

# Двухтактный повышающий преобразователь:

## развитие топологии

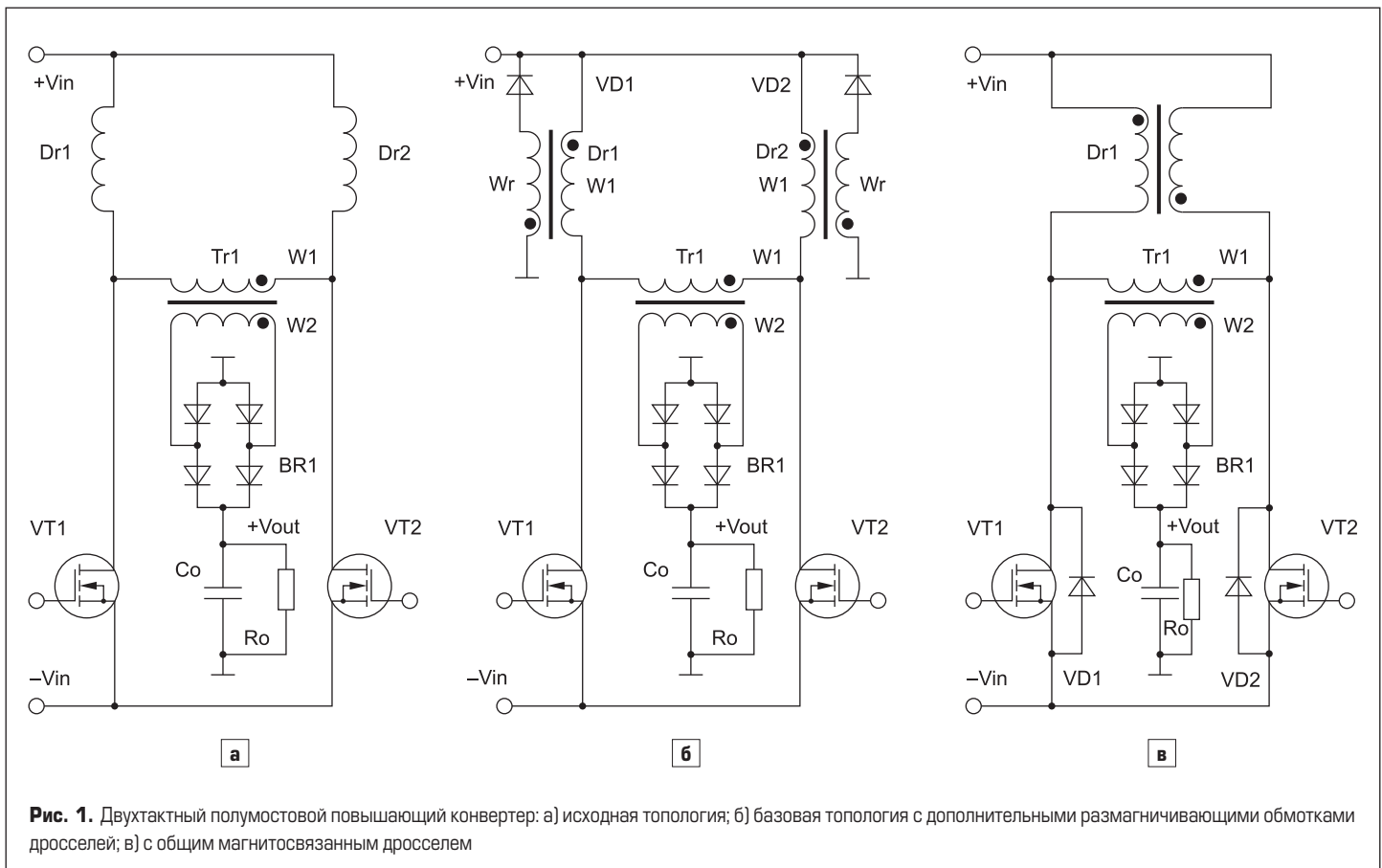
**В статье рассматривается новая разновидность известного типа ключевого преобразователя — полумостового повышающего конвертера с питанием от источника тока. Обсуждаются особенности предлагаемой топологии на основании результатов моделирования в пакете Micro-CAP и измерений, выполненных на лабораторном макете.**

**Сергей Петров**

Известно большое количество конвертеров повышающего типа, в том числе и двухтактных: мостовой конвертер с дросселем постоянного тока на входе, нулевая топология (push-pull) с дросселем постоянного тока в цепи питания и др. Рассматриваемый в данной статье конвертер и его основные разновидности были предложены в работе [1]. В зарубежной литературе за ним закрепилось название two inductor current-fed boost half-bridge converter — полумостовой повышающий

конвертер с двумя дросселями на входе и гальванической развязкой между входом и выходом (далее — 2ДППК).

На рис. 1 показаны основные разновидности 2ДППК. Исходная топология приведена на рис. 1а. Питание первичной обмотки силового трансформатора Tr1 осуществляется от «источников тока» в виде дросселей постоянного тока Dr1 и Dr2. Обязательным условием нормального функционирования схемы, приведенной на рис. 1а, является



**Рис. 1.** Двухтактный полумостовой повышающий конвертер: а) исходная топология; б) базовая топология с дополнительными размагничивающими обмотками дросселей; в) с общим магнитосвязанным дросселем

управление ключами VT1, VT2 с коэффициентом заполнения  $D > 0,5$ .

Иными словами, должно быть исключено состояние, при котором оба ключа одновременно выключены, так как в этом случае возникают высоковольтные импульсы напряжения на стоках ключей из-за отсутствия у дросселей Dr1 и Dr2 путей сброса тока, накопленного в течение замкнутого состояния ключей. На практике выбирается величина  $D_{\min} = 0,52-0,55$ . Данная топология обладает следующими положительными свойствами:

- В конвертере 2ДППК принципиально отсутствуют сквозные токи между ключами.
- Конвертер «не боится» насыщения магнитопровода силового трансформатора — в случае «замагничивания» магнитопровода каждый ключ коммутирует токи обоих дросселей, которые линейно по времени увеличиваются в течение периода коммутации. Но этот процесс существенно более медленный из-за большей индуктивности дросселей, чем при экспоненциальном росте тока намагничивания силового трансформатора при его насыщении в конвертерах с питанием от источника напряжения. Это обстоятельство предоставляет ШИМ-контроллеру достаточное время для «принятия решения» и ограничения тока через ключи.
- Конвертер имеет высокий коэффициент передачи по напряжению:  $V_0 = 2/(1-D) \times V_{in,n}$ , где  $V_{in}$  — напряжение питания конвертера,  $n$  — коэффициент трансформации силового трансформатора,  $V_0$  — выходное напряжение.
- Конвертер обеспечивает гальваническую развязку между входом и выходом.

