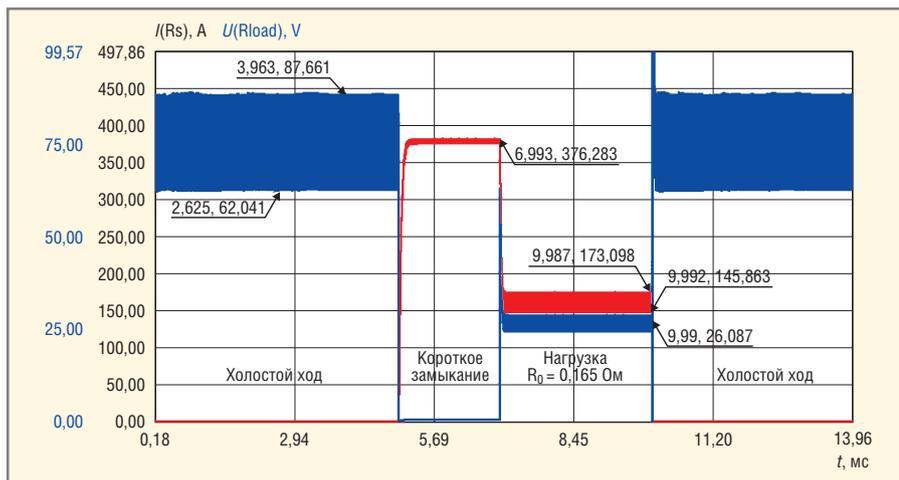


Рис. 13. Реакция КДПТ с $C_0 = 0$ и $L_{dc} = 5$ мкГн на изменения нагрузки: холостой ход – КЗ – нагрузка током 150 А – холостой ход

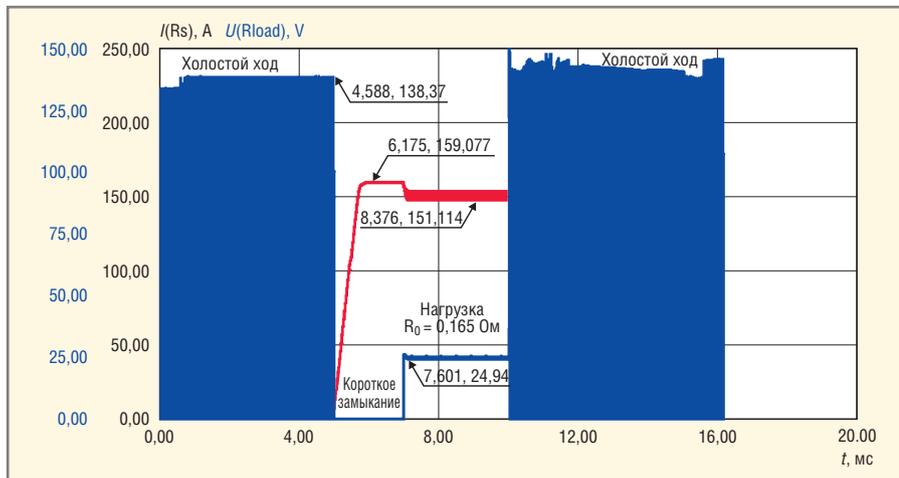


Рис. 14. Реакция ОПМК на изменения нагрузки: холостой ход – КЗ – нагрузка током 150 А – холостой ход

представлен достаточно полно. Возможно, что отсутствие интереса к КДПТ-СВ объясняется тем обстоятельством, что в качестве источника напряжения он не представляет интереса, а в качестве источника сварочного тока не свободен от недостатков. Из рисунка 12 видно, что КДПТ-СВ имеет ВАХ «плохого» источника тока и «плохого» источника напряжения одновременно.

Для источников сварочного тока важна реакция силовой части на быстрые изменения нагрузки, характерные для сварочных процессов. Типичная последовательность изменения нагрузки в процессе электродуговой сварки: холостой ход – замыкание электрода на деталь для поджига дуги – образование и поддержание дуги при заданном свароч-

ном токе – обрыв дуги при завершении сварочного процесса. Исследования поведения реального ИИСТ при работе на быстро изменяющуюся нагрузку требуют специального лабораторного оборудования, но легко могут быть проведены на математической модели устройства.

На рисунках 13 и 14 показаны зависимости тока и напряжения нагрузки конвертеров КДПТ-СВ и традиционного ОПМК с обратной связью по току нагрузки, модели которых обсуждались выше, при ступенчатом изменении сопротивления нагрузки. Отметим, что КДПТ-СВ может использоваться в качестве сварочного инвертора при условии, что ключевые транзисторы и диоды будут выбраны с таким запасом по току, который обеспечит их безаварийную работу в режиме короткого замыкания нагрузки.

