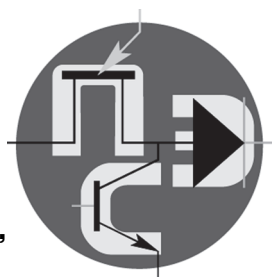


Периодический научно-технический журнал

Орган Секции “Научные проблемы
электропитания” Научного совета РАН
по комплексной проблеме “Электрофизика,
электроэнергетика и электротехника”



Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 1 (77)/2020

Главный редактор

А. В. Лукин, д. т. н., профессор, академик АЭН РФ, генеральный директор ООО “ММП-Ирбис”

Заместитель главного редактора

В. В. Крючков, к. т. н., доцент кафедры микроэлектронных электросистем МАИ

Редакционный совет

И. В. Грехов, академик РАН, д. ф.-м. н., профессор, руководитель отделения твердотельной электроники государственного учреждения “Физико-технический институт имени А. Ф. Иоффе РАН”

В. Ф. Дмитриков, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, почетный профессор кафедры ТЭЦиС, СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В. Г. Еременко, д. т. н., профессор кафедры электротехнических комплексов автономных объектов МЭИ

Ю. М. Иньков, д. т. н., профессор, главный ученый секретарь АЭН РФ

Ю. К. Розанов, д. т. н., академик АЭН РФ, профессор кафедры электрических и электронных аппаратов МЭИ

Ю. А. Губанов, д. т. н., профессор, главный научный сотрудник ОАО “Концерн “НПО “Аврора”

В. А. Соловьев, д. т. н., профессор кафедры электротехники и промышленной электроники МГТУ им. Н. Э Баумана

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, кафедры микроэлектронных электросистем МАИ

Журнал зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций 30 августа 2002 г., свидетельство о регистрации ПИ № 77-13452

Издатель и учредитель — общество с ограниченной ответственностью “ММП-Ирбис”

Полное или частичное воспроизведение или размножение каким бы то ни было способом материалов, опубликованных в журнале, допускается только с письменного разрешения редакции.

Отпечатано в типографии ООО “Юнион Принт”, г. Нижний Новгород, Окский съезд, д. 2.

Подписано в печать 03.03.2020. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111024, Москва, Андроновское шоссе, 26, ООО “ММП-Ирбис”;
тел./факс: (495) 987-10-16; e-mail: 9871016@mmp-irbis.ru

Подписной индекс в каталоге Роспечати: 33154

(тематический указатель “Научно-популярные издания”, раздел “Журналы России”)

Журнал включен в перечень изданий, рекомендованных ВАК для апробации кандидатских и докторских диссертаций

Содержание

А. М. Винограденко, А. П. Веселовский, Л. И. Косарева, Р. В. Абрамкин

Регулирование напряжения в импульсных преобразователях постоянного тока 2

И. А. Баховцев

Способ расширения регулировочной характеристики инверторов напряжения с ШИМ. Эвристический подход..... 6

В. И. Колосов, Е. В. Васечко

Оценка мощности потерь в активных элементах многофазного изолированного DC-DC преобразователя 14

Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, А. М. Калимуллин

Методика расчета дроссель-трансформатора для статических преобразователей 22

Г. А. Белов, Г. В. Малинин

Векторно-матричный метод расчета переходных процессов в резонансном преобразователе постоянного напряжения типа LCL-T..... 28

И. П. Воронин, П. А. Воронин, Д. А. Серегин

Исследование коммутационных процессов в ключевом блоке трехфазного инвертора напряжения в интегральном исполнении..... 38

Р. Х. Тукшаитов, Р. К. Сагдиев, Н. В. Роженцова

Определение характера изменения длительности входного тока выпрямителя методами моделирования и ее влияния на $\cos\phi$ и коэффициент мощности 45

А. Л. Быкадоров, Т. А. Заруцкая

Применение сверхпроводникового индуктивного накопителя энергии для повышения эффективности работы системы тягового электроснабжения постоянного тока 49

