

# Двухключевой обратнoходовой DC/DC-преобразователь

## с широким диапазоном входного напряжения и рекуперативным демпфером

**Преобразователь с передачей энергии на обратном ходу (обратнoходовой DC/DC-преобразователь, Flyback) можно назвать одной из самых популярных топологий импульсных источников питания. Область его применения ограничена преобразователями малой и средней мощности, как правило, до 200 Вт. Разработчики импульсных источников питания давно оценили простоту и дешевизну практической реализации такого решения, а некоторые его уникальные свойства позволяют выполнять весьма нестандартные задачи. Однако, как говорят французы, за каждое удовольствие нужно платить. У таких DC/DC-преобразователей есть своя ахиллесова пята: они ограничены по максимальному входному напряжению, что связано с тем, что к его ключу прикладывается не только напряжение, равное сумме напряжений входной и выходной шин постоянного тока, но и выброс, формирующийся при выключении ключа, который хотя частично и подавляется демпфером, но добавляет определенное напряжение, а его необходимо учитывать при выборе транзистора силового ключа.**

**Марн-Го Ким  
(Marn-Go Kim)**

**Янг-Сеок Джанг  
(Young-Seok Jung)**

**Перевод:  
Владимир Рентюк**

### Вступление

В статье предлагается оригинальное двухключевое решение обратнoходовой DC/DC-преобразователя с мягким переключением. Устройство состоит из двух управляемых силовых ключей, выполненных на МОП-транзисторах, обратнoходового трансформатора, блокирующего диода и двух пассивных схем рекуперативного демпфера (снаббера). Предлагаемый DC/DC-преобразователь имеет преимущества конфигурации недорогих схем, отличается простотой схемы управления, обладает высокой эффективностью и широким диапазоном рабочего напряжения по входной шине постоянного тока. Читателям будут представлены топология схемы, ее анализ, соображения по проектированию и экспериментальные результаты оценки характеристик обратнoходового DC/DC-преобразователя новой двухключевой топологии.

Обратнoходовая топология, как уже было сказано, чрезвычайно популярна и широко используется в изолированных DC/DC-преобразователях постоянного тока [1–4]. Эту топологию разработчики источников питания самого различного назначения предпочитают за ее простоту, способность формировать сразу несколько изолированных выходов

и легкую оптимизацию их рабочего цикла, при этом нужно лишь выбрать коэффициент трансформации для обратнoходового трансформатора. Простота частично основана на том, что в обычных конвертерах обратного хода предусмотрен один ключ на силовом МОП-транзисторе, который находится на первичной стороне преобразователя и работает относительно ее «земли». Этим обеспечивается надежное управление его затвором.

Однако недостатком этого подхода является то, что напряжение на транзисторе ключа представляет собой сумму входного напряжения, напряжения, отраженного от трансформатора, и всплеска напряжения при выключении. Такой всплеск вызван индуктивностью рассеивания, которая является общей проблемой всех обратнoходовых DC/DC-преобразователей. Индуктивность рассеивания, присущая всем реальным силовым трансформаторам, особенно серьезно проявляет себя при высоком напряжении на входной шине постоянного тока (она часто формируется от входного напряжения переменного тока, которое выпрямляется и фильтруется емкостным фильтром) или при малых нагрузках [5].

Как правило, обратнoходовые преобразователи выполняются по одноключевой схеме. Добавление второго ключа на МОП-транзисторе (с высокой сто-

роны) приводит к обратноточковой топологии с двумя ключами, где всплески напряжения на каждом отдельном МОП-транзисторе ограничиваются до уровня напряжения входной шины постоянного тока. При этом энергия выброса, которая, как уже было сказано, является следствием неизбежной в реальном мире индуктивности рассеивания, также ограничивается и возвращается обратно на вход для повышения общей эффективности (КПД) преобразователя. Диссипативная схема демпфера, часто необходимая в решении с одним ключом, здесь не требуется. Кроме того, в двухключевой топологии могут использоваться МОП-транзисторы с номинальными рабочими напряжениями сток-исток, лишь ненамного превышающими напряжение входной шины постоянного тока, тогда как для одноключевой топологии нужно, чтобы максимально допустимое напряжение сток-исток ключа как минимум вдвое превышало наибольшее из возможных значений напряжения входной шины постоянного тока.

На первый взгляд из-за добавления лишнего транзистора потери в схеме должны возрасти, но на практике они уменьшаются. Так, при максимальном входном напряжении шины постоянного тока 150 В используют МОП-транзистор с максимально допустимым напряжением сток-исток, с учетом технологического запаса, не менее чем 400 В. При двухключевой топологии требуемое напряжение сток-исток уменьшается в два раза, а следовательно, сокращается и сопротивление канала ключа в открытом состоянии, что характерно для низковольтных МОП-транзисторов. Как правило, сопротивление двух последовательно включенных более низковольтных транзисторов оказывается меньше, чем сопротивление одного ключа с напряжением сток-исток 400 В.

Естественно, в двухключевой реализации сложность схемы возрастает, но для многих приложений эта добавленная сложность и увеличение количества ключей в двухключевых обратноточковых DC/DC-преобразователях не слишком большая цена за полученные преимущества. Особенно это явно для DC/DC-преобразователей, работающих от высоковольтных шин с относительно высоким уровнем выходного напряжения, так как высоковольтные МОП-транзисторы довольно дороги и имеют большое сопротивление канала в открытом состоянии, что негативно сказывается на КПД такого решения.

Однако тут не все так просто и радужно. Дело в том, что коэффициент заполнения (скважность) для обратноточкового DC/DC-преобразователя, выполненного по обычной двухключевой топологии, не может превышать 50%, что является недостатком, свойственным традиционным двухключевым прямоходовым DC/DC-преобразователям [6, 7]. Кроме того, напряжение размагничивания трансформатора не может быть больше входного напряжения, потому что в схеме, приведенной на рис. 1, имеются два диода  $D_3$  и  $D_4$ , которые ограничивают напряжение в первичной обмотке до уровня входного напряжения. Когда отраженное выходное напряжение на первичной стороне трансформатора выше входного напряжения, то большая часть энергии намагничивания, а также энергии, накопленной в индуктивности рассеивания, возвращается на вход схемы в шину питания. Да и сами ключи такого преобразователя работают в условиях жесткого переключения. Из-за этих недостатков он не может использоваться в приложениях с коррекцией коэффициента мощности (power factor correction, PFC) [8, 9].