Выводы

Базовый вариант КДПТ характеризуется рядом положительных свойств. Включение и выключение диодов выходного выпрямителя происходит в режиме ZCS, что приводит к существенному снижению тока обратного восстановления и ключевых потерь в диодах. Малые токи обратного восстановления и большая ёмкость выходного фильтра практически устраняют индуктивные выбросы на диодах выходного выпрямителя, что позволяет применять диоды с минимальным запасом по обратному напряжению, которые имеют и меньшее прямое падение напряжения. Отсутствует необходимость в применении фиксирующих пассивных и тем более активных цепей на вторичной стороне силового трансформатора. Хорошие динамические свойства также являются заметным достоинством конвертеров данного типа.

Все перечисленные свойства естественным образом определяют область оптимального применения КДПТ: зарядные устройства емкостных накопителей и аккумуляторных батарей, электронные балласты газоразрядных ламп. Известен пример разработки зарядного устройства аккумуляторных батарей на базе КДПТ мощностью 3 кВт и эффективностью, достигающей 96%, с ШИМ-регулированием [6]. Более сложное (реверсивное) зарядное устройство аккумуляторных батарей с мощностью 2 кВт и КПД 90% описано в работе [7]. В целом интерес к конверте-

ру с дросселем переменного тока сохраняется до настоящего времени.

Вместе с тем, применение КДПТ в качестве силовой части сварочного инвертора приводит к необходимости исключения из его схемы конденсатора выходного фильтра, в результате чего КДПТ утрачивает часть своих положительных свойств. Главное и существенное преимущество КДПТ-СВ по отношению к ОПМК – «мягкое» переключение диодов выходного выпрямителя благодаря трапециoidalной форме тока. К недостаткам можно отнести большой ток короткого замыкания и двухтактную топологию КДПТ-СВ, что не препятствует использованию последнего в качестве ИИСТ.

Из-за динамичного характера «сварочной» нагрузки, большого диапазона её изменения и использования обратной связи по току к применению двухтактных преобразователей в качестве ИИСТ нужно относиться с большой осторожностью. В серийных ИИСТ производители, как правило, используют проверенные практикой топологии, оптимальные в этой области: однотактный прямодового мостовой конвертер («косой

мост»), мостовой конвертер с ШИМ, мостовой конвертер с ШИМ и фазовым сдвигом между сигналами управления ключами и сдвоенный «косой мост».

Можно согласиться с выводами работы [8] в том, что сравнение расчётной мощности силовых элементов и массогабаритных параметров электромагнитных компонентов базового КДПТ, с одной стороны, и конвертера прямоходового типа с дросселем постоянного тока после выходного выпрямителя, с другой, приводит к заключению, что КДПТ уступает по обоим указанным параметрам в тех приложениях, которые оптимальны для преобразователей «с дросселем постоянного тока».

Применение КДПТ целесообразно в «удобных» для этого типа конвертера областях после тщательного анализа альтернативных возможностей и определения оптимального способа регулирования (ЧИМ, ШИМ либо комбинированный ЧИМ-ШИМ).

ЛИТЕРАТУРА

1. Петров С. Схемотехника промышленных сварочных инверторов. Современная электроника. 2007. № 8.

2. Выпрямитель для дуговой сварки инверторного типа ВД-160И У2 (ВД-200И У2). Паспорт и инструкция по эксплуатации. ООО «Линкор».
3. Каховский Н.И., Фартушный В.Г., Ющенко К.А. Электродуговая сварка сталей: Справочник. Наукова думка, 1975.
4. Геворкян В.Г. Основы сварочного дела. Высшая школа, 1985.
5. Zeltser I., Ben-Yaakov S. Modeling, analysis and simulation of «AC inductor» based converters. IEEE Power electronics specialists conf. 2007. PESC 2007. PP. 2128–2134.
6. Jitaru I.D. A 3 kW soft switching DC-DC converter. IEEE Fifteenth annual applied power electronics conf. and exposition. APEC 2000. 2000. Vol. 1. PP. 86–92.
7. Krismer F., Biela J., Kolar J.W. A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range. IEEE industry applications conf. Fourteenth IAS annual meeting. 2005. Vol. 1. PP. 599–606.
8. Мовин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. Энергоатомиздат, 1986.