А. М. Сокольский, М. Л. Сокольский

Влияние электрохимической миграции на безопасность полетов гражданской авиации..... 53

Компьютерная верстка: **В. В. Крючков**

А. М. Винограденко, А. П. Веселовский, Л. И. Косарева, Р. В. Абрамкин

РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ В ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

A. M. Vinogradenko, A. P. Veselovsky, L. I. Kosareva,
R. V. Abramkin

Voltage Regulation in Switched Mode DC-DC converters

В статье рассматривается наиболее динамично развивающееся направление силовой электроники, связанное с решением задачи регулирования выходного напряжения в преобразователях постоянного напряжения. Линейное регулирование выходного напряжения осуществляется с помощью широтно-импульсной модуляции. Получена линейная регулировочная характеристика во всем диапазоне регулирования от нулевого до максимальных значений. Получена формула регулировочной характеристики выходного напряжения на основе математической модели широтно-импульсного способа регулирования с изменяющейся шириной импульсов.

Ключевые слова: регулирование напряжения, статические DC-DC преобразователи напряжения, широтно-импульсная модуляция, регулировочная характеристика.

The article regards the most dynamically developing trend of power electronics related to the problem solution of output voltage regulation in DC converters. Linear regulation of the output voltage is performed by pulse-width modulation. A linear control characteristics was obtained over the entire control range from zero to maximum values. The authors derived the equation for the output voltage regulation characteristics based on a mathematical model of a pulse-width control method with varying pulse width.

Key words: voltage regulation, static DC-DC energy converters, pulse-width modulation, regulating characteristics.

Большое разнообразие систем управления разделено по наиболее важным отличительным признакам с соответствующей классификацией. В основе функций, выполняемых системами управления, лежат требования к процессам, выполняемым технологическими установками с заданными параметрами источников питания, электропривода, источников питания радиотехнических устройств. Выпускаемые промышленностью современные преобразователи включают в себя: пульт местного и дистанционного управления; буквенно-цифровые индикаторы отображения информации о входном и выходном напряжениях, выходной ток, частоту, точность поддержания различных параметров и другие данные [1–15].

Эти установки требуют повышенной точности регулирования в разомкнутых и замкнутых системах управления. Использование энергосберегающего регулируемого электропривода со статическими преобразователями электроэнергии позволяет повысить КПД, окупаемость оборудования и рентабельность производства [8].

Принципы преобразования постоянного напряжения

Для улучшения потребительских свойств изделий оптимизируют параметры, повышают рабочую частоту преобразования, уменьшают потери мощности на силовых элементах, а также снижают динамические нагрузки в силовой части схемы. Для регулирования переменного и постоянного напряжений используются широтно-импульсные методы модулирования с изменяющейся скважностью импульсов [5].

Широтно-импульсные преобразователи постоянного напряжения (DC-DC) преобразуют постоянное

напряжение в импульсное, среднее значение которого необходимо регулировать. Выходное напряжение таких преобразователей (до выходного фильтра), как правило, имеет вид однополярных импульсов (рис. 1).

Частота преобразования зависит от динамических свойств вентилей, на которых выполнен преобразователь. В связи с неизменным значением питающего напряжения на входе преобразователя естественная коммутация вентилей (тиристоров) невозможна, что требует использования элементов с полным управлением (запираемые тиристоры, транзисторы). GTO-тиристоры допускают переключения до 1 кГц, IGB-транзисторы – примерно до 10 кГц, полевые транзисторы – до 1 МГц и выше [12].