Практически, конвертер с исходной топологией может использоваться либо в регулируемом режиме с  $D > 0,5$ , либо как нерегулируемый с фиксированным коэффициентом заполнения  $D = 0,52-0,55$  и в таком виде не представляет особого интереса, но тем не менее применяется в качестве, например, входного преобразователя напряжения солнечных панелей [2].

Возможно преобразование исходного варианта 2ДППК в регулируемый при фиксированном значении  $D$ . Для этого вводится резонансный формирующий контур, что позволяет использовать в качестве регулирующего выходное напряжение параметра частоту коммутации ключей. Одновременно с этим появляется возможность реализовать режим «мягкой» коммутации силовых транзисторов [2, 3].

Чтобы устранить основной недостаток исходной топологии — невозможность использования ШИМ-регулируемого в широком диапазоне изменения  $0 < D < 1$ , у дросселей Dr1 и Dr2 вводятся дополнительные рекуперационные обмотки Wr. Полученная таким образом модификация 2ДППК может работать при  $0 < D < 1$ . Данная разновидность 2ДППК, показанная на рис. 1б, далее для краткости будет называться «базовой схемой». Несложно увидеть, что сброс тока

(энергии), накопленного дросселями, возможен не только в источник питания (рис. 1а), но и в нагрузку, что и применяется [4, 5]. В этом случае коэффициент передачи конвертера по напряжению уменьшается вдвое по сравнению с исходной топологией, представленной на рис. 1а:  $V_0 = 1/(1-D) \times V_{in}$ .

На рис. 1в показан еще один вариант базовой схемы — дроссели Dr1, Dr2, объединенные в один магнитосвязанный дроссель, в котором каждая обмотка функционирует и как накопительная, и как рекуперационная. Такое решение сокращает количествомоточных изделий в 2ДППК и расширяет возможность выбора материала магнитопровода для магнитосвязанного дросселя. Однако оно приводит к утрате двух принципиальных достоинств конвертера данного типа, поскольку при одновременном включении силовых транзисторов возникает сквозной ток, ограниченный только незначительной индуктивностью рассеивания обмоток дросселя. И кроме того, при насыщении магнитопровода трансформатора происходит фактически замыкание обмоток дросселя и, следовательно, протекание экстраточков через силовые ключи. В схеме с магнитосвязанным дросселем обязательно должны быть диоды VD1 и VD2.

Было бы естественно сравнить 2ДППК с двухтактными повышающими преобразователями других типов. Такой сравнительный анализ представлен в работе [6]. Рассмотревшись 2ДППК по схеме, приведенной на рис. 1а, и двухтактный преобразователь с отводом от средней точки силового трансформатора и дросселем постоянного тока в цепи питания (push-pull). Преобразователь с топологией 2ДППК обладает рядом преимуществ по сравнению с push-pull: лучшее использование силового трансформатора из-за меньшего количества обмоток, более низкое напряжение на ключевых транзисторах в закрытом состоянии, меньший эффективный ток через конденсатор выходного фильтра, меньший средний ток через дроссели (при двух дросселях, а не одном, как в push-pull) и сравнимый эффективный ток через ключевые транзисторы. В целом, 2ДППК является более эффективным, чем push-pull, при равных условиях.

При сравнении с мостовым повышающим преобразователем выяснилось, что 2ДППК демонстрирует очень близкие энергетические параметры. Главным преимуществом мостового повышающего конвертера является меньшее напряжение на закрытых ключевых транзисторах, а также вдвое меньшая индуктивность входного дросселя при прочих равных условиях. Однако 2ДППК содержит вдвое меньше активных ключей и драйверов и имеет более высокий коэффициент передачи по напряжению. Это приводит к тому, что КПД у 2ДППК на 2–5% выше, чем у мостового повышающего конвертера [7].

У базовой схемы 2ДППК большемоточных изделий, чем у повышающего мостового конвертера, поэтому предпринимают-

ся попытки с помощью схемотехнических средств сократить количество электромагнитных элементов в схеме 2ДППК.

Одним из вариантов решения этой задачи является изготовление дросселей Dr1, Dr2 и силового трансформатора Tr1 на одном магнитопроводе. Вариант такой интеграции дросселей и трансформатора предложен в работе [8]. Необходимо отметить, что расчет подобного дроссель-трансформатора сложен. Поскольку в общем случае обмотки размещаются как на центральном, так и на боковых кернах, что требует магнитопровода с окном достаточного размера. Не все программы схемотехнического моделирования способны «работать» с такими трансформаторами. Кроме того, конвертер с интегрированным дроссель-трансформатором имеет ограничения на допустимый диапазон коэффициента заполнения импульсов управления силовыми ключами.

В данной статье предлагается новый вариант 2ДППК (рис. 2) с меньшим количествоммоточных изделий, чем в базовой схеме. Так как рекуперационные обмотки дросселей могут быть подключены как к источнику питания, так и к нагрузке, достаточно в базовой схеме добавить дросселям еще по одной обмотке W2, с помощью которой они получают возможность сбрасывать накопленную энергию в нагрузку. При отсутствии нагрузки дроссели сбрасывают энергию в источник питания с помощью рекуперационных обмоток Wr. В результате этих преобразований силовой трансформатор может быть исключен из схемы.

