

# Трехуровневый повышающий преобразователь напряжения

**В статье освещены особенности трехуровневого повышающего преобразователя (ТПП), которые инженер-разработчик должен принимать во внимание перед принятием решения об использовании данной топологии. Рассмотрены регулировочная характеристика (РХ), потери в компонентах, малосигнальные модели и режим запуска. Теоретический анализ подтвержден моделированием. Эксперименты выполнены на двух макетах: на высоковольтном преобразователе с входным напряжением 2200–4000 В DC, выходным напряжением 4100 В DC и около 90 кВт выходной мощности и на преобразователе с входным напряжением от 50 до 160 В DC, 400 В DC на выходе и 3000 Вт выходной мощности.**

Валерий Мелешин

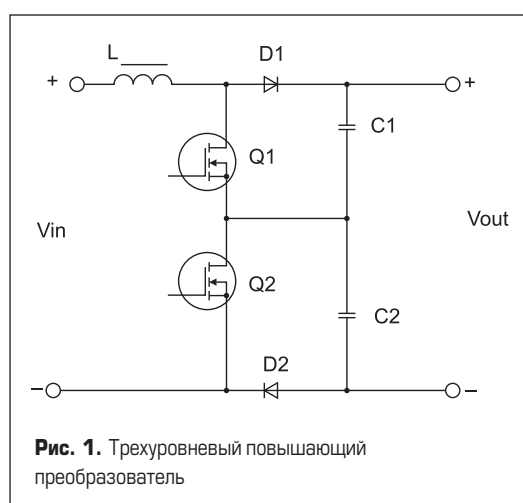
Дмитрий Жикленков

Андрей Ганьшин

## Введение

Хорошо известный повышающий преобразователь (boost converter — BC) [1] применяется в одно- и трехфазных корректорах коэффициента мощности (ККМ), в регуляторах, работающих в режиме переключений и позволяющих повысить входное напряжение, в комбинированных схемах, а также во многих других достаточно сложных устройствах. Расширение круга задач при преобразовании электрической мощности и при возрастающих требованиях к данному устройству заставляет искать новые решения, которые позволяют уменьшить его, повысить КПД и снизить стоимость всего изделия.

Трехуровневые топологии для трехфазного выпрямителя, отличающиеся от традиционной топологии (BC), были рассмотрены в работе [2], топологии для однофазного ККМ — в работах [3, 4], а работа [5] была посвящена трехуровневому повышающему преобразователю (ТПП) с DC-напряжением на входе.



**Рис. 1.** Трехуровневый повышающий преобразователь

Недавно была предложена модифицированная схема BC [6], в которой был расширен возможный диапазон входного напряжения. Улучшение схемы потребовало дополнительного введения дросселя и двух силовых диодов. Трехуровневый повышающий преобразователь (ТПП) с переключающим конденсатором рассмотрен в работе [4]. По нашему мнению, он имеет существенный недостаток — такой конденсатор должен нести токи, равные току входного дросселя. В данной статье рассмотрены особенности работы ТПП с постоянным напряжением на входе (рис. 1), в частности обсуждаются два варианта его работы:

- при чрезвычайно высоких уровнях напряжений (несколько киловольт);
- при большом отношении (в 8 раз и более) напряжений выход-вход.

В первом варианте ключ и диод в обычном повышающем преобразователе должны выдерживать напряжение большее, чем выходное, а частота переключения должна быть достаточно низкой для уменьшения потерь при этом. Но чем ниже рабочая частота дросселя, тем больше его размеры, а также возрастают пульсации тока. Кроме того, допустимое напряжение выходного конденсатора должно быть выше выходного. Во втором варианте при использовании традиционного BC невозможно получить выходное напряжение, существенно превосходящее входное, вследствие резкого увеличения потерь при больших значениях коэффициента заполнения (D). В данной статье представлены анализ ТПП и его моделирование, а также приведены экспериментальные результаты. ТПП сравнивается с традиционной топологией (BC) и обсуждаются режимы работы компонентов в обеих схемах.

## Работа ТПП в двух режимах

Ключи в ТПП могут работать с пятью разными алгоритмами (в пяти режимах), причем самый простой из них повторяет алгоритм переключения

в ВС. Далее будут рассмотрены только два режима, наиболее выгодных, показанных в [3] для однофазного ККМ.

Частота работы каждого ключа в ТПП может быть:

- выше, чем частота работы ключа в ВС;
- равна частоте работы ключа в ВС;
- ниже частоты ключа в обычном повышающем преобразователе.

Каждый из приведенных вариантов имеет свои преимущества и недостатки. Первый из них позволяет значительно снизить размеры дросселя, однако потери в ключах и диодах при этом возрастают. Второй вариант был исследован в работе [3], причем ТПП использовался в однофазном ККМ. При этом размеры дросселя также уменьшались по сравнению с ВС, а потери на переключение становились меньше, чем в первом случае. В третьем варианте потери на переключение будут минимальными, но неясно, что будет с размерами дросселя и потерями в нем по сравнению с ВС.

Поэтому при проведении сравнения мы приняли, что частота работы каждого ключа в ТПП вдвое меньше частоты ключа в ВС. На рис. 2а и б приведены диаграммы двух рабочих режимов (без перекрытия ключей — режим 1, с перекрытием — режим 2) для установившегося режима.

Мы определим РХ для обоих режимов при следующих допущениях: элементы схемы идеальные; емкости конденсаторов С1 и С2 равны, пульсации напряжения на них достаточно малы; ток в дросселе непрерывен (нет временных интервалов, когда он равен нулю).

- Режим 1 (без перекрытия ключей)

При симметричной работе схемы 2-й закон Кирхгофа для средних значений величин записывается так:

$$-V_{in} + V_L + V_{Q1} = 0, \quad (1)$$

где  $V_{in}$  — входное напряжение;  $V_L$  — напряжение на обмотке дросселя;  $V_{Q1}$  — среднее напряжение на последовательно соединенных транзисторах Q1, Q2 за половину периода переключения одного ключа.

$$V_{Q1} = V_{Q1T} + V_{Q2T} = V_0(1 - D_1)/2 + V_0/2, \quad (2)$$

где  $V_{Q1T}$  и  $V_{Q2T}$  — средние напряжения на каждом из ключей Q1, Q2 за половину периода;  $D_1 = 2t_i/T_{sw1}$  — коэффициент заполнения для режима 1;  $T_{sw1} = 2/f_{sw}$  — период переключения для режима 1;  $f_{sw}$  — частота переключения для ВС;  $t_i$  — время включенного состояния одного из ключей;  $V_0$  — выходное напряжение.

Из формул (1) и (2) получим:

$$V_0 = 2V_c = 2V_{in}/(2 - D_1), \quad (3)$$

где  $V_c$  — напряжение на каждом конденсаторе.

- Режим 2 (с перекрытием ключей)

Для этого режима уравнение (1) остается справедливым, но среднее напряжение на по-

следовательно соединенных ключах записывается в виде:

$$V_{Q2} = V_{Q1T} + V_{Q2T} = 0 + V_0(1 - D_2)/2, \quad (4)$$

где  $D_2 = 2t_i/T_{sw2}$ ;  $T_{sw2} = 2/f_{sw}$ .

Подставив  $V_{Q2T}$  из уравнения (4) в (1) вместо  $V_{Q1T}$  получим:

$$V_0 = 2V_c = 2V_{in}/(1 - D_2). \quad (5)$$

В обоих режимах  $D_1$  и  $D_2$  изменяются от 0 до 1.