Уравнение регулировочной характеристики широтно-импульсного преобразователя с однополярными и равными по длительности импульсами (однополярная модуляция), определяется степенью регулирования выходного напряжения (C):

$$C = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{TU} \int_0^{t_{\text{и}}} U_{\text{ВХ}} dt = \frac{t_{\text{и}}}{T}, \quad (1)$$

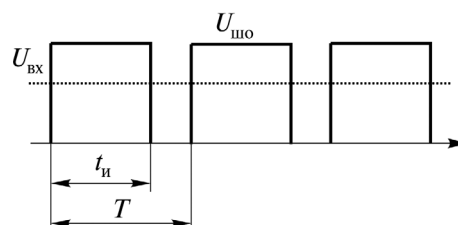


Рис. 1. Широтно-импульсная модуляция преобразователей с однополярными импульсами равной длительности

где $U_{\text{вых}}$ – выходное напряжение преобразователя; $U_{\text{вх}}$ – входное напряжение преобразователя; T – период коммутации; $t_{\text{и}}$ – длительность импульса.

Существенным моментом в преобразователях постоянного напряжения является желаемая линейная зависимость выходного напряжения от управляющего воздействия. Особенностью зависимости $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{упр}})$ при широтно-импульсной модуляции (ШИМ) напряжения является нелинейность выходной характеристики [1]. Регулировочная характеристика при таком способе регулирования имеет круто падающий характер, что затрудняет разработку регуляторов при использовании микропроцессоров. Линейность характеристики является большим достоинством преобразователя, обеспечивающим оптимальное построение устройств автоматического управления процессами в выходной цепи выпрямителей.

Разработан метод модулированного широтно-импульсного управления силовыми элементами преобразователя с изменением длительности силовых импульсов, позволяющий получить линейную зависимость выходного напряжения от управляющего синусоидального напряжения [2].

Частичную линейность регулировочной характеристики управляемого выпрямителя возможно получить, используя режим ШИМ при изменении угла управления α по арккосинусоидальному закону [10].

Авторами предложен метод регулирования выходного напряжения ШИМ, который позволяет получить линейную регулировочную характеристику в диапазоне от 0 до 1.

Математическое описание предложенного линейного широтно-импульсного метода регулирования

Совместного решения уравнений линейной и синусоидальной функции нет. Применяется прием, при котором последовательность треугольных импульсов рассматривается как набор линейных функций, пересекаемых синусоидальной функцией (рис. 2).

Введем следующие обозначения:

$U_c \sin x$ – синусоидальное напряжение на полу-периоде π ;

U_T – напряжение, соответствующее высоте треугольных импульсов;

m – число треугольных импульсов на участке $[0, \pi]$;

$l_1, l_3, \dots, l_{2m-1}$ – нечетные прямые (левые бедра треугольных импульсов);

$l_2, l_4, \dots, l_{2m}$ – четные прямые (правые бедра треугольных импульсов);

$x_0, x_2, \dots, x_{2m}$ – координаты оснований треугольных импульсов на оси x ;

$x_1, x_3, \dots, x_{2m-1}$ – координаты вершин треугольных импульсов на оси x ;

$\xi_1, \xi_3, \dots, \xi_m$ – координаты пересечений сторон треугольников с синусоидальной кривой на оси x ;

$U(x_1), U(x_2), \dots, U(x_n)$ – напряжения синусоидальной кривой, соответствующие координатам $x_1, x_2, \dots, x_n$;

$k = 0, 1, \dots, 2m$ – порядковый номер координаты x_k .

Нечетные прямые $l_1, l_3, \dots, l_{2m-1}$ треугольных импульсов пересекают синусоидальную кривую напряжения $U_c \sin x$ в точках $M_1, M_3, \dots, M_{2m-1}$ с координатами на оси x , соответствующими $x_k = 1, 2, \dots, 2m-1$

$$x_{k_{\text{нечет}}} = \frac{\pi k}{m}. \quad (2)$$

Четные прямые $l_2, l_4, \dots, l_{2m}$ треугольных импульсов пересекают синусоидальную кривую напряжения $U_c \sin x$ в точках $M_2, M_4, \dots, M_{2m}$ с координатами на оси x , соответствующими $x_k = 1, 2, \dots, 2m$

$$x_{k_{\text{чет}}} = \frac{\pi(1-k)}{m}. \quad (3)$$

Учитывая, что уравнение прямой, проходящей через две точки с координатами $(x_1; y_1)$ и $(x_2; y_2)$ имеет вид

$$\frac{x - x_1}{x_2 - x_1} = \frac{y - y_1}{y_2 - y_1}, \quad (4)$$

для нечетных сторон треугольника после подстановки координат x_1, x_2 и y_1, y_2 уравнения (4) примет вид:

$$\frac{x - x_{k_{\text{нечет}}}}{x_{k_{\text{нечет}}} - x_{k_{\text{чет}}}} = \frac{y - 0}{U_T - 0}, \quad (5)$$