Процессы, происходящие в 2ДППК без силового трансформатора, удобно наблюдать на имитационной модели конвертера (рис. 3). Для моделирования исполь-

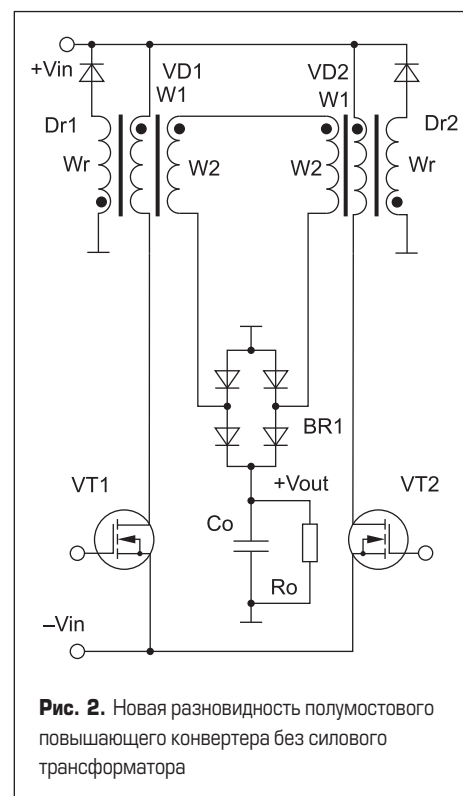


Рис. 2. Новая разновидность полумостового повышающего конвертера без силового трансформатора

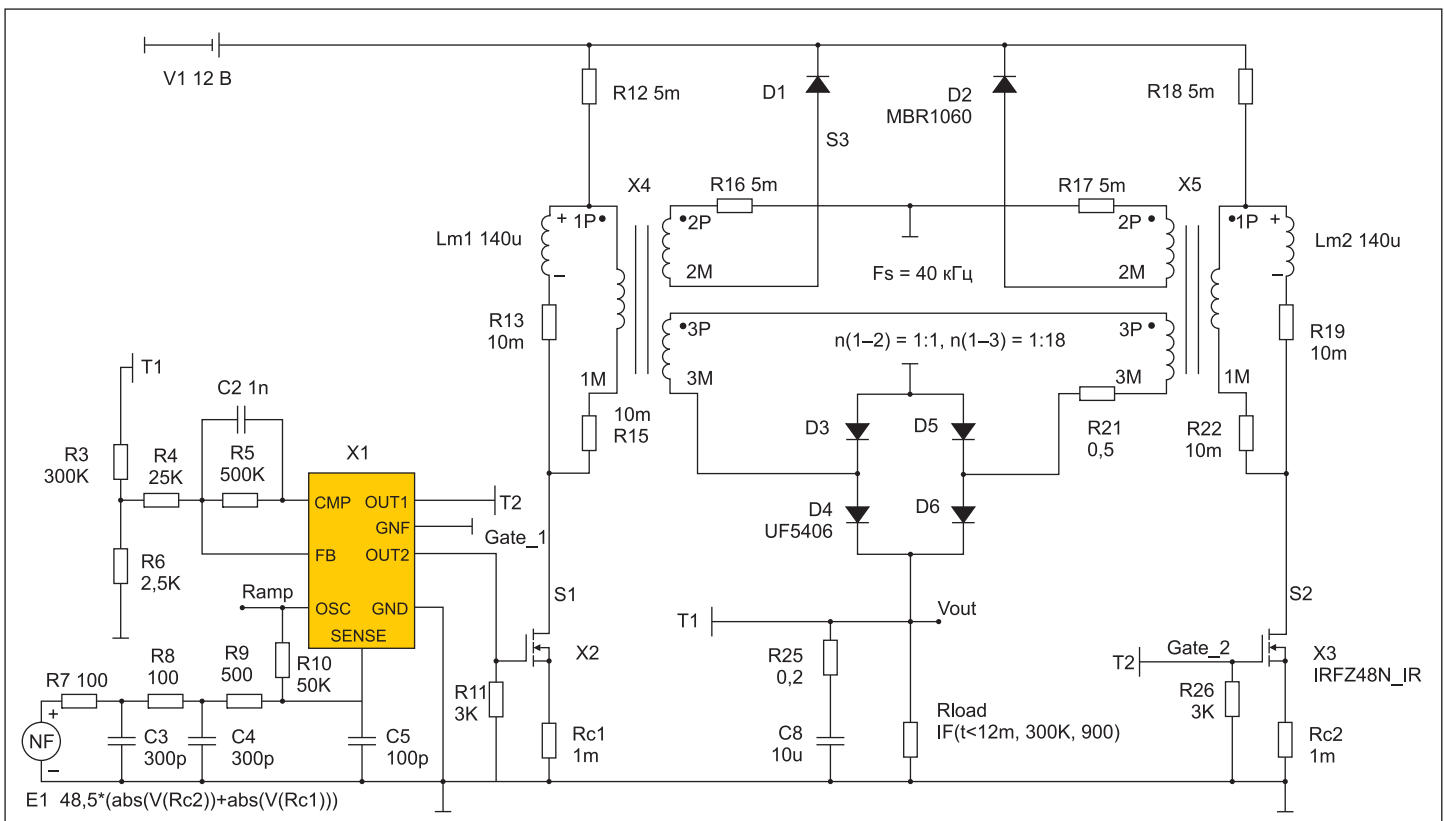


Рис. 3. Модель полумостового повышающего конвертера без силового трансформатора

зается схемотехническая САПР Micro-CAP. Модель представляет собой повышающий преобразователь с входным напряжением 12 В и выходным 300 В. Выбор такого преобразователя в качестве примера обусловлен его практической востребованностью. Если к данной схеме добавить инвертор, преобразующий постоянное напряжение 300 В в переменное 220 В/50 Гц, то получим распространенное устройство — «автомобильный инвертор напряжения». Так как 2ДППК является конвертером с питанием от «источника тока», то для управления использована модель ШИМ-контроллера X1 с токовым режимом. «Внутренняя» цепь отрицательной обратной связи по амплитудному значению тока ключей организована с помощью датчиков тока Rc1, Rc2 и функционального элемента E1. «Внешняя» ООС по выходному напряжению реализована с помощью делителя R3, R6. Дроссели X4 и X5 представляют собой идеальные трансформаторы с индуктивностями намагничивания Lm1 и Lm2 соответственно, индуктивности рассеивания приняты равными нулю. В модель введены паразитные элементы, улучшающие ее сходимость.

«Осциллограммы» токов и напряжений в характерных точках модели 2ДППК в установившемся режиме показаны на рис. 4. Для удобства анализа «осциллограммы» сведены в общий графический блок. Конвертер может находиться в одном из двух состояний: первое — один из ключей замкнут, второе — оба ключа разомкнуты. Состояния конвертера показаны на рис. 5. Кратко рассмотрим работу модели конвертера на примере ключа X2.