Для того чтобы преодолеть эти проблемы, в данной статье предлагается новый подход к топологии двухключевого обратноточкового DC/DC-преобразователя, отличающейся мягким переключением и широким диапазоном входных напряжений, а кроме того, еще и рекуперативным демпфером. Благодаря относительно простой конфигурации схемы, состоящей из минимального количества компонентов, и учитывая то, что в цепи демпфирования используются только пассивные компоненты для обеспечения мягкого переключения по нулю напряжения, предлагаемый DC/DC-преобразователь может управляться одним общим сигналом с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). В результате мы имеем недорогую конфигурацию схемы и простую схему управления. Коэффициент заполнения предлагаемого преобразователя может составлять более 50%, а передача энергии от намагниченной катушки на вторичную сторону трансформатора возможна даже в случае, если отраженное выходное напряжение выше входного напряжения преобразователя.

В следующем разделе будут обсуждаться ограничения диапазона рабочего напряжения в обычном двухключевом обратноточковом

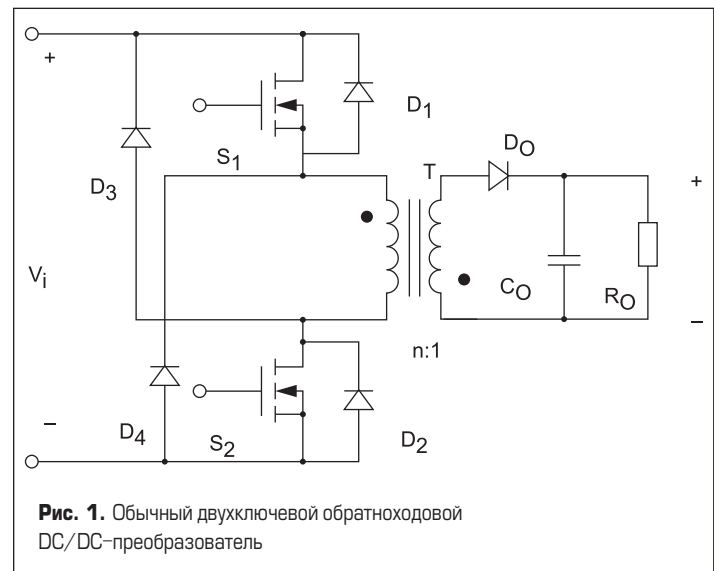


Рис. 1. Обычный двухключевой обратноточковой DC/DC-преобразователь

DC/DC-преобразователе, далее будет проведен подробный анализ предлагаемой топологии. В завершение приведены экспериментальные данные, полученные в ходе испытаний прототипа предлагаемого решения.

### Причина ограничения рабочего диапазона в обычном двухключевом обратноточковом DC/DC-преобразователе

В режиме непрерывных токов (continuous conduction mode, CCM), когда ток через индуктивность не падает до нуля, выходное напряжение схемы, приведенной на рис. 1, определяется следующим выражением:

$$nV_o = \frac{D}{1-D} V_i, \quad (1)$$

где  $n$  — коэффициент трансформации трансформатора, а  $D$  — коэффициент заполнения.

Если эффективность обратноточкового преобразователя равна единице, то выходная мощность в режиме прерывистых токов (discontinuous conduction mode, DCM) может быть выражена как:

$$P_o = \frac{L_1 I_p^2}{2} f_s = \frac{V_o^2}{R_o}, \quad (2)$$

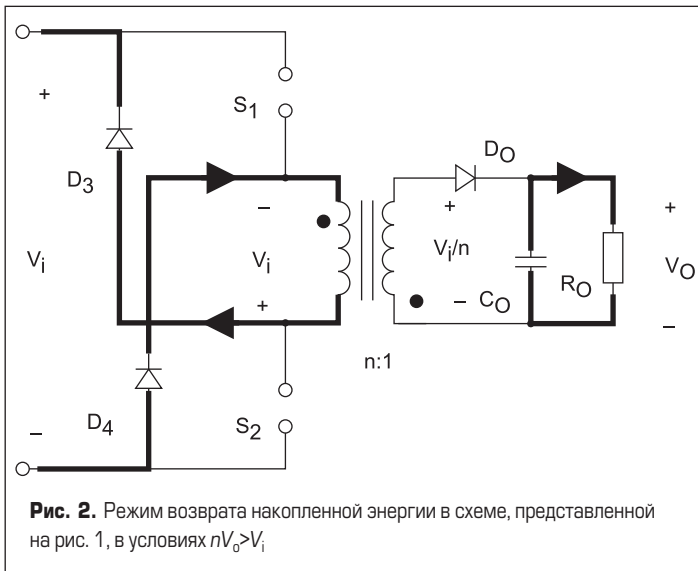
$$I_p = \frac{V_i}{L_1} D T_s = \frac{V_i}{f_s L_1} D, \quad (3)$$

где  $L_1$  — индуктивность первичной обмотки;  $I_p$  — пиковый ток в обмотке  $L_1$ ;  $f_s$  — рабочая частота преобразования;  $R_o$  — сопротивление нагрузки;  $D$  — коэффициент заполнения;  $T_s$  — период переключения.

Из уравнения (2) и (3) выходное напряжение в режиме DCM определяется как:

$$V_o = \frac{D V_i}{\sqrt{2 f_s L_1 / R_o}}. \quad (4)$$

На рис. 1 оба ключа включаются и выключаются одновременно, как и в двухключевом прямоходовом преобразователе (не путайте с двухтактным: там ключи переключаются поочередно!). Работу обратноточкового трансформатора проще и понятнее всего описать на примере решения с двумя обмотками. Энергия в таком трансформаторе подается на его первичную обмотку, когда ключи первичной цепи  $S_1$  и  $S_2$  открыты; затем, когда ключи разомкнуты, энергия выделяется на вторичной обмотке трансформатора. Это происходит в случае, если отраженное в первичную обмотку трансформатора напряжение  $nV_o$  оказывается ниже входного напряжения  $V_i$  преобразователя. Однако