где $y = U_T(mx/\pi - k)$, а для четных сторон прямоугольников:

$$y_k = \frac{x - \frac{\pi k}{2m}}{\frac{\pi}{2m}} U_T = -2U_T \left(\frac{m}{\pi} + k \right). \quad (6)$$

Для четных и нечетных прямых (сторон треугольных импульсов) уравнения (4) и (5) запишутся в общем виде:

Аналитическое представление точки пересечения синусоидальной кривой $U(x) = U_c \sin x$ с прямыми l_k ($k = 1, 2, \dots, 2m$) представляется трудно достижимым, поэтому точкой пересечения будем считать точку $M_k = (\xi_k, y(\xi_k))$.

Ординату этой точки положим равной среднему значению функции $U(x) = U_c \sin x$ в точках, ограничивающих область задания прямой l_k . Тогда

$$y(\xi_1) = \frac{U(x_{k-1}) + U(x_k)}{2};$$

$$y(\xi_k) = \frac{1}{2}(U_c \sin x_{k-1} + U_c \sin x_k);$$

$$y(\xi_k) = \frac{U_c}{2} \cdot 2 \sin \left(\frac{x_{k-1} + x_k}{2} \right) \cdot \cos \left(\frac{x_{k-1} - x_k}{2} \right);$$

$$y(\xi_k) = U_c \cos \left(\frac{\pi}{4m} \right) \sin \left[\frac{\pi(2k-1)}{4m} \right]. \quad (8)$$

Координаты точки M_k удовлетворяют уравнению прямой l_k . Следовательно

$$y(\xi_k) = (-1)^k U_T \left[\frac{2m}{\pi} \xi_k - k + \frac{1 + (-1)^k}{2} \right].$$

Отсюда получаем:

$$\xi_k = \frac{\pi}{2m} \cdot \left[(-1)^k \frac{y(\xi_k)}{U_T} + k - \frac{1 + (-1)^k}{2} \right].$$

Подставляя из (8) выражение для $y(\xi_k)$, получаем следующее выражение для ξ_k :

$$\xi_k = \left[(-1)^k \frac{U_c}{U_T} \cos\left(\frac{\pi}{4m}\right) \sin\left(\frac{\pi(2k-1)}{4m}\right) + k - \frac{1 + (-1)^k}{2} \right] \cdot \frac{\pi}{2m}. \quad (9)$$

На рис. 2б показана последовательность прямоугольных импульсов, удовлетворяющая условию:

$$U_T(x) < U_c \sin x;$$

$$U_{\Pi}(x) = \begin{cases} U_0, & x \in \bigcup_{k=1}^m [\xi_{2k}, \xi_{2k+1}]; \\ 0, & x \notin \bigcup_{k=1}^m [\xi_{2k}, \xi_{2k+1}], \end{cases}$$

$$U_{cp}^- = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{\Pi}(x) dx,$$

$$U_{cp}^- = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^m \int_{\xi_{2k}}^{\xi_{2k+1}} U_0 dx,$$

$$U_{cp}^- = U_0 \left[1 - \frac{U_c}{m U_T} \cdot \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{4m}\right)}{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2m}\right)} \right]. \quad (10)$$

При $m \gg 1$:

$$\cos \pi \left(\frac{\pi}{4m} \right) \rightarrow \cos 0 = 1; \quad \cos \pi \left(\frac{\pi}{2m} \right) \rightarrow \cos 0 = 1;$$

$$\sin \left(\frac{\pi}{2m} \right) \sim \frac{\pi}{2m}, \text{ так как } \frac{\pi}{2m} \xrightarrow{m \rightarrow \infty} 0.$$

