

Энергетические и динамические показатели

модульного DC/DC-конвертера

В статье рассмотрены энергетические показатели автономного преобразователя, критерии оценивания качества потребляемой электроэнергии и распределенные системы электропитания. Для связи между разными уровнями и шинами вышеуказанных систем электропитания используются DC/DC-конвертеры в виде модульных преобразователей DAB. Исследуются установившиеся и переходные режимы DAB. Формируются упрощенные динамические модели DAB и отдельных его модулей для анализа систем управления по усредненной (линеаризованной) составляющей постоянного тока.

Роберт Шульга, к. т. н.

Илья Добкин, к. т. н.

Бурный рост преобразовательной техники на основе использования MOSFET- и IGBT-транзисторов, применение вместо кремния приборов на основе карбида кремния и нитрида галлия повысили рабочие частоты преобразования до 100 кГц, что позволило существенно увеличить качество и надежность работы преобразователей при значительном снижении их массогабаритных показателей. Повышение качества работы стало возможным благодаря совершенствованию топологии и схемотехники, что привело к созданию сетей постоянного тока, связанных с помощью DC/DC-конвертеров типа DAB (Dual Active Bridge).

Цель статьи — проанализировать энергетические показатели мостовых преобразователей DAB, а также их модели применительно к установившимся и переходным режимам. В литературе [1–5] приведены данные по приборам, преобразователям и их энергетические показатели. В [6] дана ссылка на схемы модульных DAB, последующая многочисленная литература используется для анализа топологии и моделей преобразователей в установившихся

и переходных режимах и подтверждает актуальность изучения энергетики и динамики DAB.

Энергетические показатели автономного преобразователя

Преобразователь с принудительной коммутацией ПН может быть представлен как источник переменного напряжения, где амплитуда, фаза и частота могут управляться независимо друг от друга. В установившемся режиме векторы напряжений и токов могут быть представлены в виде векторной диаграммы (рис. 1) [15].

Напряжение на входе ПН равно:

$$U_{v(1)} = m_{\text{шим}} \times \frac{U_d}{2 \sin(\omega t + \theta)}, \quad (1)$$

где $m_{\text{шим}}$ — коэффициент модуляции; U_d — напряжение выхода ПН; ω — круговая частота; θ — фаза напряжения.

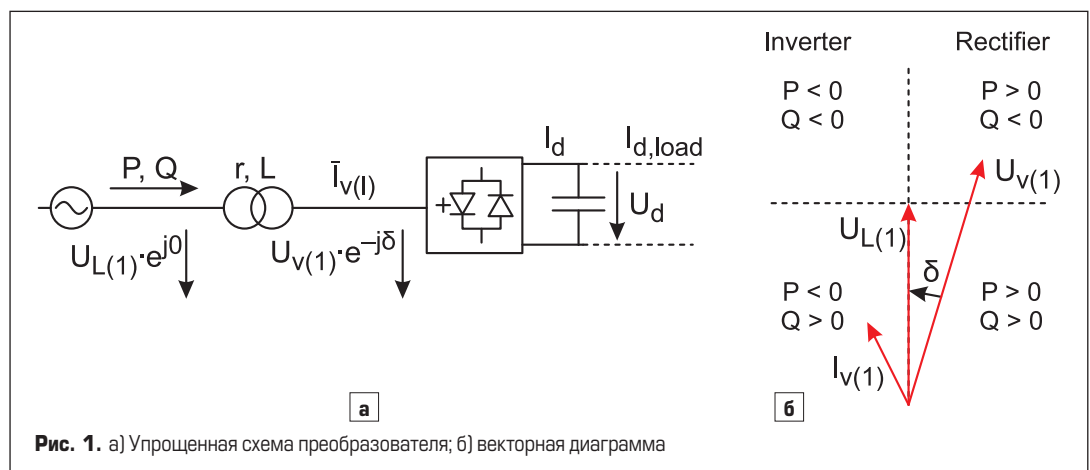


Рис. 1. а) Упрощенная схема преобразователя; б) векторная диаграмма

Полная мощность ПН в точке связи с сетью может быть определена как:

$$\bar{S} = P + jQ = \bar{U}_{L(1)} \bar{I}_{v(1)}^* \quad (2)$$

Энергетические показатели преобразователей напряжения (ПН) достаточно освещены в [1, 2]. Применение ПН и преобразователей тока (ПТ) рассмотрено в [3–5], а их реализации приведена в [6–8].

Пренебрегая потерями в трансформаторе (реакторе), запишем выражения для вычисления активной и реактивной мощности преобразователя:

$$P = \frac{U_{L(1)} U_{v(1)}}{\omega L} \sin \delta, \quad Q = \frac{U_{L(1)} (U_{L(1)} - U_{v(1)} \cos \delta)}{\omega L} \quad (3)$$

где δ — угол между напряжением системы U_L и напряжением преобразователя U_v .

При $\delta > 0$ ПН потребляет активную мощность, при $\delta < 0$ — выдает. Векторная диаграмма, приведенная на рис. 16, показывает, как активная и реактивная мощность зависят от угла и амплитуды напряжения преобразователя, если принять, что напряжение сети неизменно.

Активную мощность преобразователя регулируют главным образом изменением угла δ . Реактивная мощность в основном определяется разницей амплитуд напряжения системы U_L и напряжения преобразователя U_v .

Полная мощность зависит от напряжения сети и тока преобразователя:

$$P^2 + Q^2 = (U_{L(1)} I_{v(1)})^2 \quad (4)$$

Объединение уравнений (3) и (4) дает также следующие P - Q -соотношения:

$$P^2 + \left(Q - \frac{U_{L(1)}^2}{\omega L} \right)^2 = \left(\frac{U_{L(1)} U_{v(1)}}{\omega L} \right)^2 \quad (5)$$

Уравнение (5) определяет рабочую область преобразователя с принудительной коммутацией, которая приведена на рис. 2. При снижении напряжения системы рабочая область уменьшается.

Ограничение по реактивной мощности вытекает из (5). Если напряжение системы уменьшается, то предел по реактивной мощности увеличивается. Диапазон изменения реактивной мощности зависит от величины активной мощности преобразователя и относится только к основной сетевой гармонике. Наряду с вышеуказанными составляющими мощности преобразователь характеризуется мощностью искажений T от воздействия высших гармоник.

Критерии оценки качества потребляемой электроэнергии

Количественными характеристиками формы потребляемого тока являются: коэффициент мощности, коэффициент гармоник, коэффициент искажения, коэффициент фор-

мы, коэффициент амплитуды. Коэффициент мощности — это отношение активной мощности при несинусоидальных токах к полной мощности и обозначается как K_M .