**Рис. 2.** Режим возврата накопленной энергии в схеме, представленной на рис. 1, в условиях  $nV_o > V_i$

эта энергия также возвращается на входную шину, если  $nV_o$  выше  $V_i$  (рис. 2). Но в обычной двухключевой топологии, для того чтобы перенести накопленную в сердечнике энергию во вторичную цепь, в установившемся состоянии  $nV_o$  должно быть ниже  $V_i$ . Следовательно, из формул (1) и (4) ограничения в рабочем диапазоне схемы, приведенной на рис. 1, могут быть рассчитаны как:

$$D < 0,5 \text{ для режима CCM,}$$

$$D < \sqrt{2f_s L_1 / (n^2 R_o)} \text{ для режима DCM.} \quad (5)$$

**Предлагаемый двухключевой обратноходовой DC/DC-преобразователь**

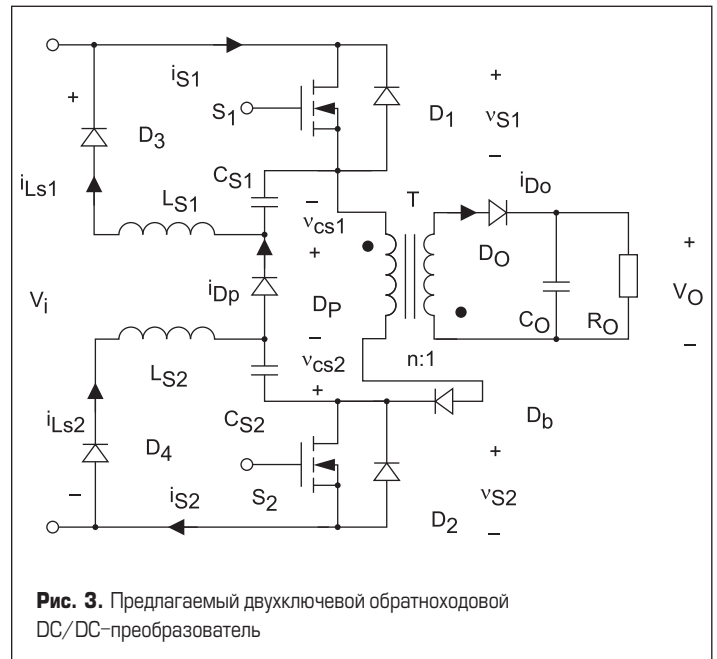
**Описание схемного решения**

Схема предлагаемого двухключевого обратноходового DC/DC-преобразователя показана на рис. 3. Этот преобразователь состоит из двух управляемых ключей ( $S_1, S_2$ ) на мощных МОП-транзисторах, обратноходового трансформатора Т, блокирующего диода  $D_b$  и двух пассивных схем рекуперативного демпфера, которые состоят из двух диодов ( $D_3, D_4$ ), двух индуктивностей ( $L_{s1}, L_{s2}$ ), двух конденсаторов ( $C_{s1}, C_{s2}$ ) и диода  $D_p$ . Диод  $D_p$  используется для приема энергии от индуктивности рассеивания и передачи ее в конденсаторы  $C_{s1}$  и  $C_{s2}$ , когда оба ключа выключены, а затем рекуперирует эту энергию на вход  $V_i$ . Диод  $D_b$  вставлен для подавления паразитного резонанса между индуктивностью трансформатора и окружающими его конденсаторами. Кроме того, вставка диода  $D_b$  обеспечивает переключение при нулевом напряжении для ключей  $S_1$  и  $S_2$  при их выключении. Таким образом, уменьшенные потери на переключение  $S_1$  и  $S_2$  компенсируют потери проводимости на диоде  $D_b$ .

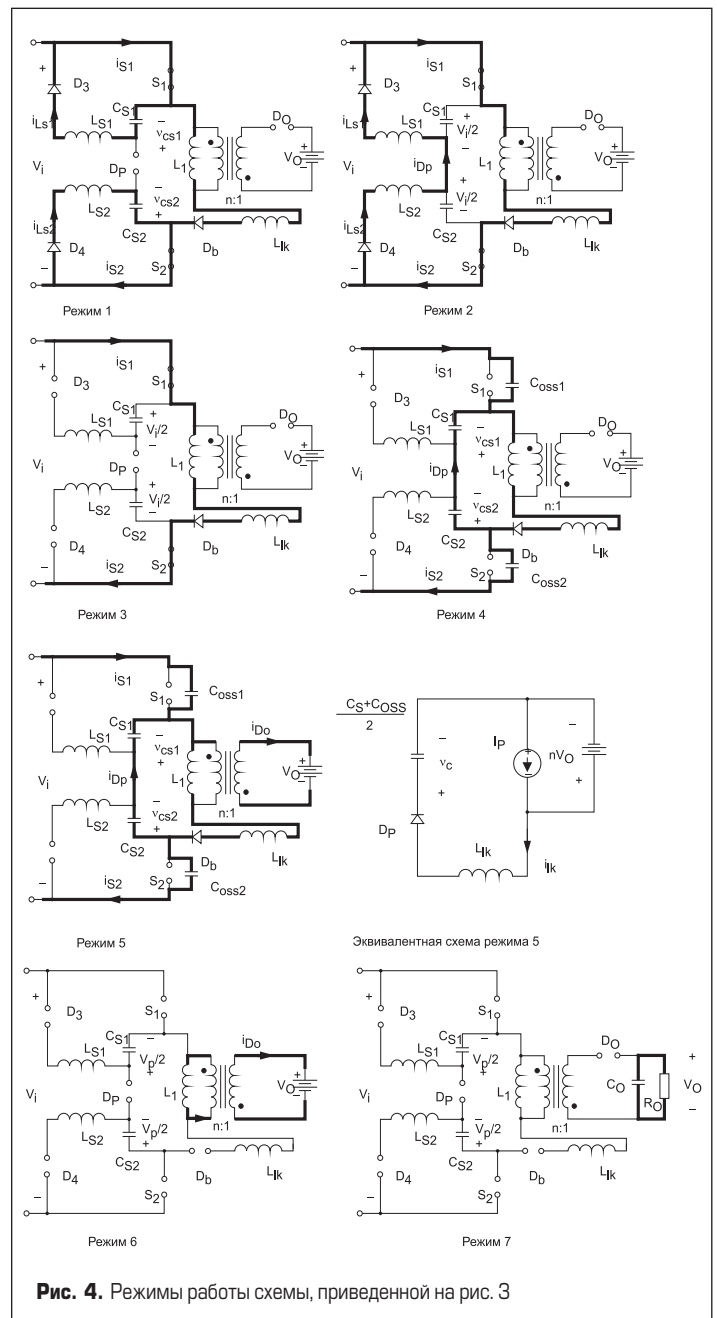
**Принцип работы предлагаемого двухключевого обратноходового DC/DC-преобразователя**

На рис. 4 показана работа предлагаемого преобразователя в стационарном режиме, при этом нами сделаны следующие предположения и допущения:

1. Ключи и все компоненты, связанные с коммутацией, являются идеальными.
2. Индуктивности  $L_{s1}$  и  $L_{s2}$  равны,  $L_{s1} = L_{s2} = L_s$ .
3. Конденсаторы  $C_{s1}$  и  $C_{s2}$  равны,  $C_{s1} = C_{s2} = C_s$ .
4. Выходные емкости транзисторов ключей идентичны,  $C_{oss1} = C_{oss2} = C_{oss}$ .
5. Пульсации выходного напряжения малы и ими можно пренебречь.
6. Преобразователь работает в режиме DCM. Типичные формы сигналов напряжения и тока для предлагаемой топологии схемы показаны на рис. 5.