Сравнение РХ рассматриваемой схемы с аналогичной характеристикой ВС:

$$V_0 = V_{in}/(1 - D), \quad (6)$$

показывает их значительные различия.

Во-первых, в режиме без перекрытия выходное напряжение  $V_0$  не может быть больше удвоенного значения  $V_{in}$  даже при  $D_1 \rightarrow 1$ . Это является серьезным ограничением для одних применений, но очень полезным для других. Ниже будет приведено одно из применений, где как раз и требуется РХ для режима 1.

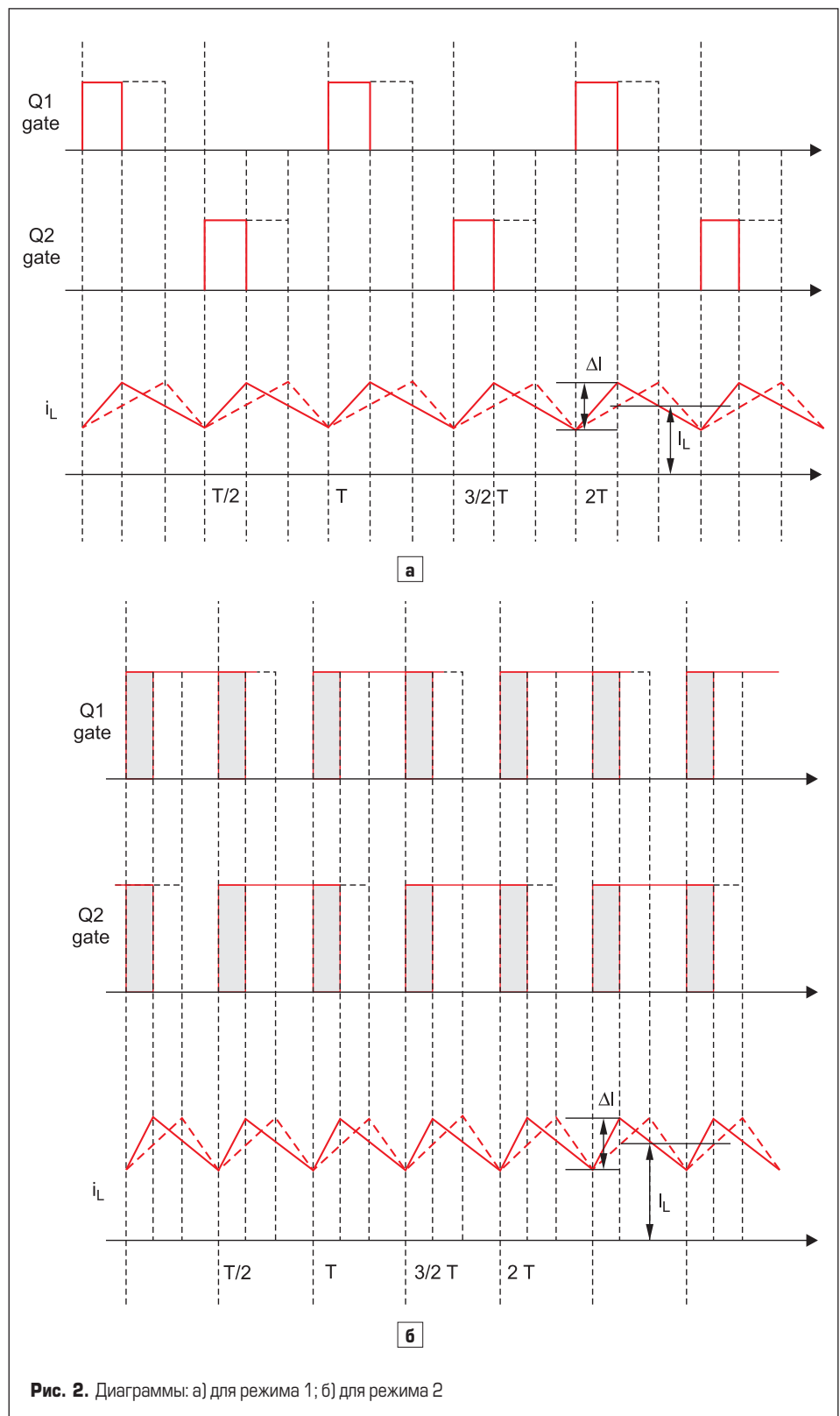


Рис. 2. Диаграммы: а) для режима 1; б) для режима 2

Во-вторых, в режиме с перекрытием  $V_0$  вдвое больше, чем в обычной топологии для тех же значений коэффициента заполнения. Следовательно, достичь очень высокого значения  $V_0$  удастся проще и более эффективно, чем в случае ВС.

Дроссель является важным компонентом и для ВС, и для ТПП. Успех разработки во многом зависит от его размеров и стоимости, а также потерь в нем. Следовательно, необходимо более подробно рассмотреть особенности работы дросселя в обоих режимах, учитывая сделанную выше оговорку о принятых частотах переключения. Сначала определим пульсацию тока в дросселе для различных соотношений  $V_0/V_{in}$

Для ВС:

$$\Delta I = V_{in}DT_{sw}/L,$$

где  $T_{sw}$  — период переключения ВС.

Из последнего выражения, используя формулу (6), получим:

$$\Delta I = V_0D(1-D)/(Lf_{sw}) = V_0(1-V_{in}/V_0)V_{in}/V_0/(Lf_{sw}). \quad (7)$$

Для ТПП, работающего в режиме 1:

$$\Delta I_1 = V_0(1-V_{in}/V_0)(2V_{in}/V_0-1)/(Lf_{sw}). \quad (8)$$

Для ТПП, работающего в режиме 2, справедливо:

$$\Delta I_2 = V_0(V_{in}/V_0)(1-2V_{in}/V_0)/(Lf_{sw}). \quad (9)$$

Из формул (7-9) следует, что  $\Delta I_{max}$  в дросселе ВС (повышающего преобразователя) в два раза выше, чем аналогичное значение в ТПП, причем как в первом, так и во втором режимах. Значит, можно сделать дроссель ТПП меньше, чем ВС, при условии одинаковых рабочих частот дросселя.

### Сравнение потерь в ВС и в ТПП

Здесь представлен анализ потерь при некоторых допущениях.

#### Потери в сердечнике дросселя

Магнитная индукция в сердечнике может быть рассчитана из уравнения для напряжения на обмотке:

$$v_L = NA_c dB/dt,$$

где  $v_L$  — напряжение на обмотке в интервале  $t$ ;  $N$  — число витков обмотки;  $A_c$  — площадь поперечного сечения сердечника.

Из ранее представленной формулы получим:

$$\Delta B = V_{L.I}t_f/(NA_c), \quad (10)$$

где  $V_{L.I}$  — напряжение на обмотке в течение интервала  $t_f$ .

За амплитуду индукции в сердечнике принимаем половину ее размаха, т. е.  $\Delta B/2$ .

Для ВС имеем:

$$\Delta B/2 = V_0(V_{in}/V_0)(1-V_{in}/V_0)/(2NA_c f_{sw}). \quad (11)$$

Для ТПП в режиме 1, используя (10), получим:

$$\Delta B_1/2 = V_0(2V_{in}/V_0-1)(1-V_{in}/V_0)/(2NA_c f_{sw}). \quad (12)$$

Для ТПП в режиме 2:

$$\Delta B_2/2 = V_0(V_{in}/V_0)(1-2V_{in}/V_0)/(2NA_c f_{sw}). \quad (13)$$

Для сравнения потерь в сердечнике дросселя ВС и сердечнике дросселя ТПП используем уравнение, известное для различных магнитных материалов. Например, потери в аморфном сплаве POWERLITE (C-core) определяются выражением:

$$P_{core}(W/kg) = 6,5f^{,51}B^{1,74}, \quad (14)$$

где  $f$  [кГц],  $B$  [Т].