Получаем следующее значение среднего напряжения на нагрузке U_{cp}^- :

$$U_{cp}^- \cong U_0 \left(1 - \frac{U_c}{m U_T \pi} \right) = U_0 \left(1 - \frac{2U_c}{\pi U_T} \right). \quad (11)$$

На рис. 2в показана последовательность прямоугольных импульсов, удовлетворяющая условию:

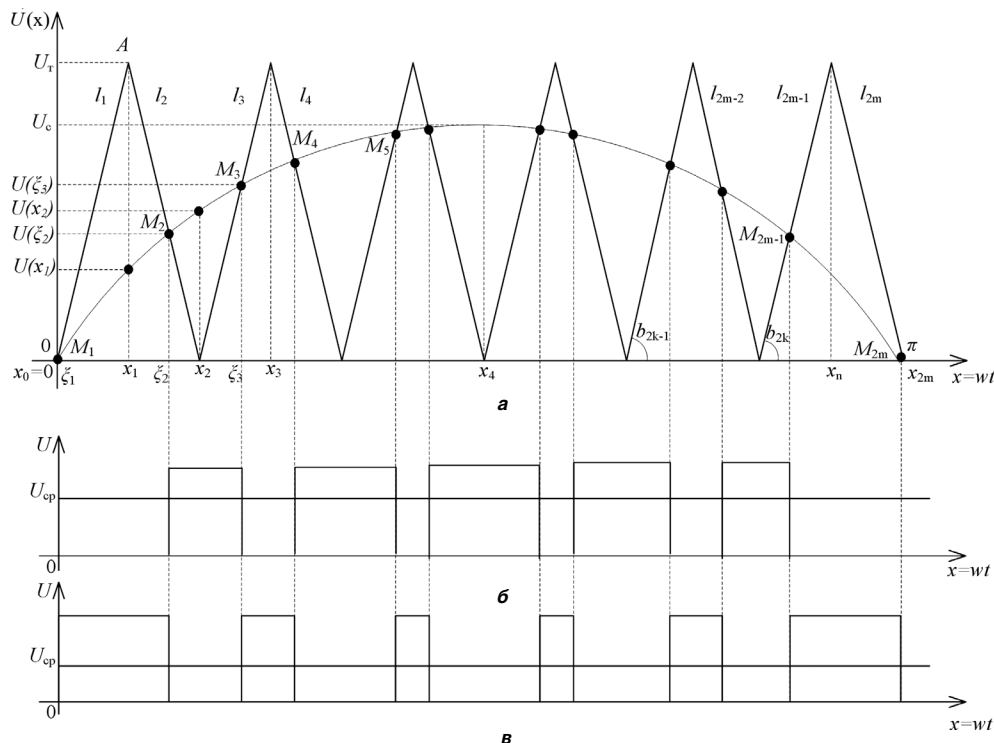


Рис. 2. Пересечение синусоидальной кривой напряжения с m треугольными импульсами (а); последовательность импульсов, удовлетворяющих условию $U_T(x) < U_c \sin(x)$ (б); последовательность импульсов, удовлетворяющих условию $U_T(x) > U_c \sin(x)$ (в)

$$U_T(x) > U_c \sin x,$$

$$U_{II}(x) = \begin{cases} U_0, & x \in \bigcup_{k=1}^m [\xi_{2k-1}, \xi_{2k}]; \\ 0, & x \notin \bigcup_{k=1}^m [\xi_{2k-1}, \xi_{2k}]. \end{cases}$$

Получаем следующее значение среднего напряжения U_{cp}^+ :

$$U_{cp}^+ = U_0 \frac{2U_c}{\pi U_T}. \quad (12)$$

На рис. 3 показаны регулировочные характеристики преобразователя, полученные в результате применения данного метода регулирования. Согласно представленным регулировочным характеристикам, настоящий метод позволяет осуществлять регулирование выходного напряжения преобразователей *DC-DC* линейно во всем диапазоне от 0 до 1.