**Рис. 3.** Предлагаемый двухключевой обратноходовой DC/DC-преобразователь



**Рис. 4.** Режимы работы схемы, приведенной на рис. 3

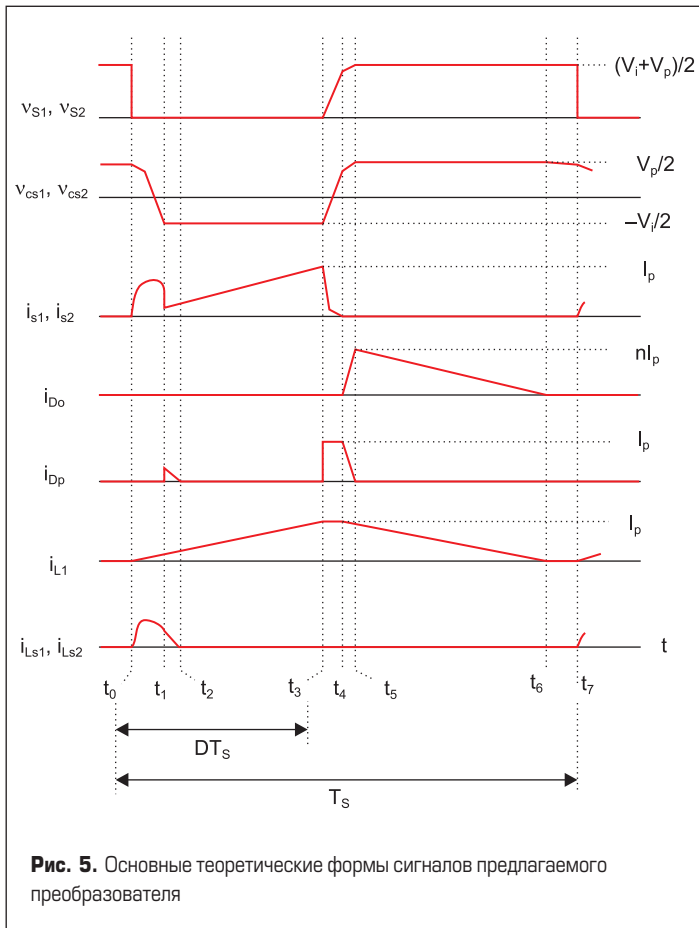


Рис. 5. Основные теоретические формы сигналов предлагаемого преобразователя

Работа этой схемы в установившемся режиме может быть описана следующим образом (для удобства здесь будем использовать термин «режим», в котором описываются те или иные особенности поведения рассматриваемой схемы в определенные промежутки времени):

**Режим 1** ( $t_0 - t_1$ ). В момент времени  $t_0$  в соответствии с коэффициентом заполнения  $D$  описываемого преобразователя ключи  $S_1$  и  $S_2$  одновременно включаются при условии нулевого тока. Первичная сторона трансформатора ограничивается на уровне входного напряжения (входной шины напряжения постоянного тока). Ток первичной цепи проходит через ключи  $S_1$  и  $S_2$  и линейно возрастает. Начинается частичный резонанс контура, образованного индуктивностью  $L_s$  и емкостью  $C_s$ . Предполагая, что  $v_{cs}(0) = V_p/2$ , а  $i_{ls}(0) = 0$ , уравнения для тока  $i_{ls}$  в катушке резонансного контура и напряжения  $v_{cs}$  на его конденсаторе в этом режиме работы могут быть выражены как:

$$\begin{aligned} i_{ls} &= \frac{V_p}{2Z_s} \sin \omega_s(t - t_0), \\ v_{cs} &= \frac{V_p}{2} \cos \omega_s(t - t_0), \end{aligned} \quad (6)$$

где  $\omega_s = 1/L_s C_s$  — резонансная угловая частота, а  $Z_s = L_s/C_s$  — характеристический импеданс контура. С другой стороны, ток через ключи  $S_1$  и  $S_2$  можно получить из тока первичной стороны трансформатора обратного хода и резонансного тока его индуктивности. Исходя из этих соображений, ток открытого ключа может быть представлен как:

$$i_s = \frac{V_i}{L_1 + L_{lk}}(t - t_0) + \frac{V_p}{2Z_s} \sin \omega_s(t - t_0). \quad (7)$$

**Режим 2** ( $t_1 - t_2$ ). Первоначально, при  $t_1$ ,  $v_{cs}$  равно  $-V_i/2$ , а  $i_{ls}$  равно

$$\frac{V_p}{2Z_s} \sin \omega_s(t_1 - t_0).$$

Диод  $D_p$ , для того чтобы обеспечить путь для тока рекуперации, открыт. Для восстановления энергии ток  $i_{ls}$  протекает через петлю рекуперации, состоящую из диодов  $D_3, D_4, D_p$ , индуктивностей  $L_{s1}, L_{s2}$  и источника входного напряжения  $V_i$ . Соответственно, ток рекуперации может быть представлен как:

$$i_{ls}(t) = \frac{V_p}{2Z_s} \sin \omega_s(t_1 - t_0) - \frac{V_i}{2L_s} \sin \omega_s(t - t_1). \quad (8)$$

Ток первичной стороны обратногоходового трансформатора протекает через открытые силовые ключи. При этом напряжение на конденсаторе  $v_{cs}$  ограничивается на уровне  $-V_i/2$ , а ток рекуперации  $i_{ls}$  уменьшается до нуля.

**Режим 3** ( $t_2 - t_3$ ). В этом режиме индуктивность  $L_1$  и индуктивность рассеивания  $L_{lk}$  утечки заряжаются линейно от источника входного напряжения  $V_i$ . В момент времени  $t_3$  пиковый ток первичной стороны трансформатора может быть определен как:

$$I_p = \frac{V_i}{L_1 + L_{lk}}(t_3 - t_0) \approx \frac{V_i}{L_1} DT_s = \frac{DV_i}{f_s L_1}, \quad (9)$$

где  $T_s = 1/f_s$ .