Полагая, что выбран один и тот же типоразмер сердечника, а частоты переключения связаны выражением  $f_{sw} = 2f_{sw1} = 2f_{sw2}$ , получим отношение потерь в сердечниках из выражений (11-14):

$$P_{core1}/P_{core} = \left( \frac{2V_{in}/V_0-1}{V_{in}/V_0} \right)^{1,74} \quad (15)$$

и

$$P_{core2}/P_{core} = \left( \frac{1-2V_{in}/V_0}{1-V_{in}/V_0} \right)^{1,74}. \quad (16)$$

В выражении (15) отношение  $V_{in}/V_0$  может изменяться от 0,5 до 1, а в выражении (16) — от 0 до 0,5.

На рис. 3 представлены отношения  $P_{core1}/P_{core}$  и  $P_{core2}/P_{core}$  как функции  $V_0/V_{in}$ . Из рис. 3 видно, что потери в сердечнике для ТПП, работающего в любом из режимов, меньше, чем потери в сердечнике, установленном в ВС.

#### Потери проводимости в ключах

Для ВС

$$P_{on} = I_L^2 R_{ds.on} (1 - V_{in}/V_0) / (V_{in}/V_0)^2,$$

где  $I_L$  — ток нагрузки.

Для ТПП (режимы 1, 2) потери проводимости в обоих ключах:

$$P_{on1,2} = 2I_L^2 R_{ds.on1,2} (1 - V_{in}/V_0) / (V_{in}/V_0)^2.$$

Выражения для  $P_{on}$  и  $P_{on1,2}$  показывают, что в тех случаях, когда  $R_{ds.on1}$  или  $R_{ds.on2}$  меньше, чем половина  $R_{ds.on}$ , общие потери ТПП меньше, чем в ВС для любого отношения  $V_0/V_{in}$ . Предположение о значениях сопротивлений сток-исток является вполне оправданным, учитывая, что требуемое напряжение  $V_{(BR)DSS}$  ключей в ТПП составляет только половину значения напряжения для ключа в ВС.

#### Потери на переключение

Чтобы упростить анализ, примем следующие допущения:

- поведение диодов является идеальным в процессе переключения и потому не влияет на потери данного вида;
- один из параметров (ток ключа или напряжение на нем) изменяется линейно в течение времени переключения, а другой — остается постоянным.

Для ВС

$$P_{sw} = \frac{P_0 f_{sw}}{2V_{in}/V_0} (t_{t.вкл} + t_{t.выкл}),$$

где  $P_0$  — выходная мощность;  $t_{t.вкл}$ ,  $t_{t.выкл}$  — время включения и выключения ключа соответственно.

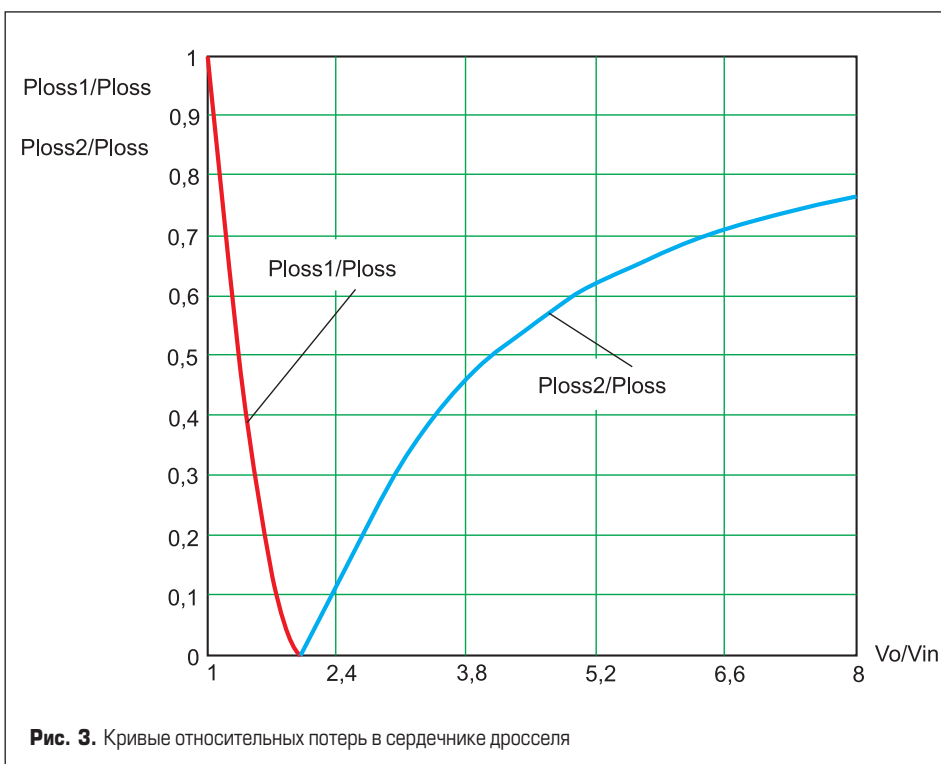


Рис. 3. Кривые относительных потерь в сердечнике дросселя

Для ТПП (режимы 1, 2)

$$P_{sw1,2} = \frac{P_0 f_{sw}}{4V_{in}/V_0} (t_{t,вкл} + t_{t,выкл}).$$

Можно видеть, что общие потери на переключение в ТПП составляют половину таких же потерь в ВС.

**Потери проводимости в диоде**

Применим обычную аппроксимацию V-I-характеристики диода, приняв следующие обозначения:  $V_{пор}$  — пороговое напряжение, соответствующее началу возрастания тока через диод;  $r_D$  — сопротивление, соответствующее наклону характеристики, когда диод проводит ток.

Для ВС

$$P_D = (I_L V_{пор} + I_L^2 r_D) / (V_{in}/V_0).$$

Для ТПП (режимы 1, 2) потери в двух диодах:

$$P_{D1,2} = 2(I_L V_{пор1,2} + I_L^2 r_{D1,2}) / (V_{in}/V_0).$$

Потери в диодах ТПП вовсе не возрастают в два раза по сравнению с потерями в ВС, как это может показаться на первый взгляд из двух последних выражений. Причина заключается в том, что диод в ВС должен выбираться с допустимым напряжением, в два раза превышающим аналогичное напряжение диодов в ТПП.

**Малосигнальная модель ТПП**

Синтез динамических свойств системы с обратной связью, в которой ТПП является основным узлом, производился с использованием малосигнальной усредненной модели и классическим аппаратом частотного анализа. Для двух режимов ТПП его малосигнальная модель записывается следующим образом:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= -\frac{A}{2L} v_{c1} - \frac{A}{2L} v_{c2} + \frac{1}{L} v_{in}, \\ \frac{dv_{c1}}{dt} &= \frac{A}{2C} i_L - \frac{1}{CR} v_{c1} - \frac{1}{CR} v_{c2}, \\ \frac{dv_{c2}}{dt} &= \frac{A}{2C} i_L - \frac{1}{CR} v_{c1} - \frac{1}{CR} v_{c2}, \end{aligned} \quad (17)$$

где  $C = C_1 = C_2$ ;  $A = 2 - d$  (режим 1);  $A = 1 - d$  (режим 2);  $d$  — коэффициент заполнения импульсов в усредненной модели.