Коэффициент мощности определяется по формуле (6), где K_M — коэффициент мощности; U — действующее значение напряжения; I — действующее значение тока; i — мгновенное значение тока; u — мгновенное значение напряжения; P — активная (полезная) мощность). При идеальной синусоиде $K_M = 1$.

$$K_M = \frac{P}{UI} = \frac{\int_0^T u i dt}{\sqrt{\int_0^T u^2 dt} \sqrt{\int_0^T i^2 dt}} \quad (6)$$

Коэффициент гармоник — это отношение среднеквадратичной суммы токов высших гармоник, кроме первой, к току первой гармоники и обозначается K_r . Коэффициент гармоник потребляемого тока определяется по формуле (7), где K_r — коэффициент гармоник; I_n — значение тока n -й гармоники. При идеальной синусоиде $K_r = 0\%$.

$$K_r = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} = \sqrt{\frac{I^2}{I_1^2} - 1} \quad (7)$$

Коэффициент искажения — это отношение тока первой гармоники к действующему значению тока и в данной статье обозначается K_H . Коэффициент искажения определяется по формуле (8), где K_H — коэффициент искажения; I — действующее значение тока; I_1 — значение тока первой гармоники. При идеальной синусоиде $K_H = 1$.

$$K_H = \frac{I_1}{I} \quad (8)$$

Коэффициент формы — это отношение действующего значения функции к среднему взя-

тому по абсолютному значению и обозначается K_Φ . При идеальной синусоиде $K_\Phi = 1,11$.

$$K_\Phi = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt}}{\frac{1}{T} \int_0^T |f(t)| dt} \quad (9)$$

Коэффициент амплитуды — это отношение максимального значения функции к действующему значению и обозначается K_a . При идеальной синусоиде $K_a = 1,41$.

$$K_a = \frac{f_m}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt}} \quad (10)$$

Распределенные системы электропитания

Системы электропитания постоянного тока (СЭП) делятся на централизованные и распределенные. Развитие промышленных и компьютерных сетей привело к эволюции распределенных СЭП [7].

Появились низковольтные нагрузки с напряжением на выходе 0,5–3,3 В при входных напряжениях источников питания 5–14 В. Эти источники питания размещаются непосредственно у нагрузок, не имеют гальванической развязки и имеют наибольший коэффициент мощности. Такие источники образуют низковольтную шину и в зарубежной литературе называются POL (Point Of Load).

Следующий уровень напряжения образуется на промежуточной шине, которая называется IBC (Intermediate Bus Converter). Эта шина питается от выпрямителя AC/DC с трансформатором, имеет гальваническую развязку. Входное напряжение шины IBC составляет 24–60 В, а выходное напряжение поступает на шину POL с напряжением 5–14 В.

Следующий уровень напряжения на шине IBA (Intermediate Bus Architecture) получает напряжение от корректора коэффициента мощности (ККМ) на уровне 400–420 В. ККМ,

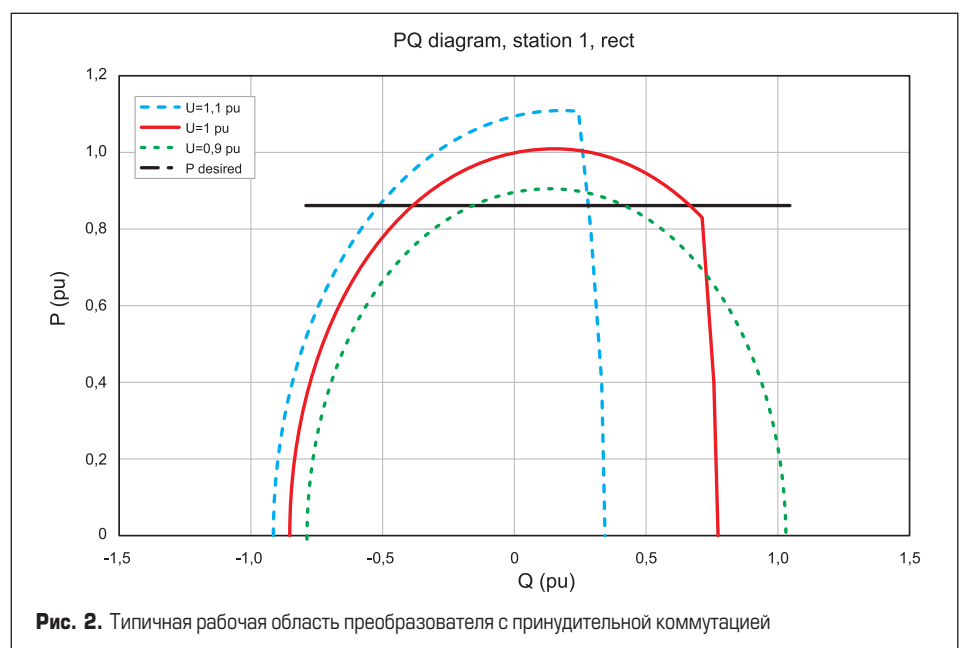


Рис. 2. Типичная рабочая область преобразователя с принудительной коммутацией

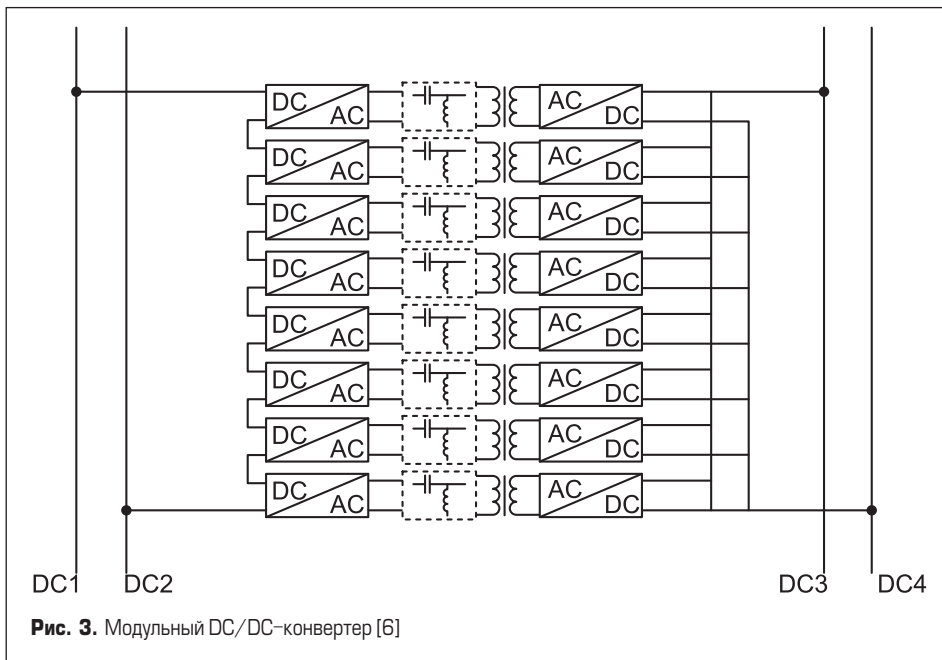


Рис. 3. Модульный DC/DC-конвертер [6]

который в зарубежной литературе обозначается как PFC (Power Factor Correction) в соответствии со стандартом IEC 555, должен приближать фазовый сдвиг между током и напряжением на входе преобразователя к нулю для формирования синусоидального потребляемого из сети тока.