**Режим 4** ( $t_3 - t_4$ ). В соответствии с коэффициентом заполнения  $D$  в момент времени  $t_3$  ключи  $S_1$  и  $S_2$  одновременно выключаются при мягком переключении с нулевым напряжением. При этом диод  $D_p$  начинает проводить ток, выходная емкость МОП-транзисторов  $C_{oss}$  заряжается, а напряжение на ключах линейно увеличивается с определенным наклоном. Напряжение на конденсаторе  $C_s$  линейно изменяется от  $-V_i/2$  до  $nV_o/2$ . При этом напряжение на ключах и напряжение  $v_s$  на конденсаторе  $C_s$  определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} v_s &= \frac{I_p}{C_s + C_{oss}}(t_4 - t_3), \\ v_{cs} &= \frac{V_i}{2} + \frac{I_p}{C_s + C_{oss}}(t_4 - t_3). \end{aligned} \quad (10)$$

**Режим 5** ( $t_4 - t_5$ ). В момент времени  $t_4$  напряжение  $2v_{cs}$  равно  $nV_o$ , и выходной диод  $D_o$  начинает проводить ток. Выходной ток постепенно возрастает, и ток индуктивности рассеивания начинает уменьшаться. Из эквивалентной схемы режима 5 уравнения для тока индуктивности  $i_{lk}$  рассеивания и напряжения на конденсаторе  $v_c$  могут быть выражены как:

$$\begin{aligned} i_{lk} &= I_p \cos \omega_k(t - t_4), \\ v_c &= 2v_{cs} = Z_k I_p \sin \omega_k(t - t_4) + nV_o, \end{aligned} \quad (11)$$

где

$$\omega_k = 1/\sqrt{L_{lk}(C_s + C_{oss})/2} \text{ и } Z_k = \sqrt{2L_{lk}/(C_s + C_{oss})}.$$

В момент времени  $t_5$  ток  $i_{lk}$  падает до нуля, а пиковое напряжение конденсатора  $C_s$  определяется как:

$$V_p = Z_k I_p + nV_o. \quad (12)$$

Подставляя выражения (4) и (9) в уравнение (12), получаем:

$$V_p = \left( \frac{Z_k}{f_s L_1} + \frac{n}{\sqrt{2} f_s L_1 / R_0} \right) DV_i. \quad (13)$$

Что касается максимального напряжения сток-исток на выключенных МОП-транзисторах ключей  $S_1$  и  $S_2$ , то оно определяется следующим образом:

$$S_{s1, \max} = S_{s2, \max} = (V_i + V_p)/2. \quad (14)$$

**Режим 6** ( $t_5 - t_6$ ). В момент времени  $t_5$  ток  $i_{lk}$  падает до нуля. Весь оставшийся накопленный в индуктивности рассеивания ток передается на выход. При этом напряжение на первичной стороне трансформатора равно  $nV_0$ .

**Режим 7** ( $t_6 - t_7$ ). Ток во вторичной обмотке трансформатора в момент времени  $t_6$  уменьшается до нуля. Выходной конденсатор разряжается через сопротивление нагрузки, а ключи  $S_1$  и  $S_2$  в момент времени  $t_7$  включаются, и запускается следующий цикл преобразования энергии.

**Данные экспериментальной проверки прототипа предлагаемого решения**

**Начальные условия для создания прототипа**

Для выбора и гарантирования оптимальных параметров рассматриваемого обратного преобразователя нам необходимо соблюдать некоторые практические условия. Для достижения нулевого напряжения при переключении, когда ключи  $S_1$  и  $S_2$  выключены, напряжение  $V_p$  должно быть выше напряжения  $V_i$ . Используя формулу (13), эти условия задаем как:

$$\left( \frac{Z_k}{f_s L_1} + \frac{n}{\sqrt{2} f_s L_1 / R_0} \right) D > 1. \tag{15}$$

Минимальное время включения МОП-транзисторов ключей  $S_1$  и  $S_2$  должно быть больше, чем полный разрядный цикл конденсаторов  $C_{s1}$  и  $C_{s2}$ :

$$\pi \sqrt{L_s C_s} < D_{\min} T_s. \tag{16}$$

Из (10) максимальная скорость нарастания напряжения  $dv/dt$  при выключении МОП-транзисторов ключей  $S_1$  и  $S_2$  должна быть не более

$$\frac{I_p}{C_s + C_{oss}}.$$

Наконец, из (7) максимальная скорость нарастания тока  $di/dt$  при включении МОП-транзисторов ключей  $S_1$  и  $S_2$  должна быть равна

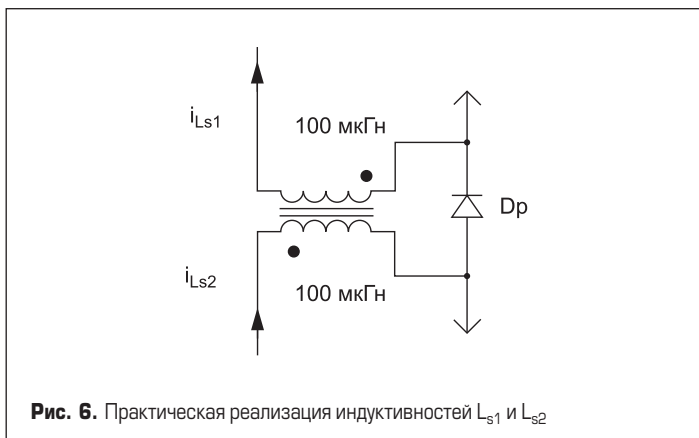
$$\frac{V_p}{2L_s} + \frac{V_i}{L_1 + L_{lk}}.$$

**Экспериментальная плата**

Для того чтобы определить целесообразность практического применения предлагаемого двухключевого обратного преобразователя, прототип схемы которого показан на рис. 3, была выполнена его практическая реализация со следующими условиями:

- входное напряжение шины напряжения постоянного тока: 200 В;
- выходное напряжение: 80 В.

Далее приведены параметры и компоненты схемы, используемые в эксперименте: рабочая частота  $f_s = 35$  кГц,  $n = 2,4$ , индуктивность пер-