Из системы (17) получается непрерывная линейная модель ТПП. На рис. 4 приведена эквивалентная схема, полученная из линейной модели. Эта схема может быть применена для моделирования с различными компьютерными программами. На рис. 4 обозначено:

$$A = 2 - D_1 \text{ (режим 1) и } A = 1 - D_2 \text{ (режим 2).}$$

**Запуск ТПП**

Процесс запуска зависит от рабочего режима (1 или 2) и реальных рабочих условий

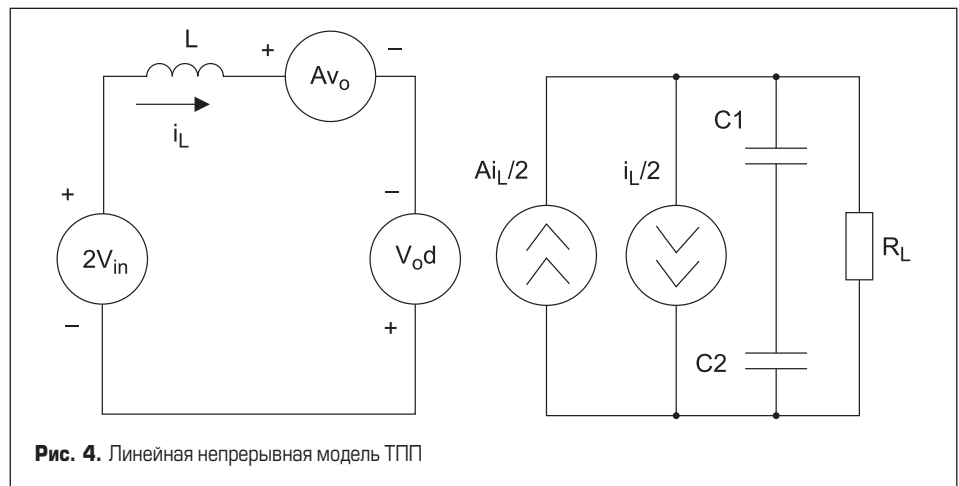


Рис. 4. Линейная непрерывная модель ТПП

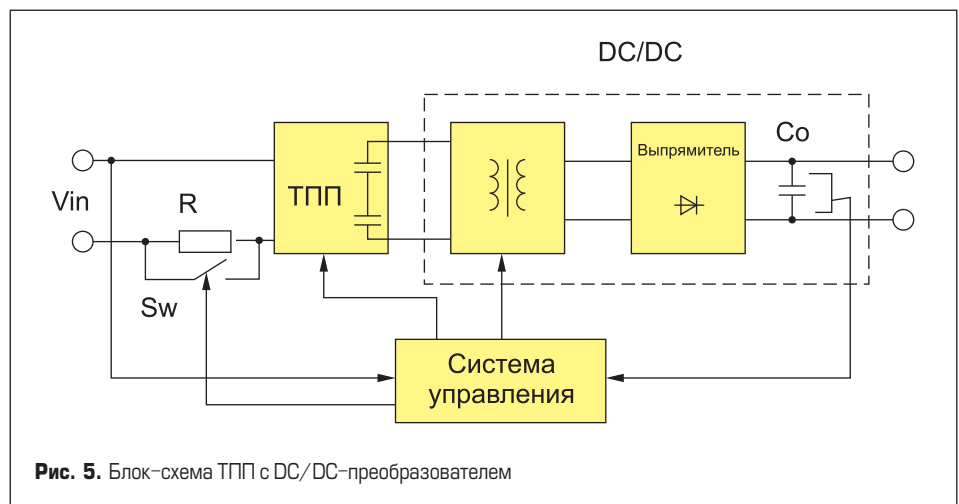


Рис. 5. Блок-схема ТПП с DC/DC-преобразователем

в конкретной разработке. В частности, важно знать характер нагрузки, подключенной к выходу ТПП, и значения входного и выходного напряжений.

Процесс запуска проводится в несколько этапов. Сначала происходит заряд входных конденсаторов до напряжения  $V_{in}$ . Последующие этапы запуска проводятся в соответствии с требованиями, предъявляемыми к ТПП. Рассмотрим конкретные случаи.

- Процесс запуска в режиме 1, при котором напряжение  $V_{in}$  составляет несколько киловольт.

Обычно при таком применении за ТПП следует DC/DC-преобразователь с трансформаторной гальванической развязкой, понижающий напряжение на выходе (как правило, до нескольких сотен вольт). DC/DC-преобразователь, помимо трансформатора, состоит из каскада на высоковольтных ключах, выходного выпрямителя и емкостного фильтра. На рис. 5 показана блок-схема такого преобразователя вместе с ТПП.

После начального заряда конденсаторов C1, C2 ключ  $S_W$  переходит в проводящее состояние и шунтирует токоограничительный резистор  $R_{st}$ . На следующем этапе напряжение на выходных конденсаторах возрастает в результате плавного нарастания длительности управляющих импульсов ключей DC/DC-преобразователя. Процесс запуска и все дальнейшие действия, управ-

ляющие силовыми ключами ТПП и DC/DC-преобразователя, выполняются цифровым контроллером. На рис. 6 показан процесс запуска. Ключи DC/DC-преобразователя начинают работать в режиме ШИМ, коэффициенты заполнения его ключей плавно увеличиваются от нуля. Скорость нарастания зависит от входного напряжения  $V_{in}$ .

Чем выше  $V_{in}$ , тем меньше должна быть скорость нарастания коэффициента заполнения, для того чтобы предотвращалось протекание больших токов через ключи. Выходное напряжение  $V_0$  возрастает и в определенный момент достигает заданного значения, и сразу же ключи DC/DC-преобразователя выключаются.

После короткой паузы коэффициенты заполнения ключей обеих ступеней начинают возрастать, причем скорости их изменения различны. Теперь скорость изменения коэффициента заполнения ТПП ключей обратно пропорциональна  $V_{in}$ . Это позволяет получить меньшие значения токов, причем как в ТПП, так и в инверторе DC/DC-преобразователя.

Когда  $V_0$  приближается к заданному значению (например, к 600 В), обратная связь регулятора начинает процесс стабилизации, при котором используется пониженное опорное напряжение. Оно постепенно возрастает до величины, соответствующей номинальному заданному напряжению  $V_0$ . Мощность, рассеиваемая на ключах, а также температура

на кристаллах остаются внутри допустимых пределов в течение процесса запуска. Это особенно важно для ключей инвертора.

- Запуск ТПП, работающего в режиме 2.

На рис. 7 показана нагрузка ТПП в виде нескольких трехфазных инверторов. После того как подключится входное напряжение  $V_{in}$  и закончится процесс заряда выходных конденсаторов ТПП через резистор  $R_{st}$ , ключ  $S_w$  замкнется и преобразователь будет готов к продолжению процесса запуска. В этот момент ключи трехфазных инверторов выключены. Далее процесс запуска происходит в две ступени. В течение первой длительность импульсов управления растет плавно и ключи ТПП работают в режиме 1. После некоторой паузы работа продолжится в режиме 2 с дальнейшим плавным возрастанием перекрытия ключей. На рис. 8 показаны импульсы при запуске в режимах 1 и 2. Контроллер управления устанавливает скорость возрастания коэффициента заполнения таким образом, чтобы в наилучших условиях работы оказались ключи и дроссель ТПП.

Описанный выше алгоритм позволяет достичь выходного значения ТПП, во много раз превышающего входное напряжение  $V_{in}$ . Подключение цепи происходит тогда, когда выходное напряжение приближается к заданному. Затем опорное напряжение регулятора постепенно возрастает до номинального значения за определенный интервал времени. Работа асинхронных двигателей, подключенных к инверторам, начинается только после окончания процесса запуска.