Коэффициент мощности выражается в виде десятичной дроби, значение которой лежит в пределах 0–1 в соответствии с (6). Его идеальное значение — единица (для сравнения: типичный импульсный источник питания

без коррекции имеет значение коэффициента мощности около 0,65), 0,95 — хорошее значение; 0,9 — удовлетворительное; 0,8 — неудовлетворительное. Применение коррекции с помощью ККМ может увеличить коэффициент мощности устройства с 0,65 до 0,95. Вполне реальны и значения в пределах 0,97–0,99. В идеальном случае, когда коэффициент мощности равен единице, устройство потребляет из сети синусоидальный ток с нулевым фазовым сдвигом относительно напряжения (что соответствует полностью активной на-

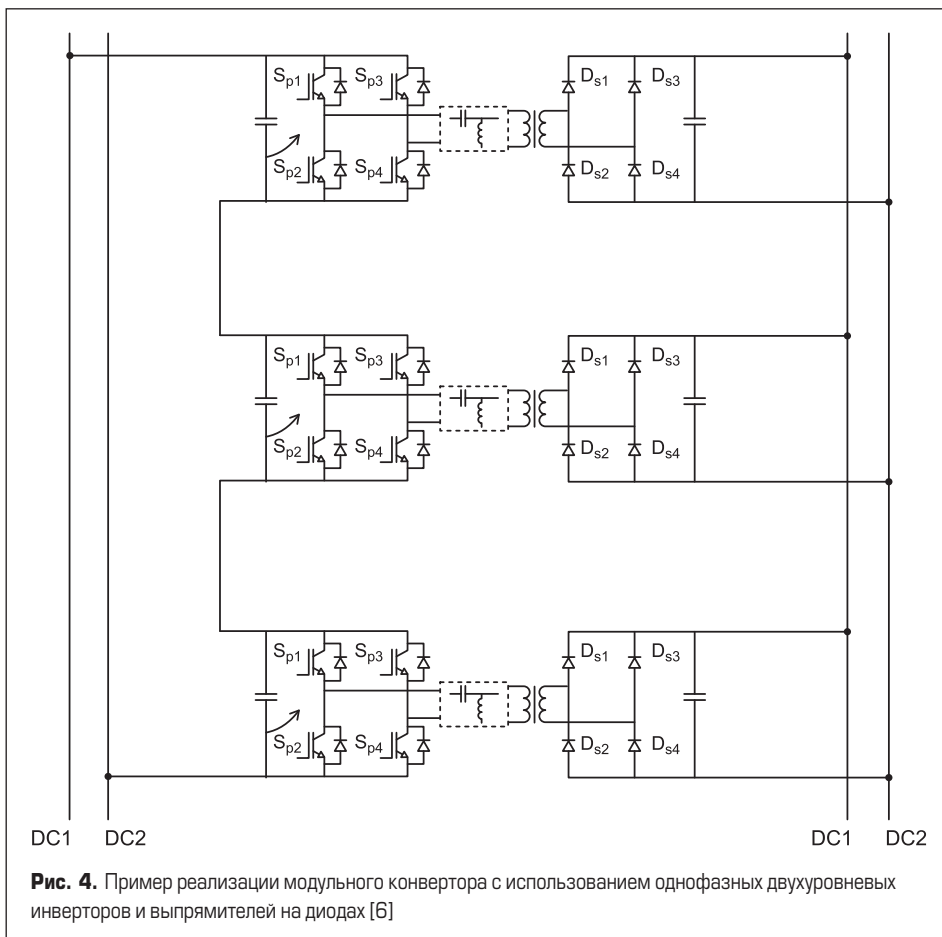


Рис. 4. Пример реализации модульного конвертера с использованием однофазных двухуровневых инверторов и выпрямителей на диодах [6]

грузке с линейной вольт-амперной характеристикой).

Наряду со сравнительно низкими распределительными напряжениями (ниже 1000 В), существуют сети средних и высоких напряжений, которые обеспечивают объединение традиционных и возобновляемых источников и нагрузок с учетом накопителей электроэнергии НЭЭ в виде аккумуляторных батарей (АБ) и водородных топливных элементов.

Связь между разными уровнями и шинами указанных сетей осуществляется с помощью DC/DC-конвертеров. Наряду с соединительными и распределительными функциями такие преобразователи начинают широко применяться в электроэнергетике, приводе транспортных устройств, бытовой технике и других схемах, особенно содержащих АБ. Для мощных преобразователей наиболее актуален модульный DC/DC-конвертер.

Модульный DC/DC-конвертер

Схема модульного DC/DC-конвертера на рис. 3 представляет аналог трансформатора, только на постоянном токе. Каждый модуль представляет последовательное соединение однофазного или трехфазного инвертора (DC/AC) и выпрямителя (AC/DC), соединенных через ВЧ-трансформатор. Работа на ВЧ вплоть до 100 кГц позволяет существенно сократить массогабаритные показатели преобразователей, особенно при использовании транзисторов на основе карбида кремния или нитрида галлия. Такой модуль в составе двух мостов называется двухмостовым преобразователем постоянного тока, или в зарубежной литературе DAB (Dual Active Bridge). Далее для таких преобразователей используем термин DUB, причем этот преобразователь может быть однофазным и трехфазным, двухуровневым или трехуровневым. В отличие от преобразователя DAB для преобразователей DC/AC малой мощности широкое распространение получила схема двухтрансформаторного мостового DC/DC-преобразователя, приведенная на рис. 5. При этом, меняя число и состав модулей, можно создать полный аналог силового трансформатора с меньшими габаритами за счет использования ВЧ, а не сетевой частоты. Стоимость такого модульного трансформатора, конечно, неизмеримо выше, чем традиционного силового трансформатора, однако он находит применение в ряде особо ответственных и специальных устройств. Модульный конвертер позволяет реализовать как повышающий, так и понижающий трансформатор с использованием разных однофазных и трехфазных, а также двух- и трехуровневых преобразователей.

На рис. 4 в виде примера показана реализация модульного конвертера с использованием однофазных двухуровневых инверторов и выпрямителей на диодах [6], что заметно удешевляет устройство, однако не защищает его от КЗ в цепях нагрузки. Наличие резонансного фильтра не обязательно при ВЧ-преобразовании.