В момент времени  $t_0$  ключ X2 открывается, к обмотке намагничивания Lm1 приложено напряжение питания  $V_{in}$  и ток  $I_{Lm1}$  нарастает со скоростью

$$\frac{dI_{Lm1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_{m1}} \quad (1)$$

Напряжения на рекуперационных обмотках  $V_{s3}$  и  $V_{s4}$  равны  $-V_{in}$ , и диоды VD1, VD2 закрыты. К индуктивности Lm2 приложено напряжение  $-(V_0/n - V_{in})$ , вследствие чего ток  $I_{Lm2}$  уменьшается со скоростью

$$\frac{dI_{Lm2}}{dt} = -\left(\frac{V_0 - V_{in}}{n L_{m2}}\right) \quad (2)$$

Ток  $I_{Lm2}$  протекает через первичную обмотку дросселя X5, трансформируется во вторичную обмотку, течет через сопротивление нагрузки  $R_o$  и вторичную обмотку дросселя X4, трансформируясь в первичную обмотку дросселя X4 (ток  $I(R15)$  на графиках). Ток ключа X2 равен сумме токов  $I_{Lm1}$  и  $I(R15)$ , а скорость его изменения

$$\frac{dI_{X2}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_{m1}} - \frac{\left(\frac{V_0 - V_{in}}{n}\right)}{L_{m2}} \quad (3)$$

В случае идеальных дросселей X4 и X5, т. е. при равенстве нулю пульсаций тока в их обмотках, имеющих одинаковые параметры, можно записать

$$I_{Lm2} = I_{Lm1} = nI_{out} \quad (4)$$

и ток ключа равен  $I_{X2} = 2nI_{out}$ . Таким образом, индуктивность намагничивания дросселя, ключ которого находится в замкнутом состоянии, накапливает энергию, а индуктивность намагничивания дросселя, ключ которого разомкнут, отдает ток в нагрузку.

Напряжение на нагрузке в идеальном случае равно

$$V_0 = n \times V_{in} / (1 - D) \quad (5)$$

В течение интервала времени  $t_1 - t_2$  оба ключа разомкнуты. Напряжения на обмотках дросселя X4 меняют полярность на противоположную, напряжения на вторичных обмотках становятся равными, а сами обмотки включены встречно. Вследствие этого напряжение, приложенное к выходному диодному мосту, становится равным нулю, диоды закрыты и напряжение на нагрузке поддерживается конденсатором C8 выходного фильтра. Напряжение на рекуперационных обмотках становится равным  $V_{s3} = V_{in} + V_{VD1}$ , диоды VD1 и VD2 открываются, и ток обмоток намагничивания Lm1 и Lm2 течет по цепи «первичная обмотка—рекуперационная обмотка—диод VD1 (VD2)—источник питания конвертера». Ток в индуктивностях Lm1, Lm2 уменьшается со скоростью

$$\frac{dI_{Lm1(2)}}{dt} = -\frac{V_{in} + V_{VD1(2)}}{L_{m1(2)}} \quad (6)$$

В это время к стокам транзисторов приложено напряжение  $V_{S1(2)} = 2V_{in} + V_{VD1(2)}$ . Если один из ключей замкнут, то к стоку второго,