### Моделирование

Рассматривалось два применения ТПП в режимах 1 и 2. В первом случае входное напряжение  $V_{in}$  составляет несколько киловольт, а нагрузкой ТПП является нерегулируемый DC/DC-преобразователь. Во втором — выходное напряжение в несколько раз выше, чем входное.

- Режим 1

На рис. 9 показана линейная непрерывная модель ТПП, применяемая в режиме 1. В нее включены две входные индуктивности ( $RL$  и  $RL1$ ), а также небольшая емкость ( $CF$ ), необходимая для фильтрации высокочастотного шума от входного источника напряжения. Небольшие сопротивления  $R1$  и  $R2$  требуются для устойчивой работы модели. А разрядные для выходных конденсаторов сопротивления  $Rdch1$  и  $Rdch2$  нужны для работы в реальной схеме. Нагрузкой ТПП является DC/DC-преобразователь (рис. 5), моделируемый как блок Trans DC-DC.

На рис. 10 представлена модель ТПП с разомкнутым контуром управления. Она используется для получения частотных характеристик (Bode plot) передаточной функции «управление — выход». Модель содержит блок нагрузки (Load) и еще несколько блоков, требующихся для работы преобразователя. Блоки  $K_{us}$  и  $K_{is}$  показывают объединенные коэффициенты передачи датчиков и масштабирующих усилителей.