Двухтрансформаторный мостовой преобразователь

Двухтрансформаторный мостовой DC/DC-преобразователь напряжения, выполненный на основе MOSFET-транзисторов, показан на рис. 5 и применяется для малых мощностей преобразования. Двухтрансформаторные мостовые схемы известны достаточно давно: в 1993 году был описан резонансный преобразователь напряжения с частотным управлением; в 1990-м предложен ШИМ-преобразователь, не имеющий мягкого переключения, так как в интервале паузы заперты все силовые транзисторы моста. В 2001 году впервые показан двухтрансформаторный мостовой преобразователь напряжения с «мягким» переключением. Рассмотрению двухтрансформаторного мостового преобразователя посвящена еще одна статья, где кроме обычного симметричного управления ключами (алгоритм 1), предложено несимметричное управление (алгоритм 2), при котором диагонально расположенные силовые транзисторы моста проводят ток практически сразу друг за другом, после небольшой паузы.

Особенностями симметричной работы двухтрансформаторного мостового DC/DC-преобразователя при «мягкой» коммутации транзисторов по методу фазового сдвига [8] являются:

- состояния схемы за период работы, влияние порядка коммутации транзисторов на режим их переключения;
- особенности работы и расчета трансформаторов;
- пульсации напряжения на выходе, влияние паразитных параметров компонентов;
- влияние индуктивности рассеяния обмоток трансформатора на характеристики устройства.

При анализе предполагается, что трансформаторы выполнены одинаково, их обмотки не имеют индуктивности рассеяния, транзисторы и диоды ведут себя как идеальные ключи, индуктивности намагничивания силовых трансформаторов линейны и приведены к первичным обмоткам, выходной конденсатор имеет неограниченно большую емкость. Временные диаграммы в соответствии с [8] показаны на рис. 6.

Анализ показал, что двухтрансформаторный мостовой DC/DC-преобразователь отличается от других возможных вариантов мостовых схем минимальным количеством электромагнитных компонентов, улучшенной технологичностью и пониженной стоимостью.

Пульсации выходного напряжения определяются индуктивностью намагничивания трансформатора, приведенной к вторичной обмотке ($n^2L\mu$), и активным сопротивлением схемы замещения выходного конденсатора. Выходная пульсация растет при снижении уровня выходного напряжения.

На регулировочную характеристику преобразователя напряжения оказывают влияние падения напряжений на элементах схемы