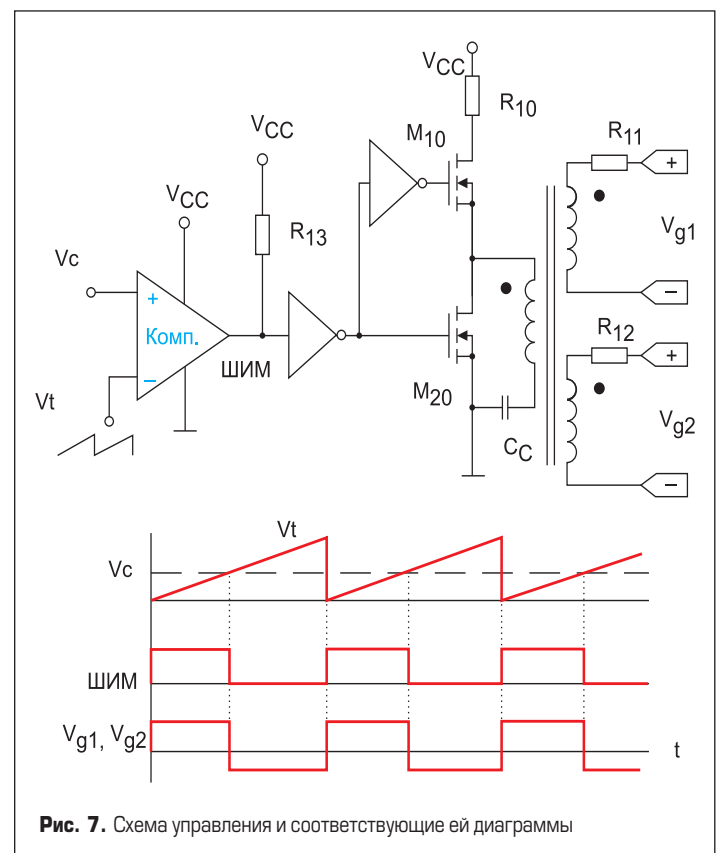


**Рис. 6.** Практическая реализация индуктивностей  $L_{s1}$  и  $L_{s2}$

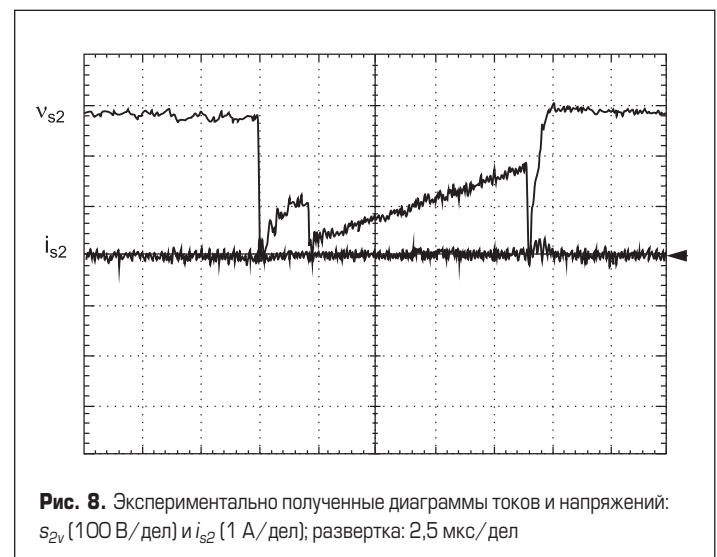
вичной обмотки обратного трансформатора  $L_1 = 1,33$  мГн, индуктивность рассеивания  $L_{lk} = 38$  мкГн, номинальная емкость конденсаторов  $C_{s1} = C_{s2} = 4,4$  нФ, индуктивность  $L_{s1} = L_{s2} = 200$  мкГн. В качестве силовых ключей  $S_1$  и  $S_2$  используются транзисторы IRF840. В качестве диодов  $D_b, D_3$  и  $D_4$  выбраны диоды DSEI 12-06A. В качестве диодов  $D_0$  и  $D_p$  используются диоды DSEI 30-10A.

На рис. 6 показана комбинированная индуктивность, примененная для реализации индуктивностей  $L_{s1}$  и  $L_{s2}$ . Первичная и вторичная индуктивности связанной катушки — для эффективного достижения необходимых для данного эксперимента двух катушек индуктивности по 200 мкГн — составляют 100 мкГн соответственно. Схема управления показана на рис. 7. Для управления двумя МОП-транзисторами ключей  $S_1, S_2$  используются сигналы управления заторами  $V_{g1}, V_{g2}$ .

Полученные в ходе практической реализации формы напряжения и тока силового МОП-транзистора ключа  $S_2$  для коэффициента заполнения  $D = 0,41$  показаны на рис. 8. Из уравнений (9) и (12) ток  $I_p$  первичной обмотки трансформатора и пиковое напряжение  $V_p$  на конденсаторе  $C_{s1}$  составляют 1,76 А и 423 В соответственно. Из уравнения (14) максимальное



**Рис. 7.** Схема управления и соответствующие ей диаграммы



**Рис. 8.** Экспериментально полученные диаграммы токов и напряжений:  $v_{s2}$  (100 В/дел) и  $i_{s2}$  (1 А/дел); развертка: 2,5 мкс/дел

напряжение на выключенном МОП-транзисторе ключа  $S_2$  в данных начальных условиях составляет 311,5 В.