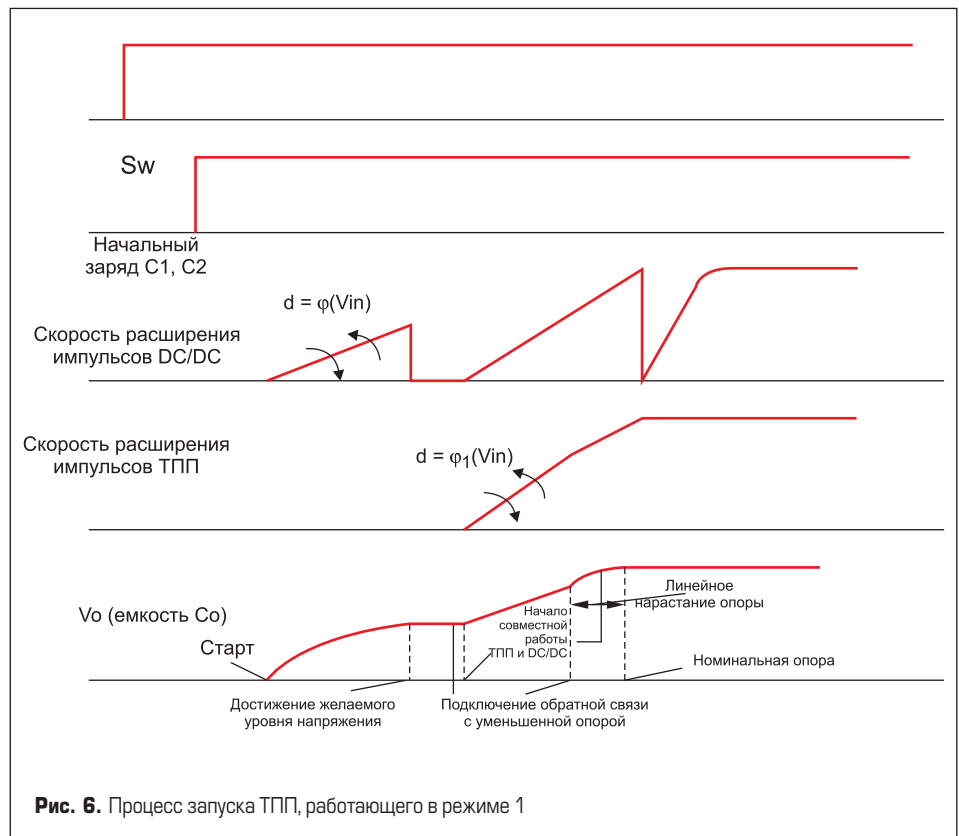


Рис. 6. Процесс запуска ТПП, работающего в режиме 1

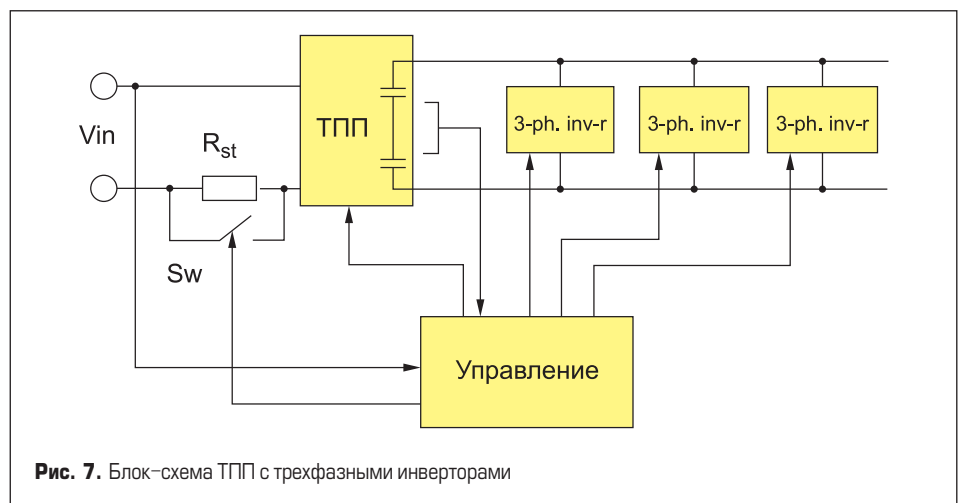


Рис. 7. Блок-схема ТПП с трехфазными инверторами

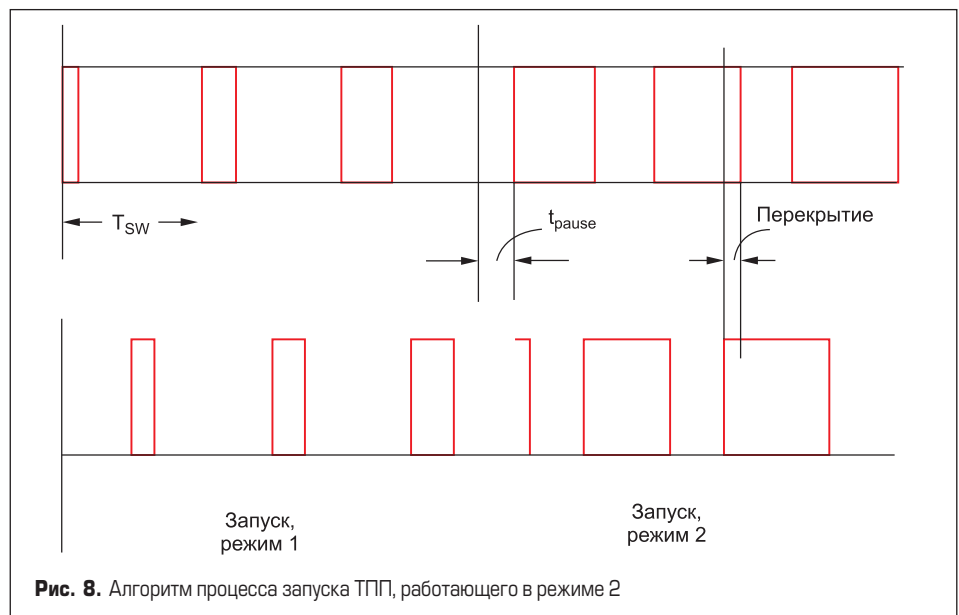


Рис. 8. Алгоритм процесса запуска ТПП, работающего в режиме 2

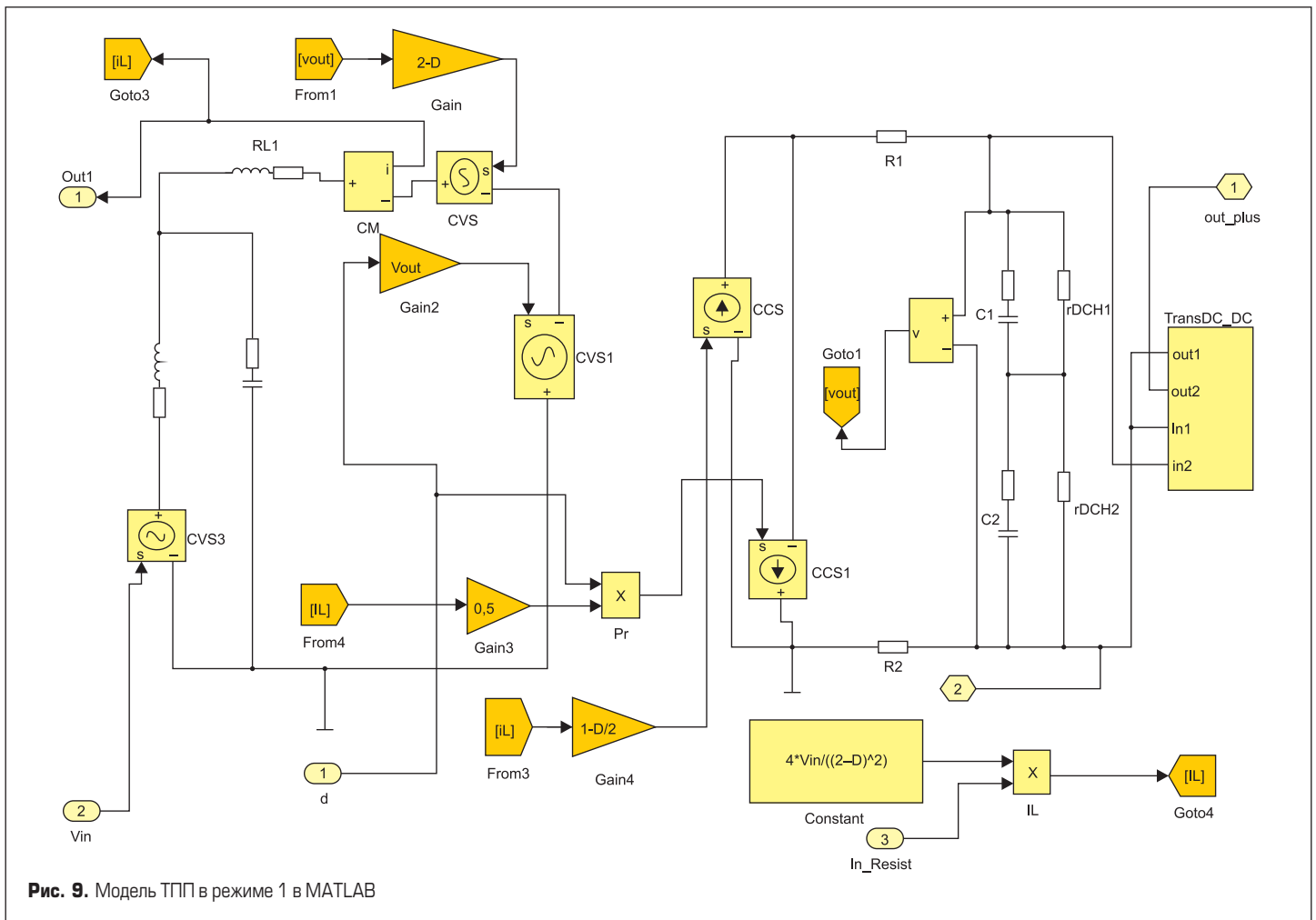


Рис. 9. Модель ТПП в режиме 1 в MATLAB

Блоки Fu1, Fu2, а также Fi1, Fi2 — фильтры сигналов выходного напряжения и тока дросселя, которые поступают в каналы АЦП. Кроме того, в модель включен блок AnalPI, содержащий коэффициенты ПИД-регулятора. Они рассчитываются из диаграммы Боде, построенной с помощью инструмента Siso Design Tool в MATLAB. Требуемые коэффициенты определяются следующим образом [7]:

$$\begin{aligned} K_p &= K(T_{z1} + T_{z2}), \\ T_I &= 1/K_I = T_{z1} + T_{z2}, \\ T_D &= T_{z1}T_{z2}/(T_{z1} + T_{z2}), \end{aligned} \quad (18)$$

где  $K_p$ ,  $T_I$ ,  $T_D$  — коэффициенты ПИД-регулятора, которые требуется определить;  $K$ ,  $T_{z1}$ ,  $T_{z2}$  — коэффициент усиления и постоянные времени числителя соответственно передаточной функции звена коррекции:

$$C(s) = K(T_{z1} + 1)(T_{z2} + 1)/s. \quad (19)$$

Звено коррекции (19) было определено с помощью Siso Design Tool сначала при разомкнутом контуре тока (блоки Kis, Fi1, Fi2). Затем коэффициент усиления по току был увеличен до значения 0,1 (рис. 10). Замена непрерывного звена коррекции на дискретное выполнено заменой оператора  $s$  (метод Tustin).