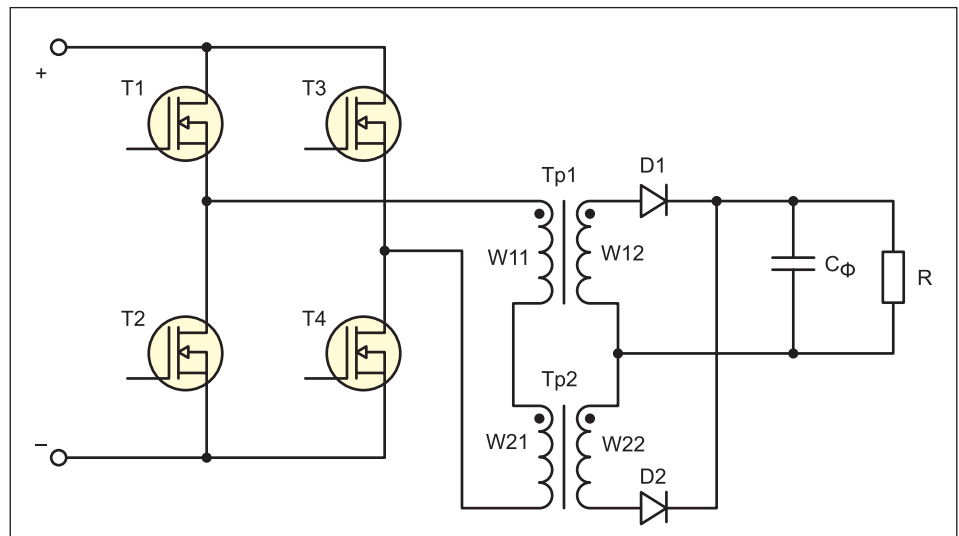


Рис. 5. Схема двухтрансформаторного мостового преобразователя

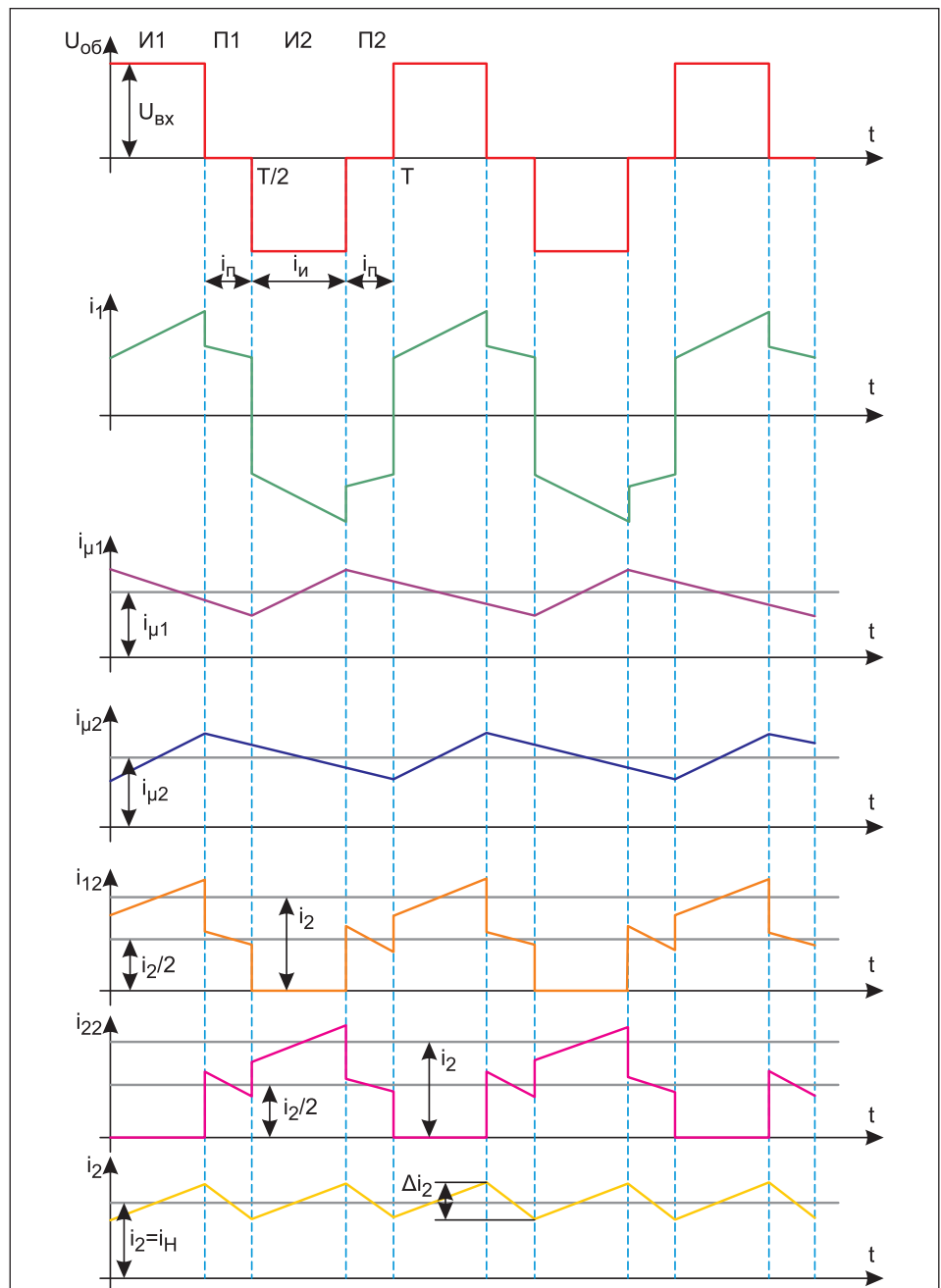


Рис. 6. Временные диаграммы токов и напряжений в схеме рис. 5 [8]

и проводниках печатной платы, индуктивность рассеяния обмоток и частота переключения, что следует учитывать при проектировании.

Расчет силового трансформатора нужно проводить с учетом постоянной и переменной составляющих индукции в сердечнике.

Топологии преобразователя и установившийся режим DAB

Передача мощности в преобразователе DAB (далее — DAB) осуществляется аналогично передаче мощности в линии передачи. Отличие заключается в форме переменного напряжения. В случае DAB напряжение не синусоидальное, а имеет форму прямоугольника.

Рассмотрим однолинейное представление процесса в схеме замещения однофазного преобразователя DAB, приведенной на рис. 7, с использованием IGBT-транзисторов.

DAB состоит из двух однофазных H-мостов, соединенных линией переменного тока. Линия переменного тока содержит разделительный/масштабирующий трансформатор и дополнительную индуктивность L . Наличие отдельной индуктивности позволяет рассматривать трансформатор идеальным, который используется только для согласования напряжений двух мостов. Управление транзисторами каждого из мостов с транзисторами S_x и \bar{S}_x — комплементарное.

Ток, текущий в линии (в рассматриваемом случае — в трансформаторе), можно записать в следующем виде:

$$I = \frac{V_{fi} - V_{f0}}{X_L}, \quad (11)$$

где принимаются обозначения: V_{fi} — напряжение на первичной стороне, $V_{fi} = |V_{fi}| < 0$, V_{f0} — напряжение на вторичной стороне, $V_{f0} = |V_{f0}| < \varphi$, X_L — импеданс линии (трансформатора).

Действующее значение прямоугольного напряжения на первичной стороне трансформатора с амплитудой V_i будет равно:

$$V_{fi} = \frac{2\sqrt{2}V_i}{\pi}. \quad (12)$$

Для вторичной стороны трансформатора:

$$V_{f0} = \frac{2\sqrt{2}V_0}{\pi}. \quad (13)$$

Выходная мощность трансформатора:

$$P_0 = \text{Re} [V_{f0} I^*] = \frac{V_{fi} V_{f0}}{\omega L} \sin \varphi = \frac{V_{fi}^2}{\omega L} d \sin \varphi, \quad (14)$$

где d — отношение напряжений или коэффициент трансформации, который равен:

$$d = \frac{V_{f0}}{V_{fi}}. \quad (15)$$

Представленную выше методику можно применить не только к однофазному, но и к трехфазному варианту исполнения преобразователя. Трехфазный вариант обладает тем преимуществом, что трансформатор,

предусмотренный для согласования первичной и вторичной стороны преобразователя, используется более эффективно.

Модель преобразователя и установившийся режим DAB

Динамические процессы, определяющие потоки мощностей, протекающие в трехфазной системе, мало отличаются от процессов, протекающих в однофазной системе, поэтому запись уравнений можно вести для однофазного варианта, представленного ниже в соответствии с обозначениями рис. 7. Методика моделирования динамических процессов в указанных преобразователях приведена в [9–18].

Можно показать, что выходное напряжение первичного моста:

$$V_{PRI}(t) = V_{IN}(t) \{S_1(t) - S_2(t)\}. \quad (16)$$

Для вторичного моста выходное напряжение равно:

$$V_{SEC}(t) = V_{OUT}(t) \{S_3(t) - S_4(t)\}, \quad (17)$$

где $S_i(t)$ — переключающие функции транзисторов.

Уравнения, описывающие динамические процессы, приведены ниже.

Напряжение V_{OUT} на выходной емкости C соответствует:

$$\frac{dV_{OUT}(t)}{dt} = \frac{i_C(t)}{C}, \quad (18)$$

$$i_C(t) = i_{DC}(t) - i_{LOAD}(t), \quad (19)$$

где $i_{DC}(t)$ — ток, поступающий от преобразовательного моста; $i_{LOAD}(t)$ — ток, отбираемый от емкости в нагрузку (для инверторного модуля — в инвертор напряжения, для выпрямительного — в звено постоянного тока).

Если значение тока нагрузки может быть легко измерено прямым или косвенным методом, то инжектированный ток $i_{DC}(t)$ зависит от состояния ключей S_3, S_4 и значения тока в индуктивности L , так что этот ток равен:

$$i_{DC}(t) = i_L(t) \{S_3(t) - S_4(t)\}. \quad (20)$$

Уравнение для напряжений трансформатора по закону Кирхгофа определяется уравнением:

$$V_{PRI}(t) - \frac{N_p}{N_s} V_{SEC}(t) - R_L i_L(t) - L \frac{di_L(t)}{dt} = 0, \quad (21)$$

где N_p, N_s — число витков в первичной и вторичной обмотках трансформатора.

Входящий в уравнение ток i_L выражается в свою очередь через переключающие функции, которые являются кусочно-линейными и затрудняют анализ.

Дальнейший анализ выполняется разложением кусочно-линейных функций в ряд Фурье с конечным числом гармоник в разложении для того, чтобы обеспечить необходимую точность.

Для кусочно-линейных функций аппроксимация рядами Фурье хорошо известна [18] и может быть записана в виде:

$$S_i(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin([2n+1]\{\omega_s t - \alpha_i\})}{[2n+1]}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, \quad (22)$$

где ω_s — круговая частота первой гармоники сигнала функции коммутации; α_i — фаза сигнала коммутации i -го ключа.