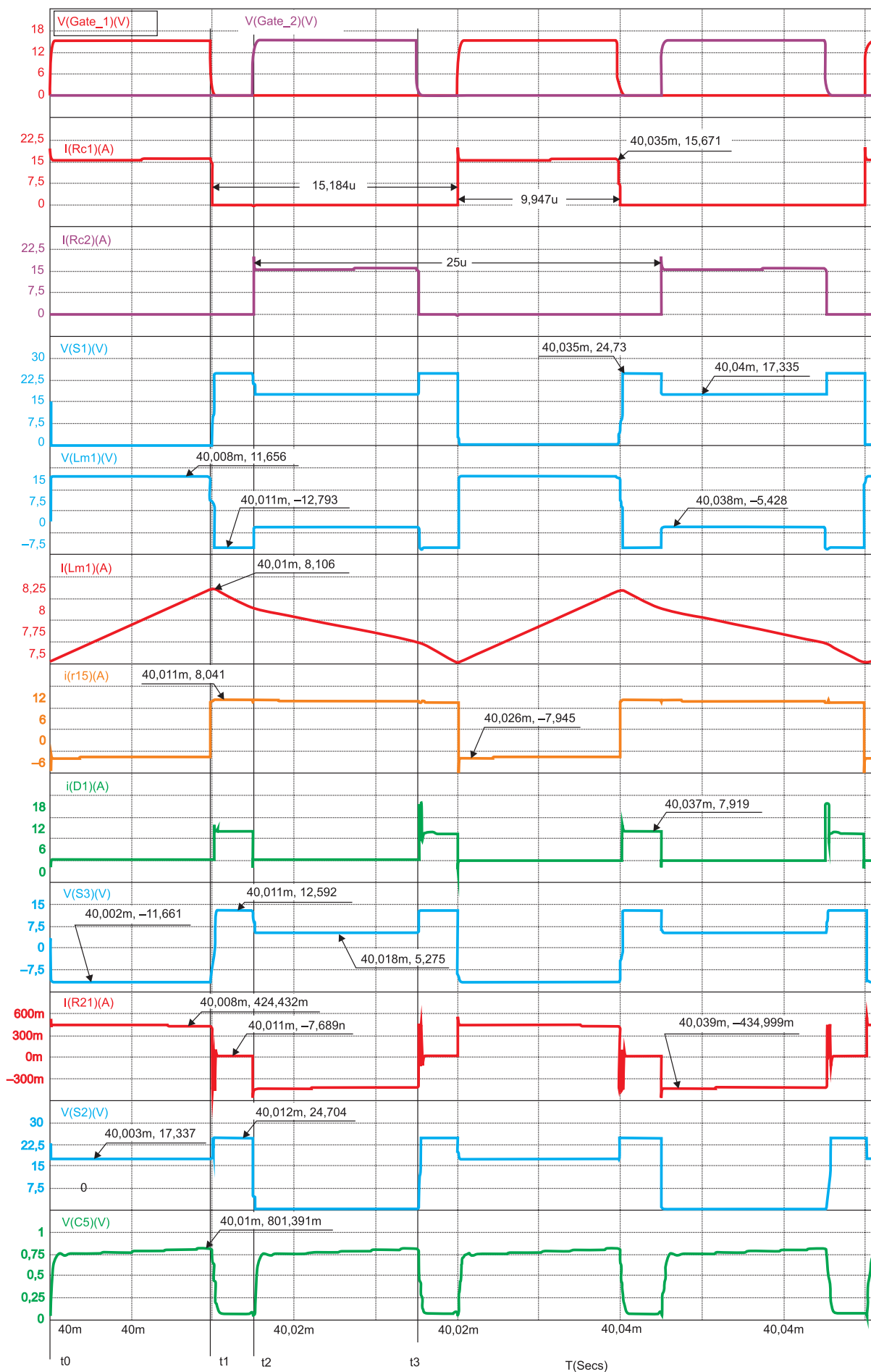
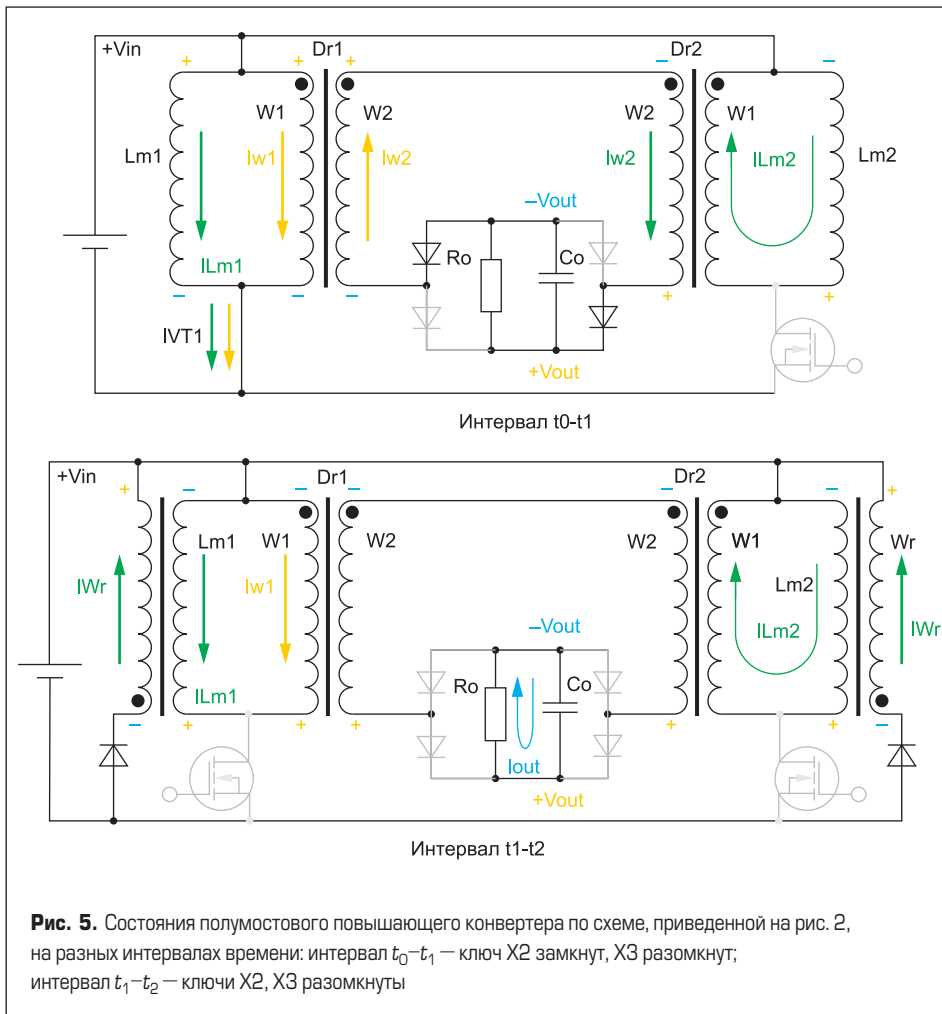


Рис. 4. Эпюры токов и напряжений, полученные на модели 2ДППК



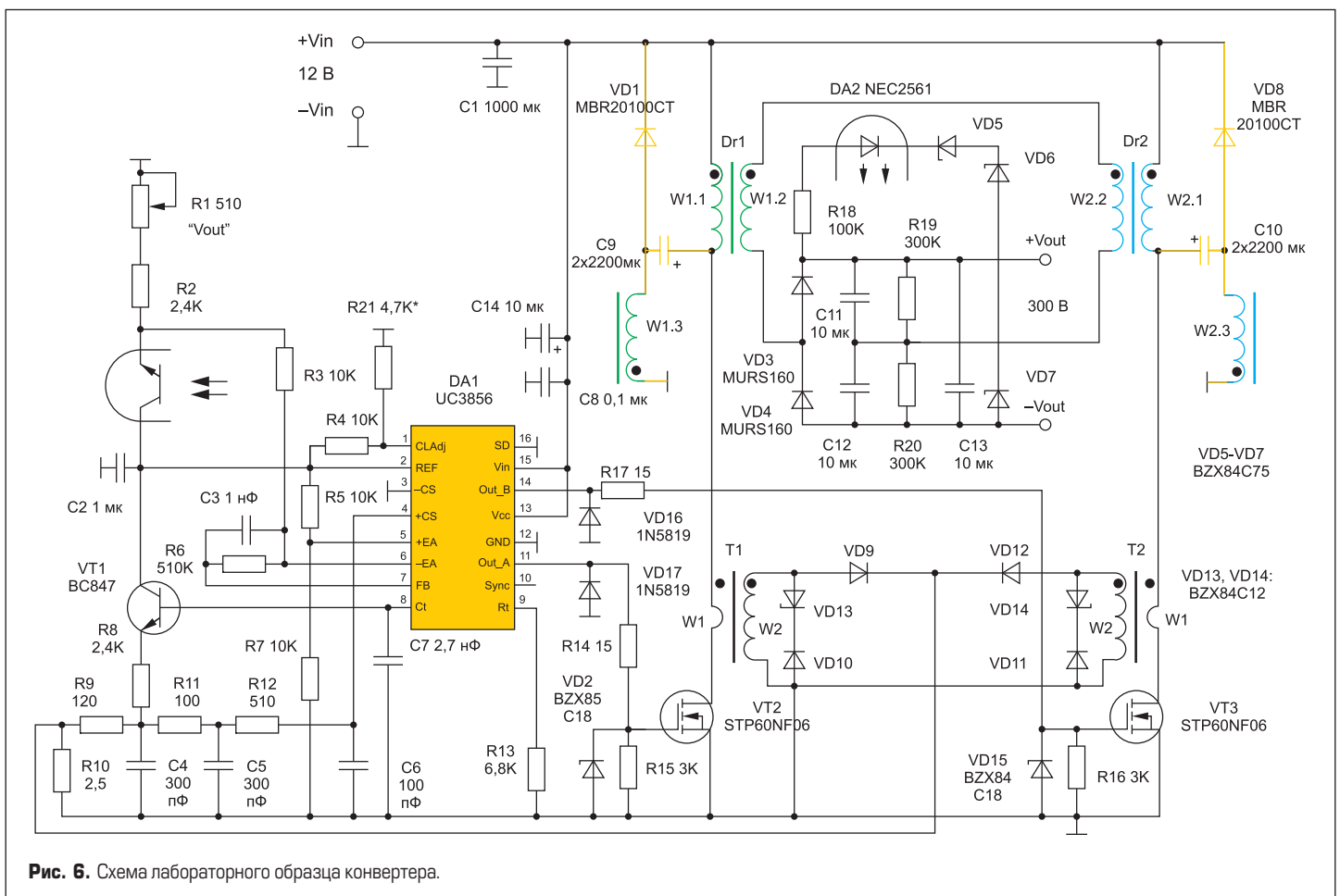
разомкнутого ключа приложено напряжение нагрузки, приведенное к первичной обмотке. В момент времени  $t_2$  открывается ключ X3, и все процессы повторяются аналогичным образом для второго плеча конвертера.