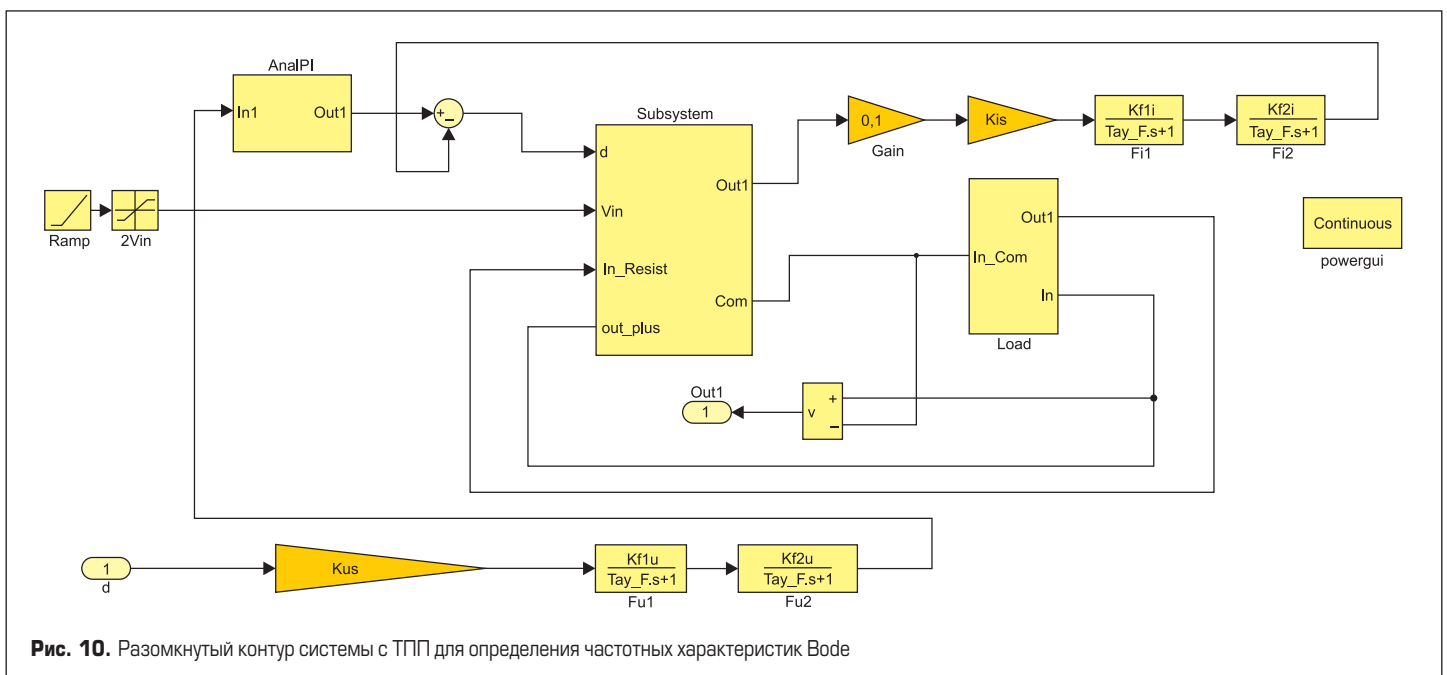


Рис. 10. Разомкнутый контур системы с ТПП для определения частотных характеристик Боде

На рис. 11 показан переходный процесс, полученный при моделировании на выходе DC/DC-преобразователя.

• Режим 2

Основное отличие от предыдущей процедуры моделирования заключается в том, что линейная непрерывная модель ТПП должна соответствовать режиму 2 (см. рис. 4,  $A = 1 - D_2$ ). После формирования аналоговой линейной модели, включающей в себя коэффициенты датчиков и масштабирующих усилителей, с применением MATLAB выбирается передаточная функция звена коррекции контура по напряжению. С использованием выражений (18) определяются коэффициенты ПИД-регулятора. Далее подключается токовый контур и с помощью Siso Design Tool устанавливается его коэффициент передачи. Заменяя аналоговый ПИД-регулятор на дискретный, после замыкания контура по напряжению можно наблюдать переходные процессы.

**Экспериментальные результаты**

Лабораторные макеты были выполнены для различного использования ТПП. Первый макет работал с входным напряжением DC, изменяющимся от 2200 до 4000 В, обеспечивая на выходе примерно 90 кВт, при выходном напряжении 4100 В. Этот макет работал в режиме 1, т. е. без перекрытия ключей. Нагрузкой служил нерегулируемый резонансный DC/DC-преобразователь. Выходное напряжение этого преобразователя удерживается на уровне 610 В с помощью ключей ТПП. На рис. 12 показан переходный процесс на выходе DC/DC-преобразователя после скачка нагрузки от холостого хода до 90 кВт. КПД всего устройства, включающего ТПП, DC/DC-преобразователь и выходные трехфазные инверторы, составил 91%.

Второй макет работал при входных напряжениях постоянного тока от 50 до 150 В. На выходе ступени ТПП выходное напряжение постоянного тока составляет 400 В, а выходная мощность равна 3 кВт. Работа происходит с перекрытием ключей (режим 2). Трехфазный инвертор с частотным управлением работает на асинхронные двигатели. На рис. 13 представлен процесс запуска ТПП при входном напряжении 100 В, а на рис. 14 приведена зависимость КПД от входного напряжения при различных нагрузках. КПД обычного повышающего преобразователя при этих же условиях был ниже на 1–3%.

На рис. 15 показан работающий в режиме 2 макет ТПП, нагруженный на трехфазные инверторы. Системы управления обоих макетов выполнены на основе DSP TMS320F2809. Каждый DSP осуществляет ШИМ-управление ключей, формирует сигналы защиты, получаемые от сигналов компараторов и датчиков, выполняет обмен по RS-485 и передачу сигналов на индикаторы. DSP ведут мониторинг текущего состояния системы и обеспечивают различные режимы испытаний и сервиса через связь с компьютером.

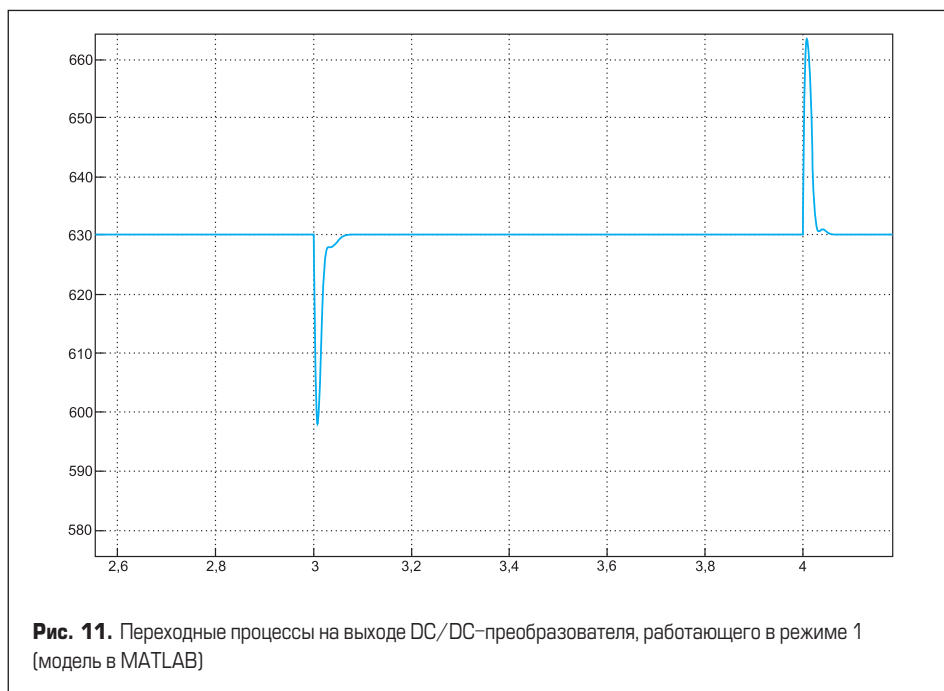


Рис. 11. Переходные процессы на выходе DC/DC-преобразователя, работающего в режиме 1 (модель в MATLAB)

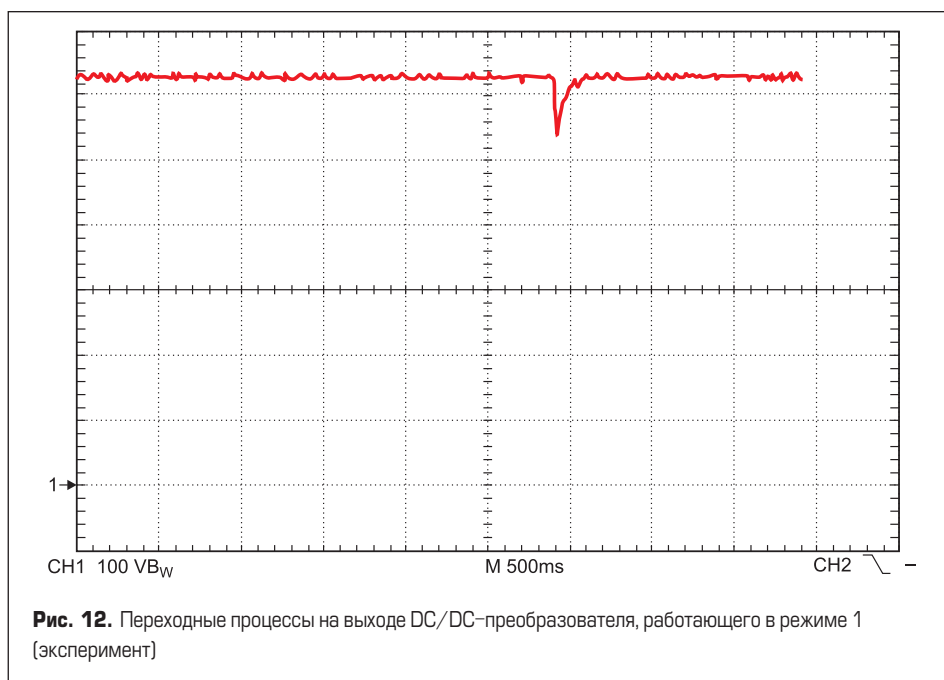


Рис. 12. Переходные процессы на выходе DC/DC-преобразователя, работающего в режиме 1 (эксперимент)