Оба моста DAB содержат по четыре плеча, поэтому необходимо определить функции коммутации для этих плеч.

Упрощение анализа выполняется с учетом допущений:

- поскольку в передаче мощности важна разность фаз, а не абсолютная фаза, положим значение фазы для S_1 равной нулю, задавая угол $\alpha_1 = 0$;
- DAB использует модуляцию типа PSSW (Phase Shifted Square Wave), для которой характерен сдвиг фаз между парами S_1-S_2 и S_3-S_4 , равный π . Сдвиг фаз между первичным и вторичным мостами обозначен как угол δ .

Тогда выражения для функций коммутации имеют вид:

$$\begin{aligned} S_1(t) &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin([2n+1]\{\omega_s t\})}{[2n+1]}, \\ S_2(t) &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin([2n+1]\{\omega_s t - \pi\})}{[2n+1]}, \\ S_3(t) &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin([2n+1]\{\omega_s t - \delta\})}{[2n+1]}, \\ S_4(t) &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin([2n+1]\{\omega_s t - \pi - \delta\})}{[2n+1]}. \end{aligned} \quad (23)$$

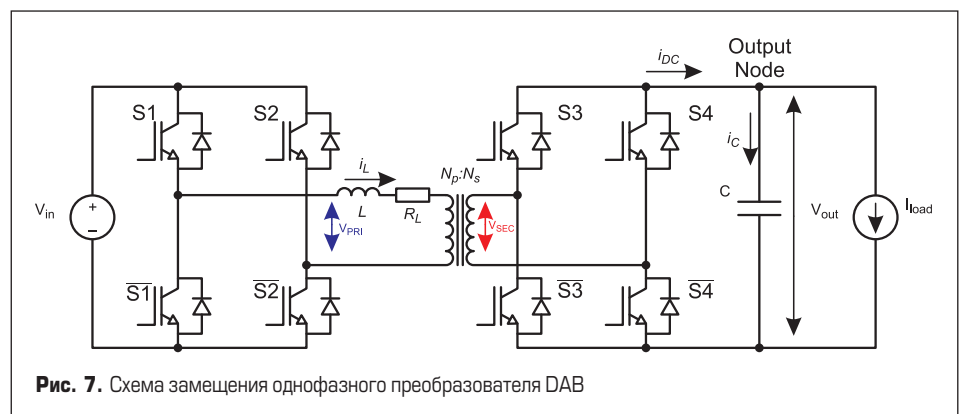


Рис. 7. Схема замещения однофазного преобразователя DAB

С одной стороны, большое количество членов разложения увеличивает точность, но, с другой стороны, заметно усложняет вычисления, что заставляет ограничить число членов разложения с обеспечением допустимой точности вычисления.

Количество членов разложения можно вычислить на основе сравнения вычислений мощности, передаваемой через DAB. В [21] было получено выражение для мощности, передаваемой в преобразователе:

$$P = \frac{N_p V_{IN} V_{OUT} \delta (\pi - |\delta|)}{N_s \omega_s L \pi} \quad (24)$$

С другой стороны, хорошо известно выражение для передачи мощности в линии с гармоническими источниками напряжений:

$$P_h = \frac{V_1 V_2 \sin \delta}{\omega L} \quad (25)$$

Из (25) с учетом (23) в виде суммы мощностей по N гармоническим составляющим получают:

$$P_{SEC} = \frac{8}{\pi^2} V_{IN} V_{OUT} \frac{N_p}{N_s} \times \sum_{n=0}^N \left\{ \frac{1}{[2n+1]^3} \frac{\sin([2n+1]\delta)}{\omega_s L} \right\} \quad (26)$$

При вариации значения N и вычисляя ошибку как разность P в (25) и P_{SEC} в (26), отнесенную к P , можно определить необходимое число гармоник, нужных для обеспечения заданной точности.

В таблице приведены результаты расчета ошибки в зависимости от числа гармоник, участвующих в разложении.

Задаваясь максимальным значением ошибки не более 0,1%, находят необходимое число высших гармонических составляющих N равным 3.

Опуская промежуточные формулы, с учетом (22) можно получить выражение для тока индуктивности в виде:

$$i_L(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{1}{[2n+1]} \times \left\{ \frac{V_{IN}}{Z[n]} \sin([2n+1]\omega_s t - \varphi_Z[n]) - \frac{V_{OUT}}{Z[n]} \frac{N_p}{N_s} \sin([2n+1](\omega_s t - \delta) - \varphi_Z[n]) \right\}, \quad (27)$$

где комплексное сопротивление трансформатора определяется составляющими:

$$|Z[n]| = \sqrt{R_L^2 + ([2n+1]\omega_s L)^2} \text{ — модуль импеданса для } n\text{-гармоники,}$$

$$\varphi_Z[n] = \arctg\left(\frac{[2n+1]\omega_s L}{R_L}\right) \text{ — фаза тока для } n\text{-гармоники.}$$

Соответственно, ток $i_{DC}(t)$, исходя из (19), равен:

$$i_{DC}(t) = -i_{LOAD}(t) + i_{DC}(t) = -i_{LOAD}(t) + i_L \frac{N_p}{N_s} \{S_3(t) - S_4(t)\}. \quad (28)$$

Ток емкости, исходя из (19), равен:

$$i_C(t) = -i_{LOAD}(t) + \left\{ \frac{4}{\pi} \frac{N_p}{N_s} \sum_{m=0}^N \frac{1}{[2m+1]} \times \left[\frac{V_{IN}}{Z[m]} \sin([2m+1]\omega_s t - \varphi_Z[m]) - \frac{V_{OUT}}{Z[m]} \frac{N_p}{N_s} \sin([2m+1](\omega_s t - \delta) - \varphi_Z[m]) \right] \right\} \times \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{\sin([2n+1](\omega_s t - \delta))}{[2n+1]} \quad (29)$$

Опуская промежуточные вычисления, можно получить формулу для тока $i_C(t)$ в виде:

$$i_C(t) = -i_{LOAD}(t) + \frac{8}{\pi^2} \frac{N_p}{N_s} \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N \frac{1}{[2n+1][2m+1]} \times \left\{ \frac{V_{IN}}{Z[m]} (\cos[2n+1](\omega_s t - \delta) - [2m+1]\omega_s t + \varphi_Z[m]) - \cos([2n+1](\omega_s t - \delta) - [2m+1]\omega_s t - \varphi_Z[m]) - \frac{N_p V_{OUT}}{N_s Z[m]} (\cos([2n+1](\omega_s t - \delta) - [2m+1](\omega_s t - \delta) + \varphi_Z[m])) - \cos([2n+1](\omega_s t - \delta) + [2m+1](\omega_s t - \delta) - \varphi_Z[m]) \right\} = -i_{LOAD}(t) + \Lambda(m, n, \dots) \quad (30)$$

Выходное напряжение V_{OUT} имеет вид:

$$\frac{dV_{OUT}(t)}{dt} = \frac{i_C(t)}{C} = \frac{1}{C} \{-i_{LOAD}(t) + \Lambda(m, n, \dots)\}. \quad (31)$$

Таблица. Результаты расчета ошибки в зависимости от числа высших гармоник

Количество высших гармоник	Ошибка, %
0 (только 1-я гармоника)	3,131
1	-0,573
2	0,178
3	-0,070
4	0,031
5	-0,014
6	0,006

Полученное выражение для выходного напряжения в установившемся режиме было проверено сравнением его результата с результатом моделирования схемы. Ошибка между этими двумя сигналами минимальна, что подтверждает правомочность гармонической модели.