Заключение

В результате применения метода ШИМ, регулировочные характеристики постоянного напряжения имеют линейный характер, что позволяет осуществлять регулирование напряжения от нулевого значения до максимального. При этом значительно упрощается использование микропроцессорной техники при создании регуляторов напряжения. Результаты по разработанному алгоритму работы управляющего устройства методом ШИМ могут найти широкое применение в силовой электронике, электроприводе и других областях.

Литература

1. Горбачев Г. Н., Чаплыгин Е. Е. Промышленная электроника. Учебник для вузов. Под ред. В. А. Лабунцова — М.: Энергоатомиздат. 1988. — 320 с.: ил.
2. Семенов Б. Ю. Силовая электроника: профессиональные решения. — М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2011. — 416 с.: ил.
3. Розанов Ю. Г. Основы силовой электроники. — М.: Энергоатомиздат, 1992. — 296 с.: ил.
4. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. — М.: АКАДЕМА, 2006. — 265 с.: ил.
5. Ромаш Э. М., Дробович Ю. И., Юрченко Н. Н., Шевченко П. Н. Высокочастотные транзисторные преобразователи. — М.: Радио и связь. 1988 с.
6. Веселовский А. П., Будко П. А., Бурьянов О. Н., Винограденко А. М. Особенности систем управления вентильных преобразователей. “Проблемы технического обеспечения войск в современных условиях”. Тезисы докладов II межвузовской НПК (Санкт-Петербург, Военная академия связи, 2017 г.). Санкт-Петербург. 2017. С. 150–154.
7. Веселовский А. П., Будко П. А., Винограденко А. М., Косарева Л. И. Реализация способа преобразования переменного напряжения.

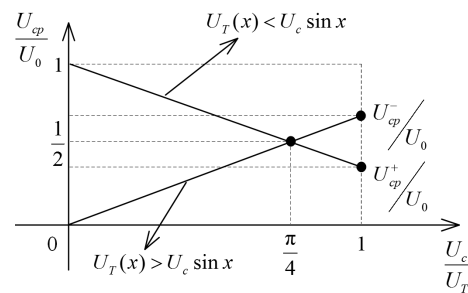


Рис. 3. Регулировочные характеристики преобразователя

Тезисы докладов III межвузовской НПК “Проблемы технического обеспечения войск в современных условиях” (Санкт-Петербург, Военная академия связи, 2018 г.). — Санкт-Петербург. 2018. С. 172–176.

8. Веселовский А. П., Будко П. А., Винограденко А. М., Косарева Л. И. Регулирование напряжения в преобразователях высокочастотными импульсами с изменяющейся скважностью. — Мехатроника, автоматизация, управление. 2018. № 8 (19). С. 516–522. DOI: 10.17587/mau.19.516-522.
9. Винограденко А. М., Веселовский А. П., Вжесневский С. В., Гальвас А. В. Способ и устройство синхронизации систем управления преобразователей напряжения. — Практическая силовая электроника. 2018, № 2 (70). С. 53–55.
10. Лукутин Б. В., Обухов С. Г., Плотников И. А. Силовые преобразователи в электроснабжении: учебное пособие. — Томск: Изд-во Томского политехнического университета. 2014. — 150 с.
11. Гельман М. В., Гельман М. М., Преображенский К. А. Преобразовательная техника: учебное пособие. — Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ. 2009. — 425 с.
12. Кулик В. Д. Силовая электроника: учебное пособие. — Санкт-Петербург 2010. — 91 с.
13. Зиновьев Г. С. Силовая электроника: учебное пособие. — Москва: Юрайт. 2012. — 671 с.
14. Abraham L., Heumann K., Koppelman F. Wechselrichter für DZehzahlsteuerung von Kfzglaufermotoren. AEG—Mitt., 1964. No. 2. PP. 89-106.
15. Volkov A. G. Mathematical model of AC-AC converter without passive elements in DC-link // Source of the Document International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2014). 2014. PP. 403-407.