Основное отличие характера протекающих в предлагаемом конвертере процессов от базовой схемы, показанной на рис. 1б, заключается в том, что через обмотку дросселя в базовой схеме протекает ток, равный току нагрузки, приведенный к первичной обмотке силового трансформатора, а в схеме на рис. 2 через обмотку дросселя течет ток вдвое больший. Это происходит потому, что фактически исключенный из базовой схемы трансформатор в предложенном варианте 2ДППК «распределен» между дросселями и функционально интегрирован в них. Теперь первичная и вторичная обмотки дросселей выполняют функцию обмоток силового трансформатора, а индуктивность намагничивания осуществляет функцию дросселя в базовой схеме. В остальном предлагаемый вариант 2ДППК не отличается от базовой схемы, которая подробно описана в работах [1, 2, 6].

Для экспериментальной проверки результатов моделирования был изготовлен лабораторный макет предлагаемого 2ДППК без силового трансформатора со следующими параметрами:

- диапазон напряжения питания 10,5–15 В;
- выходное напряжение (300 ± 20) В;
- максимальная выходная мощность 100 Вт;
- частота преобразования 50 кГц.

Принципиальная схема лабораторного экземпляра показана на рис. 6. Так как у реаль-





ных дросселей Dr1 и Dr2 имеется некоторая индуктивность рассеивания, приводящая к появлению индуктивных выбросов на стоках транзисторов, то для их подавления в схему добавлены два «фиксирующих» конденсатора C9 и C10, которые совместно с диодами VD1, VD8 и рекуперационными обмотками W1.3 образуют фиксирующие цепи C9-VD1-W1.3/Dr1 и C10-VD8-W1.3/Dr2. Данное схемотехническое решение позволяет зафиксировать напряжение на стоках транзисторов на уровне  $2V_{in}$ , а также эффективно рекуперировать запасенную в индуктивности рассеивания энергию в нагрузку [9, 10]. Минимальную емкость фиксирующего конденсатора можно оценить из соотношения:

$$C_{fix} \geq \frac{0,5L_{leak}I_{swpeak}^2}{V_{in}\Delta V_{sw}} \quad (7)$$

где  $L_{leak}$  — индуктивность рассеивания, приведенная к первичной обмотке дросселя Dr1 (Dr2),  $I_{swpeak}$  — максимальное амплитудное значение тока ключа,  $V_{in}$  — напряжение питания и  $\Delta V_{sw}$  — величина допустимого выброса напряжения на стоке ключа. Индуктивность рассеивания изготовленных дросселей составила 4,5 мкГн, индуктивность намагничивания — 146 мкГн, максимальный ток через ключи задан на уровне 14,2 А с помощью делителя R4R21, величину  $\Delta V_{sw}$  в первом приближении можно задать равной 1 В, тогда потребуется  $C_{fix} \geq 50$  мкФ. На практике при выборе емкости и типа конденсатора приходится исходить из паспортных данных на максимальный эффективный ток для данного типа конденсатора. Поэтому в качестве каждой фиксирующей емкости использовались конденсаторы с низким эквивалентным последовательным сопротивлением Nippon Chemicon LXV series 2200 мкФ — 25 В по два конденсатора параллельно.

Так как в силу особенностей работы конвертера скорость нарастания тока ключа мала, то для уверенного срабатывания токового компаратора по входу «+Cs» к сигналам ООС по току, снимаемых с вторичных обмоток трансформаторов тока T1 и T2, добавлено напряжение «пилы» с вывода 8 микросхемы UC3856 через эмиттерный повторитель на транзисторе VT1.

В отличие от модельного конвертера, в экспериментальном образце использован выходной выпрямитель с удвоением напряжения для уменьшения коэффициента трансформации дросселей.

Дроссели выполнены на магнитопроводах EPCOS E42/21/20 N87 с немагнитным зазором 0,8 мм между кернами. Обмотки W1.1, W1.3 и W2.1, W2.3 содержат по 24 витка в два провода ПЭВ-2 диаметром 0,9 мм, обмотки W1.2, W2.2 — по 216 витков проводом ПЭВТЛ-2 диаметром 0,315 мм. Для снижения индуктивности рассеивания обмотки дросселей размещены на каркасах чередующимися секциями.

На рис. 7 приведены осциллограммы тока и напряжения на ключе VT2 при  $V_{in} = 12$  В,  $V_0 = 314$  В и сопротивлении нагрузки  $R_0 = 1200$  Ом, иллюстрирующие работу лабораторного экземпляра конвертера.