Переходный режим DAB

Стационарный режим преобразователя DAB подтвердил возможность применения гармонического анализа, что позволяет расширить эту модель для прогнозирования переходного режима преобразователя. В переходных процессах стационарное значение тока индуктивности применить невозможно. Однако с использованием классической теории цепей можно значение тока индуктивности представить суперпозицией откликов, полученных при нулевом начальном значении тока и при нулевом входном сигнале [22, 23].

Отклик тока индуктивности преобразователя DAB при нулевом входном сигнале представляет собой экспоненциальное затухание с постоянной времени, определяемой резистивно-индуктивным звеном переменного тока. Отклик при нулевом состоянии представляет собой установившийся отклик на конкретное значение на входе DAB. Таким образом, стационарный характер гармонической модели позволяет ей предсказывать реакцию при нулевом состоянии, но не реакцию при нулевом входном сигнале.

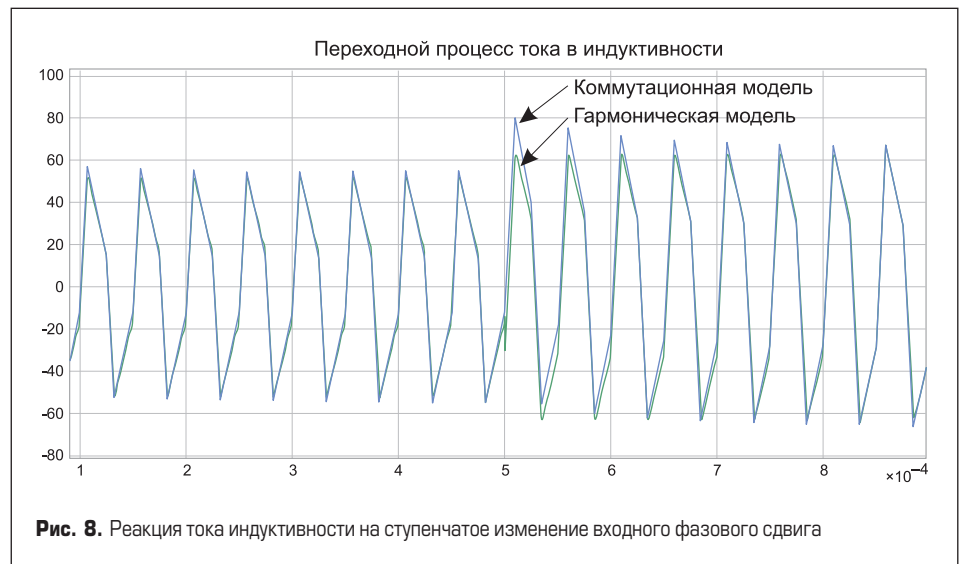


Рис. 8. Реакция тока индуктивности на ступенчатое изменение входного фазового сдвига

Выводы

На рис. 8 показана реакция тока индуктивности на ступенчатое изменение входного фазового сдвига (изменение отставания фазы с 50 до 70° эл.). Гармоническая модель немедленно переходит к новому устойчивому решению, в то время как характеристика экспоненциального затухания отклика при нулевом входе не моделируется.

Важной особенностью процесса, показанного на рис. 8, является величина экспоненциального затухания, вызванного переходной ступенькой. Как видно на рис. 8, ступенчатое изменение фазы вызывает относительно незначительное изменение величины тока сравнительно с его амплитудой.

Поскольку отклик тока индуктивности при нулевом входном сигнале относительно мал по величине, его влияние незначительно и им можно пренебречь. В результате допущение, принятое для циклического установившегося режима, также справедливо и для переходного режима. Принятое допущение позволяет использовать выражение установившегося выходного напряжения для моделирования динамического отклика преобразователя DAB.

Хотя гармоническая модель имеет приемлемую точность, она существенно нелинейна, поскольку содержит произведение параметров V_{OUT} и δ , что делает ее сложной и непригодной для проектирования линейного регулятора с обратной связью.

Для получения приемлемой модели необходимо упростить полученное выражение (31) для выходного напряжения. Упрощение состоит из двух этапов. Первый этап предполагает, что ВЧ-пульсации выходного напряжения не влияют на общую стабильность системы, которая определяется процессом переключения преобразователя, а не вызвана входным сигналом контроллера. В результате компонент пульсаций выходного напряжения можно проигнорировать для анализа систем управления, оставив только среднюю составляющую постоянного тока. Вторым этапом предполагается, что нелинейность мо-

дели может быть упрощена путем линеаризации. Это приведет к линеаризованной модели динамики выходного напряжения преобразователя DAB со средним значением постоянного тока, что позволит затем применить классические методы проектирования управления [24].

Благодаря подобному упрощению и переходу к «низкочастотному» приближению гармонической модели ВЧ-члены выражения для тока емкости (30) необходимо удалить. Это достигается за счет рассмотрения только гармонических членов, где $n = m$, поскольку это единственное условие, которое исключает первые ВЧ-члены из членов суммирования этого уравнения, а также можно удалить члены двойной частоты для условия $n = m$.

В результате упрощенная модель примет вид:

$$\frac{dV_{OUT}(t)}{dt} = \frac{-i_{LOAD}(t)}{C} + \frac{8}{\pi^2} \frac{N_p}{CN_s} \sum_{n=0}^N \frac{1}{[2n+1]^2} \times \left\{ \frac{V_{in}}{|Z[n]|} \cos([2n+1]\delta - \varphi_z[n]) - \frac{N_p V_{OUT}}{N_s |Z[n]|} \cos(\varphi_z[n]) \right\}. \quad (32)$$

Следует обратить внимание, что коэффициенты при членах V_{IN} и V_{OUT} являются зависимыми не от времени, а только от параметров схемы и номера гармоники разложения.