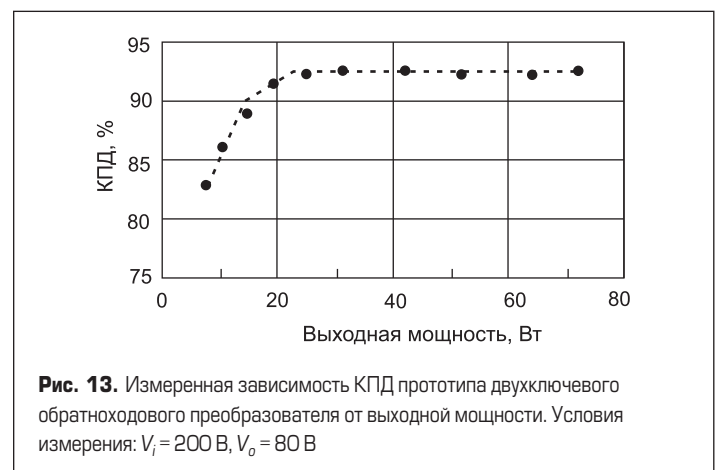
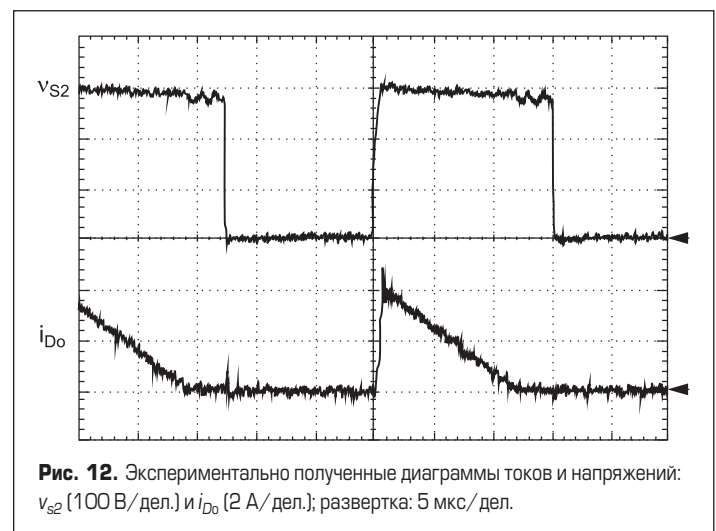
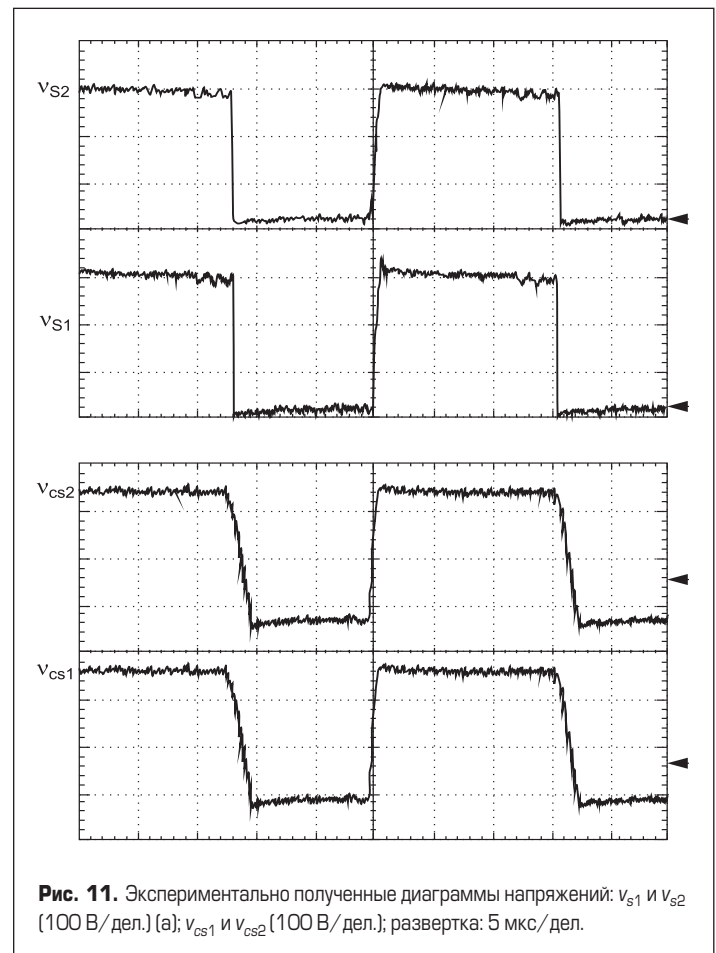
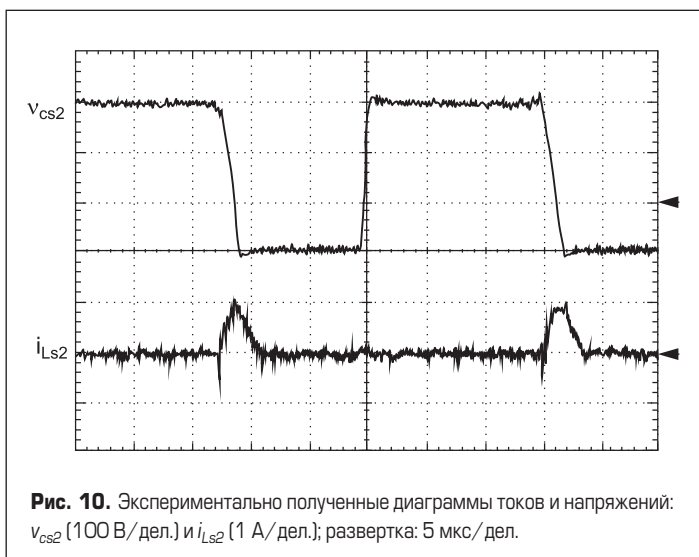
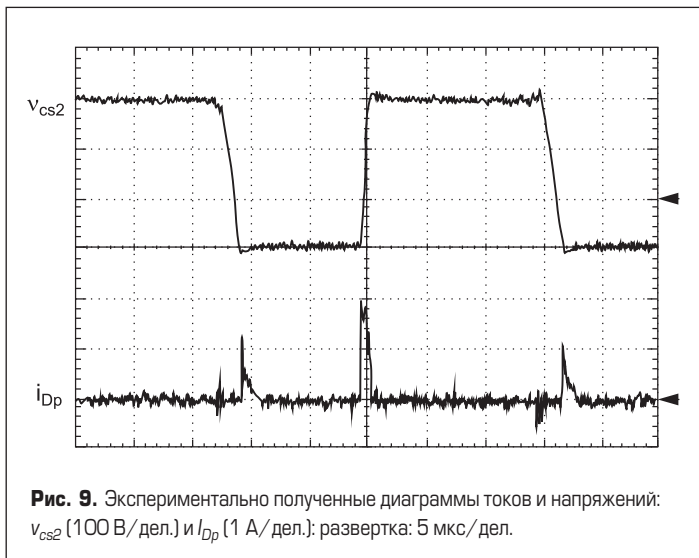
Из экспериментально полученных временных диаграмм видно, что транзистор ключа открывается при условии нулевого тока и выключается при условии нулевого напряжения, что хорошо согласуется с теоретическими выкладками.

Напряжение на конденсаторе  $C_{s2}$  и ток через  $D_p$ , измеренные на экспериментальной плате прототипа двухключевого обратного преобразователя, проиллюстрированы на рис. 9. Из рис. 5 теоретические пиковые положительные и отрицательные значения  $v_{cs2}$  равны 211,5 В (то есть  $V_p/2$ ) и  $-100$  В (то есть  $-V_p/2$ ) соответственно. Что касается тока рекуперации, из формы сигнала  $i_{Dp}$  мы можем видеть, то этот ток возникает после достижения напряжения  $v_{cs2}$  уровня  $-100$  В. На рис. 10 показаны реальные формы напряжения  $v_{cs2}$  и тока  $i_{Ls2}$ . Согласно уравнению (6) импеданс резонансного контура  $Z_s$  равен 213 Ом, а пиковое значение резонансного тока соответственно равно 0,99 А.

На рис. 11 показаны экспериментально полученные диаграммы напряжений на МОП-транзисторах ключей  $S_1, S_2$  и конденсаторах  $C_{s1}, C_{s2}$ . Из этих данных можно проверить, что напряжения  $v_{s1}$  и  $v_{cs1}$  идентичны соответственно напряжениям  $v_{s2}$  и  $v_{cs2}$ .

На рис. 12 показано напряжение на МОП-транзисторе ключа  $S_2$  и ток через выходной диод  $D_o$ . Эти экспериментальные результаты также подтверждают теоретические формы колебаний, показанные на рис. 5.