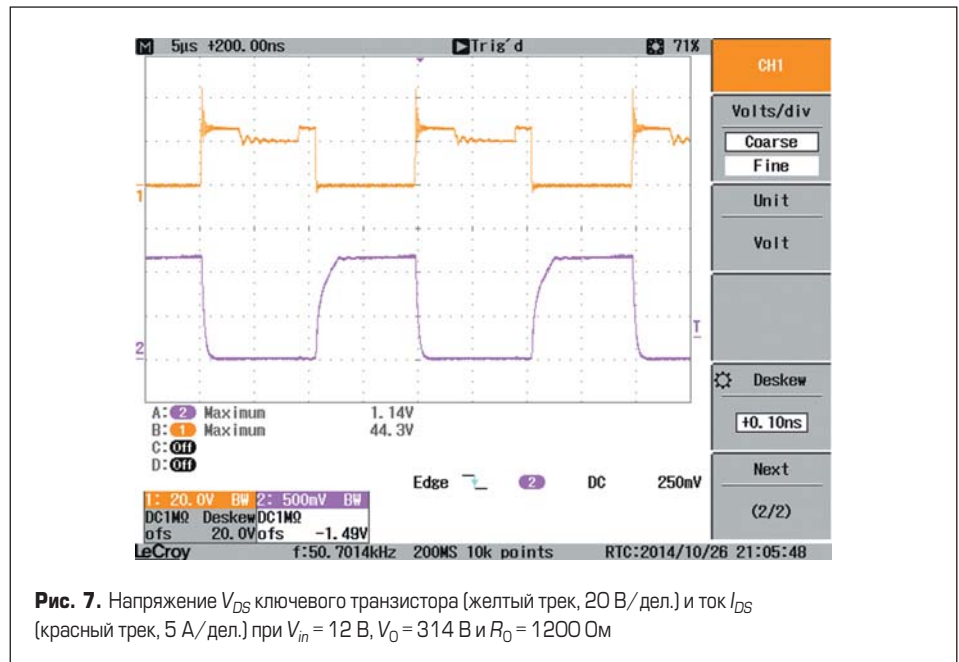


Рис. 7. Напряжение  $V_{DS}$  ключевого транзистора (желтый трек, 20 В/дел.) и ток  $I_{DS}$  (красный трек, 5 А/дел.) при  $V_{in} = 12$  В,  $V_0 = 314$  В и  $R_0 = 1200$  Ом

Пиковое значение тока ключа — 11,4 А, напряжение на закрытом ключе — 26 В (без учета выброса). Возможные причины выброса на фронте  $V_{DS}$ : паразитная индуктивность монтажа, большое время прямого восстановления рекуперационных диодов, недостаточно низкое эквивалентное последовательное сопротивление фиксирующих конденсаторов C9, C10. На рис. 8 показана нагрузочная характеристика конвертера, полученная на лабораторном макете при заданном максимально допустимом амплитудном значении тока ключа  $I_{DSmax} = 14,2$  А (зеленые точки) и на модели при  $I_{DSmax} = 16$  А (черные точки) и  $V_{in} = 12$  В. Величина  $I_{DSmax}$  устанавливается с помощью резистора R21.

При расчетах параметров элементов 2ДППК (см. рис. 2) можно использовать следующие основные соотношения:

- выходное напряжение конвертера  $V_0 = n \times V_{in} / (1-D)$ ;
- максимальное напряжение на закрытом ключе  $V_{sw} = 2V_{in} + V_{VD} + \Delta V_{sw}$ ;
- индуктивность первичной обмотки дросселей  $L_m = (V_{in}DT_{sw}) / 2\Delta I_L$ ;
- емкость выходного конденсатора (выходной выпрямитель без умножения)  $C_0 = (V_0DT_{sw}) / (4R_0\Delta V_0)$ ;
- амплитудный ток через обмотку дросселя и ключевой транзистор  $I_{swpeak} = I_{Lm} = 2I_0$ .

Номинал фиксирующего конденсатора рассчитывается по формуле (7), коэффициент трансформации дросселей определяется как  $n = N_2/N_1$ . Индуктивный выброс напряжения на ключе  $\Delta V_{sw}$ , величина пульсаций тока дросселя  $\Delta I_L$ , период коммутации  $T_{sw}$ , пульсации выходного напряжения  $\Delta V_0$ , минимальное сопротивление нагрузки  $R_0$ , напряжение пита-