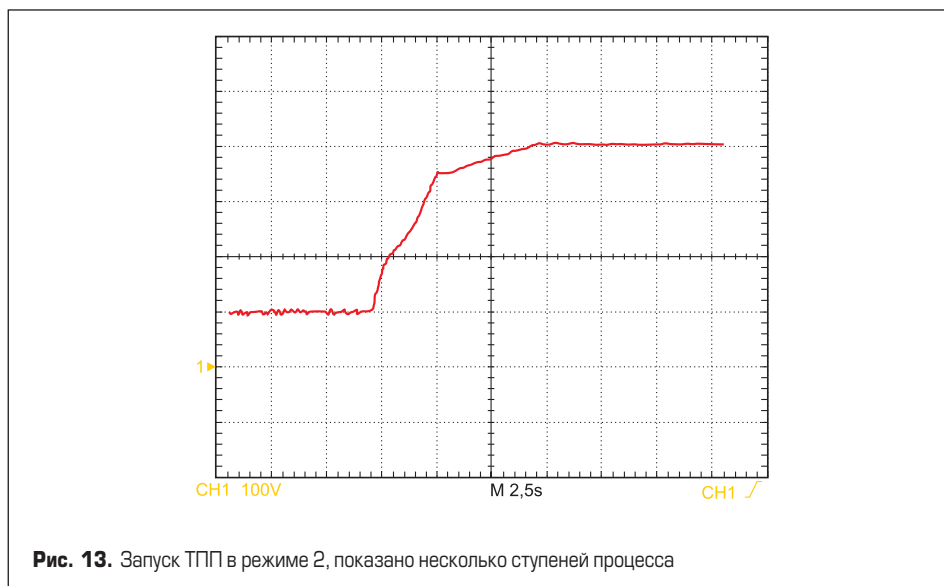


Рис. 13. Запуск ТПП в режиме 2, показано несколько ступеней процесса

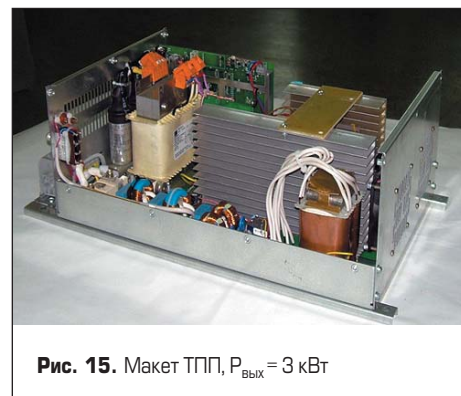
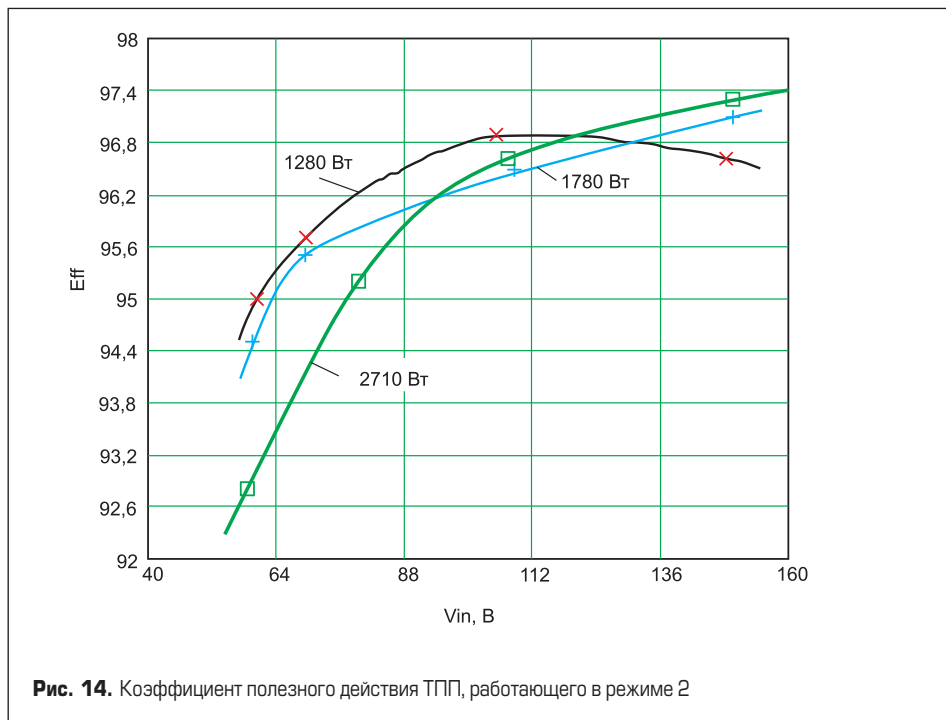


Рис. 15. Макет ТПП, P<sub>вых</sub> = 3 кВт

PWM rectifier system with low effects on the mains: 6<sup>th</sup> International Conference on Power // Electronics and Motion Control, 1990.

3. Single-Phase three-level boost power factor correction converter / M. T. Zhang, Y. Yiang, F. C. Lee, M. M. Jovanovich // Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. APEC, 1995.
4. Using the Multilevel Imbricated Cells topologies in the design of low-power power-factor-corrector converters / F. Forest, T. A. Meynard, S. Faucher, F. Pichardeau, J.-J. Huselstein, C. Joubert // IEEE Trans. on Power Electronics. 2005, V. 52, №. 1.
5. Deblecrer O., Moretti A., Vallee F. Comparative Analysis of two zero-current switching isolated DC-DC converters for auxiliary railway supply // International Symposium on Power Electronics. — SPEEDAM, 2008.
6. A Novel Single-Switch Cascaded DC-DC Converter of Boost and Buck-Boost converters / J. Fu, B. Zhang, D. Qiu, W. Xiao // EPE'14 ECCE Europe.
7. Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. — М.: Техносфера, 2011.

**Выводы**

В статье представлен анализ работы ТПП в двух режимах и показаны его значительные преимущества по сравнению с традиционным ВС. Размеры дросселя и потери в нем лучше, чем те же характеристики в дросселе обычного ВС. Определены малосигнальные модели ТПП для обоих режимов. Показана методика построения цепей обратной связи и исследованы главные особенности процессов запуска в двух режимах. Приведены результаты

экспериментов, проведенных с использованием двух макетов.

**Литература**

1. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания / Пер. с англ. под ред. Л. Е. Смольникова. — М.: Энергоатомиздат, 1988.
2. Kolar J. W., Ertl H., Zach F. C. Realization Considerations for unidirectional three-phase