Правомочность линеаризации модели также была проверена путем сравнения отклика низкочастотной гармонической модели с откликом полнофункциональной модели, представленным на рис. 9. Исследования подтвердили, что, несмотря на значительное упрощение модели, основные показатели динамики выходного напряжения сохраняются. Сопоставление графиков рис. 9 подтверждает, что низкочастотная составляющая выходного напряжения достаточно точно предсказывает динамику преобразователя DAB.

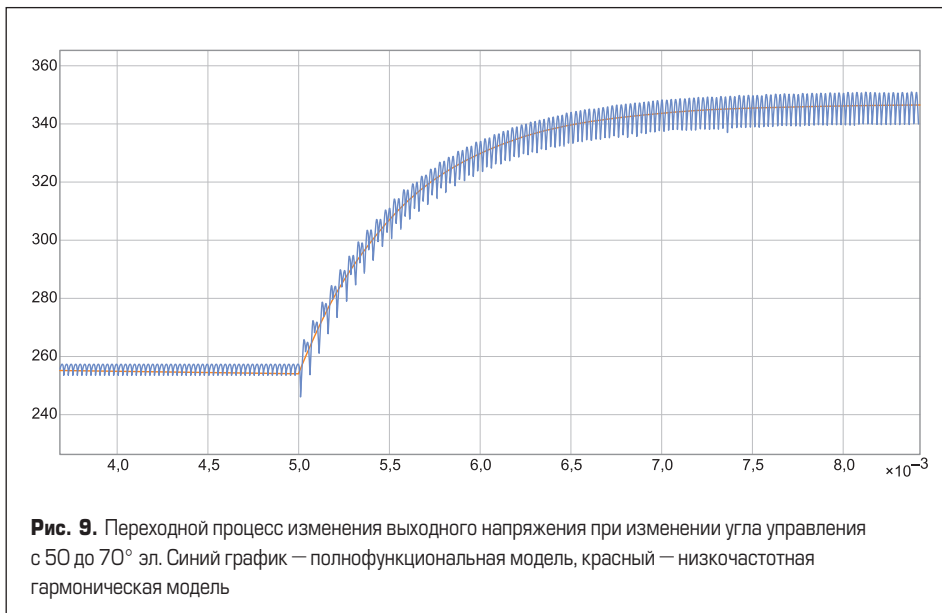


Рис. 9. Переходной процесс изменения выходного напряжения при изменении угла управления с 50 до 70° эл. Синий график — полнофункциональная модель, красный — низкочастотная гармоническая модель

Литература

Рассмотрены энергетические показатели автономного преобразователя, критерии оценивания качества потребляемой электроэнергии и распределенные системы электропитания.

Для связи между разными уровнями и шинами вышеуказанных систем электропитания используются DC/DC-конвертеры в виде модульных преобразователей DAB. Исследуются установившиеся и переходные режимы DAB.

Формируются упрощенные динамические модели DAB и отдельных его модулей для анализа систем управления по усредненной (линеаризованной) составляющей постоянного тока.

1. Шульга Р. Н. Силовые полупроводниковые приборы для электроэнергетики // Оперативное управление в электроэнергетике. 2022. № 1.
2. Шульга Р. Н. Преобразователи частоты // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022. № 1.
3. Шульга Р. Н. Преобразователи напряжения малой и большой мощности // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022. № 7.
4. Шульга Р. Н. Энергетические показатели преобразователей напряжения // Вести в электроэнергетике. 2022. № 1.
5. Шульга Р. Н. Контроллеры DC/DC-конвертеров // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022. № 6.
6. Система передачи и распределения электроэнергии. Патент RU2543516 C2, МПК H02j 3/36. Бюл. №29, 20.10.2013.
7. Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. Пер с англ. Под ред. Свинцова Е. Х. М.: Техносфера, 2011.
8. Гусев Б., Овчинников Д. Транзисторный двухфазный трансформаторный мостовой преобразователь напряжения // Силовая электроника. 2005. № 2.
9. Deng H., Oruganti R., Srinivasan D. A Simple Control Method for High-Performance UPS Inverters Through Output-Impedance Reduction // IEEE Trans. Ind. Electr. 2008. Vol. 55. Iss. 2.
10. Rongjun H., Mazumder S. K. A soft-switching scheme for an isolated dc/dc converter with pulsating dc output for a three-phase high-frequency-link pwm converter // IEEE Trans. Power Electron. 2009. Vol. 24. No. 10.
11. McGrath B. P., Holmes D. G. Analytical modelling of voltage balance dynamics for a flying capacitor multilevel converter // IEEE Trans. Power Electron. 2008. Vol. 23. No. 2.
12. Segaran D., Holmes D. G., McGrath B. P. Enhanced load step response for a bidirectional dc-dc converter. Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011.

13. Segaran D., Holmes D. G., McGrath B. P. High-performance bi-directional ac-dc converters for phev with minimised dc bus capacitance.' Proc. 37th IEEE Annual Conference on Industrial Electronics (IECON), 2011.
14. Segaran D., McGrath B. P., Holmes D. G. Adaptive dynamic control of a bi-directional dc-dc converter. Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010.
15. Segaran D., Holmes D. G., McGrath B. P. Comparative analysis of single and three-phase dual active bridge bidirectional dc-dc converters. Proc. Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 2008.
16. Segaran D., Holmes D., McGrath B. Comparative analysis of single- and three-phase dual active bridge bidirectional dc-dc converters // Aust. J. Electr. Electron. Eng. 2009. Vol. 6. No. 3.
17. Segaran D., Holmes D., McGrath B. Enhanced load step response for a bi-directional dc-dc converter // IEEE Trans. Power Electron. 2013. Vol. 28. No. 1.
18. Kunrong W., Lee F. C., Lai J. Operation principles of bi-directional full-bridge dc/dc converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability. Proc. 15th IEEE Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2000. Vol. 1.
19. Liping S., Dehong X., Min C. Dynamic modeling of a pwm plus phase-shift (pps) controlled active clamping boost to full bridge bi-directional dc/dc converter. Proc. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2006.
20. James G., Burley D., Clements D., Dyke P., Searl J. Modern Engineering Mathematics. Pearson Prentice Hall, 2007.
21. De Doncker R. W. A. A., Divan D. M., Kheraluwala M. H. A three-phase soft-switched high-power-density dc-dc converter for high-power applications // IEEE Trans. Ind. Appl. 1991. Vol. 27. No. 1.
22. Shepherd J., Morton A., Spence L. Higher Electrical Engineering, 2nd ed. Essex: Longman Scientific and Technical, 1977.
23. Sedra A. S. K.C. Microelectronic Circuits. 6th ed. New York, Oxford University Press, 2011.
24. Goodwin G., Graebe S., Salgado M. Control System Design. Prentice Hall, 2001.