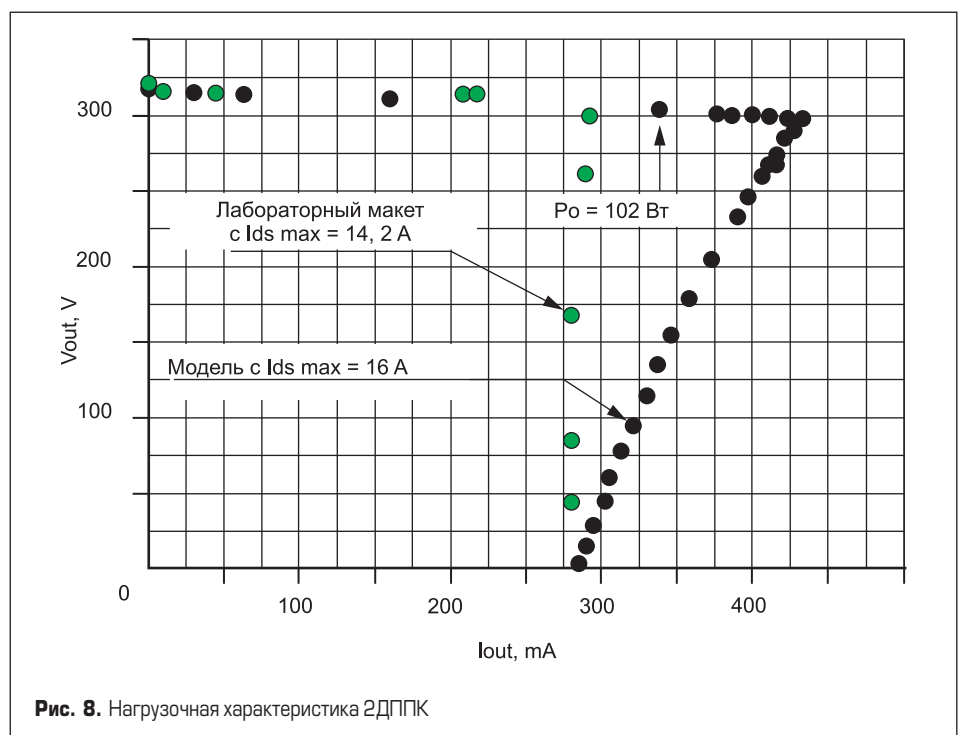


Рис. 8. Нагрузочная характеристика 2ДППК

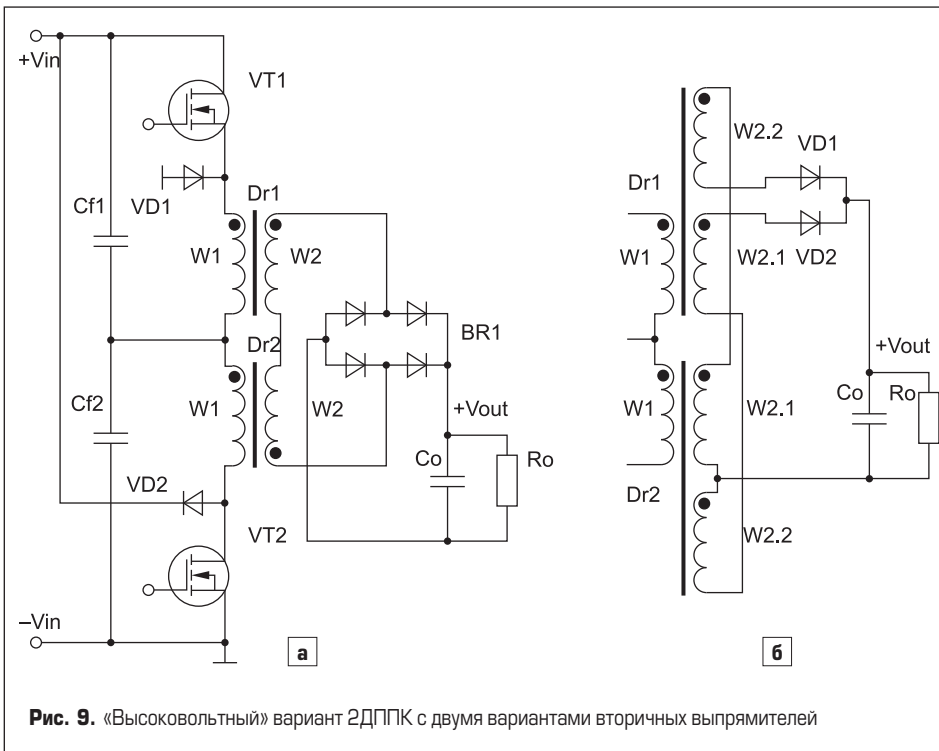


Рис. 9. «Высоковольтный» вариант 2ДППК с двумя вариантами вторичных выпрямителей

ния  $V_{in}$  и выходное напряжение  $V_0$  задаются разработчиком. Максимальный коэффициент заполнения  $D_{max} = 0,5$ . Работа конвертера при  $D > 0,5$  возможна, но в данной статье не рассматривается. В связи с низким питающим напряжением и малой выходной мощностью конвертера цепи снижающие коммутационные потери не применялись. При изготовлении дросселей использовались магнитопроводы из феррита из соображений удобства работы с разборным сердечником. Для минимизации массо-габаритных показателей дросселей следует использовать магнитопроводы с максимальной доступной индукцией насыщения, такие как Kool-Mu, High Flux, XFlux, Molypermalloy, порошковое железо.

Бестрансформаторный вариант 2ДППК может применяться и при высоком питающем напряжении, например в устройствах с питанием от промышленной сети 220 В/ 50 Гц. В этом случае потребуется использовать высоковольтные транзисторы с максимальным рабочим напряжением не менее 800 В, что может рассматриваться как минус данной топологии. Однако этот недостаток можно преодолеть, включив силовые транзисторы

последовательно по питанию, а не параллельно, как в базовой схеме. Пример такого «высоковольтного» 2ДППК с мостовым вторичным выпрямителем показан на рис. 9а. На рис. 9б представлен способ замены мостового вторичного выпрямителя на двухполупериодный. Диоды VD1 и VD2 на рис. 9а являются рекуперационными.

### Заключение

Предложенная в статье модификация двухтактного повышающего преобразователя может найти применение в тех же приложениях, что и преобразователи повышающего типа традиционной топологии: в качестве входного преобразователя в системах электрогенерации с использованием возобновляемых ресурсов, в электроприводе постоянного тока, в переносном оборудовании с питанием от химических источников тока и в других областях. «Высоковольтный» вариант 2ДППК может быть использован, например, в качестве источника тока в составе зарядных станций.

Следует отметить, что переход от базовой схемы 2ДППК (рис. 16) к бестрансформатор-

ной (рис. 2) позволяет сократить количествомоточных изделий, но суммарный вес магнитопроводов и обмоточной «меди» при этом практически не уменьшается, так как исключенный из схемы силовой трансформатор фактически интегрируется в состав дросселей постоянного тока. Тем не менее предложенная топология может оказаться оптимальной в одной из областей применения.

### Литература

1. Wolfs P.J. A current-sourced DC-DC converter derived via the duality principle from the half-bridge converter. IEEE Trans. on Indust // Electronics, 1993, V. 40, No 1.
2. Quan Li. High frequency transformer linked converters for photovoltaic applications. Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy // Central Queensland University, Australia, 2006.
3. Ivensky G., Elkin I., Ben-Yaakov S. An isolated DC-DC converter using two zero current switched IGBT's in a symmetrical topology // IEEE PESC'94, 1994.
4. Larico H.R.E., Barbi I. Double-coupled current-fed push-pull DC-DC converter: analysis and experimentation // IEEE Power Electronics Conference COBEP'09, 2009.
5. Dual-coupled inductor-fed DC-DC converter for battery drive applications / C.W. Roh, S.H. Han, S.S. Hong, S.C. Sakong, M.J. Youn // IEEE Trans. on Ind. Electron, 2004, V. 51, No. 3.
6. W.C.P. de Aragao Filho, I. Barbi. A comparison between two current-fed push-pull DC-DC converters – analysis, design and experimentation // Proc. IEEE INTELEC'96, 1996.
7. An innovative boost converter for fuel cells stationary generation systems / R. Attanasio, M. Cacciato, F. Gennaro, A. Consoli // The 30<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2004.
8. Yan L., Lehman B. An integrated magnetic isolated two-inductor boost converter: analysis, design and experimentation // Trans. On Power Electron, 2005, V. 20, No. 2.
9. Machin N., Dekter J. New lossless clamp for single ended converters // IEEE Telecom. Energy Conference, INTELEC'97, 1997.
10. Vogman V. Nondissipative clamping benefits DC-DC converters // Power Electronic Technology, 2005, Sept.