На рис. 13 представлена фактически измеренная эффективность (КПД) предлагаемой двухключевой схемы обратного преобразователя в зависимости от его нагрузки (выходной мощности). Максимальный КПД разработанного прототипа обратного преобразователя



преобразователя составляет 92,5%. Кроме того, на рис. 14 показаны экспериментально полученные формы входного напряжения и потребляемого преобразователем тока. Измеренный входной коэффициент мощности составляет 0,98, что является достаточно высоким показателем и не требует применения корректора коэффициента мощности. Это, несомненно, еще одно преимущество рассматриваемой топологии обратного преобразователя.

### Заключение

В статье предлагается топология двухключевого обратного преобразователя с мягким переключением, широким диапазоном входных напряжений и рекуперативным ограничением. Напряжение на каждом силовом МОП-транзисторе ключей ограничивается на должном уровне, предотвращающем их перегрузку по напряжению сток-исток. Энергия, накопленная индуктивностью рассеивания, не только демпфируется, но и возвращается обратно на вход преобразователя и используется для повышения КПД преобразования.

Благодаря простой конфигурации предлагаемой схемы, состоящей из минимального числа компонентов, и учитывая, что в цепях ограничения используются только пассивные компоненты для обеспечения мягкого переключения по нулевому напряжению, предлагаемый преобразователь может управляться одним общим сигналом с ШИМ, что предполагает недорогую конфигурацию схемы и простоту реализации схемы управления.

Коэффициент заполнения предлагаемого преобразователя может составлять более 50%, а передача энергии намагничивающей катушки индуктивности на вторичную сторону трансформатора возможна даже в случае, если отраженное выходное напряжение выше входного напряжения шины постоянного тока.

В статье сделан подробный анализ схемотехники обратных преобразователей, представлены данные для проектирования и реализации эффективной двухключевой схемы. Полученные в ходе экспериментальной оценки предлагаемого решения результаты показали, что этот двухключевой преобразователь может функционировать весьма эффективно, с коэффициентом мощности, характерным для схем, использующих для подобной цели корректор коэффициента мощности.

### Литература:

1. Ninomia T., Tanaka T., Harada K. Analysis and optimization of a nondissipative LC turn-off snubber // IEEE Trans. Power Electron. 1988 Vol. 3. No. 2.
2. Tsai F., Markowski P., Whitcomb E. Off-line flyback converter with input harmonic current correction. Proc. IEEE-INTELEC'96, 1996.
3. Singh B., Chaturvedi G. D. Analysis, Design and Development of a Single Switch Flyback Buck-Boost AC-DC Converter for Low Power Battery Charging Applications // Journal of Power Electronics. 2007. Vol. 7. No. 4.
4. Lee B. H., Kim C. E., Park K. B., Moon G. W. A New Single-Stage PFC AC/DC Converter with Low Link-Capacitor Voltage. // Journal of Power Electronics. 2007. Vol. 7. No. 4.
5. Zhao Q., Lee F. C., Tsai F. Voltage and current stress reduction in single-stage power factor correction AC/DC converters with bulk capacitor voltage feedback. // IEEE Trans. Power Electron. 2002. Vol. 17. No. 4.
6. Gu Y., Gu X., Hang L., Lu Z., Qian Z. Improved wide range dual switch flyback dc/dc converters. Proc. IEEE-APEC'04, 2004.
7. Wei Y., Wu X., Gu Y., Ma H. Wide range dual switch forward-flyback converter with symmetrical RCD clamp. Proc. IEEE-PESC'05, 2005.
8. Siu K. W., Lee Y. S. A novel high-efficiency flyback power-factor-correction circuit with regenerative clamping and soft switching // IEEE Trans. Circuits Syst. 2000. Vol. 47, No. 1.
9. Zhao J., Dai F. Soft-switching two-switch flyback converter. Proc. IEEE-ICIEA'08, 2008.

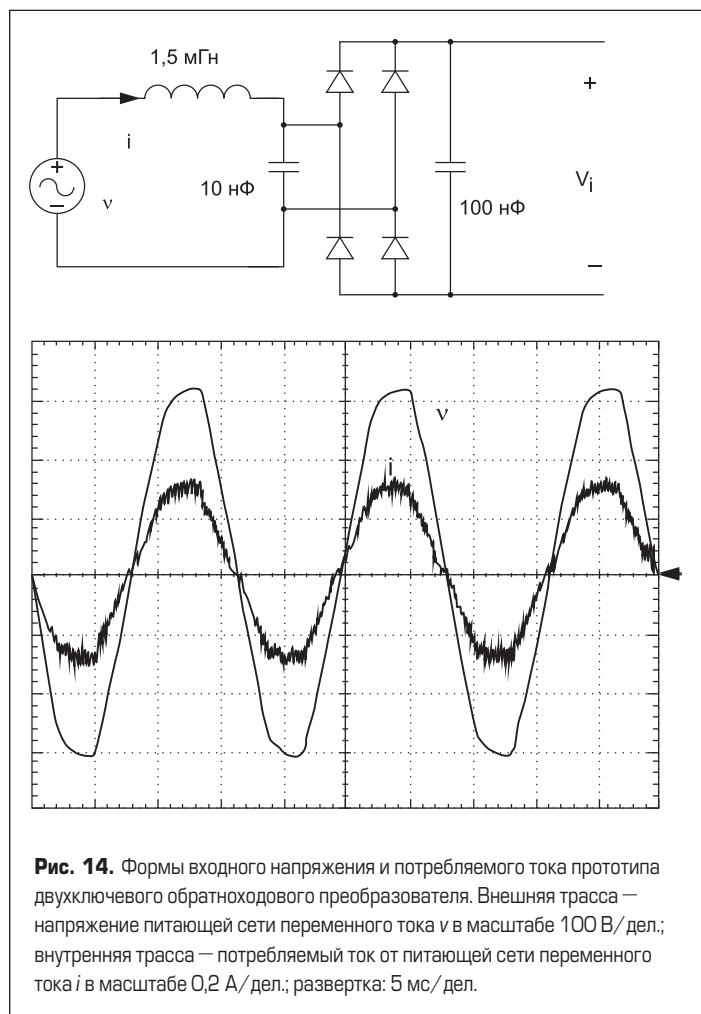


Рис. 14. Формы входного напряжения и потребляемого тока прототипа двухключевого обратного преобразователя. Внешняя трасса — напряжение питающей сети переменного тока  $v$  в масштабе 100 В/дел.; внутренняя трасса — потребляемый ток от питающей сети переменного тока  $i$  в масштабе 0,2 А/дел.; развертка: 5 мс/дел.