Винограденко Алексей Михайлович, Военная академия связи им. С. М. Буденного, докторант, к.т.н., доцент, Санкт-Петербург, e-mail: vinogradenko.a@inbox.ru;

Веселовский Анатолий Платонович, Военная академия связи им. С. М. Буденного, к. т. н., доцент, доцент, Санкт-Петербург, e-mail: A_Veselovskiy@mail.ru;

Косарева Лидия Ивановна, Военный институт (инженерно-технический), Санкт-Петербург, e-mail: kosareval52@mail.ru;

Абрамкин Роман Викторович, Военная академия связи им. С.М. Буденного, адъюнкт, Санкт-Петербург, e-mail: avg62rus@rambler.ru.

И. А. Баховцев

СПОСОБ РАСШИРЕНИЯ РЕГУЛИРОВОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ С ШИМ. ЭВРИСТИЧЕСКИЙ ПОДХОД

I. A. Bakhovtsev

В статье представлен способ ШИМ, обеспечивающий расширение линейного диапазона регулировочной характеристики автономного инвертора напряжения (АИН) до заданной величины и вплоть до 180-градусного управления. Показан его эвристический синтез, более простая модификация и варианты реализации. Доказано, что предложенный способ является инвариантным к топологии АИН и исходному способу ШИМ. Дано его математическое описание в частном и обобщенном виде. Приведены в графическом виде результаты компьютерного моделирования для ряда топологий и способов, которые позволили выявить области применения вариантов реализации предложенного способа ШИМ.

Ключевые слова: автономный инвертор напряжения, метод широтно-импульсной модуляции, линейный диапазон регулировочной характеристики, синтез метода, эвристический подход.

A Technique for Voltage Inverter Regulating Characteristic Enhancing. Heuristic Approach

The article presents a PWM technique, ensuring extension of the linear range of the voltage source inverter (VSI) adjustment characteristic to a specified value, and up to six-step mode. Its heuristic synthesis, simpler modification and realization options are presented. The proposed method is proven to be invariant to the VSI topology, as well as to the original PWM technique. Its mathematical description is given in both partial and generalized forms. Computer simulation results are presented in the form of graphs for a number topologies and techniques, which allowed revealing application domains of options realization of the suggested PWM technique.

Key words: voltage source inverter, pulse-width modulation method, linear range of the adjustment characteristic, synthesis of a method, heuristic approach.

Одним из показателей эффективности преобразователей электроэнергии на базе автономных инверторов напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) является степень использования входного напряжения источника питания. Данный показатель характеризуется максимальной амплитудой первой гармоники выходного напряжения АИН в линейном диапазоне ее регулирования. Регулирование (в разомкнутых системах) реализуется изменением параметра системы управления, называемого глубиной (индексом) модуляции, который, в общем случае, выражается отношением амплитуд низкочастотного модулирующего сигнала E_m и высокочастотного опорного сигнала $E_{оп}^1$:

$$M = \frac{E_m}{E_{оп}}. \quad (1)$$

Зависимость амплитуды первой гармоники $U_{(1)m}$ выходного напряжения АИН от глубины модуляции называется регулировочной характеристикой (РХ). В рабочем диапазоне регулирования ($M = 0 \dots 1$) эта зависимость (при отношении частот опорного и модулирующего сигналов более 10 [1]) носит линейный характер. При дальнейшем увеличении глубины модуляции (диапазон перемодуляции) выходное напряжение также увеличивается, но РХ имеет резко выраженный нелинейный характер.

Среди двухуровневых АИН, управляемых способом классической синусоидальной ШИМ (СШИМ),

наибольший выход первой гармоники обеспечивает двухфазный АИН. При $M = 1,0$ ее величина в выходном линейном напряжении выражается соотношением $U_{(1)m} = E_d$, или в относительных единицах $U_{(1)m}^* = 1,0$ (базовая величина — напряжение источника питания E_d)².

В табл. 1 представлены конкретные выражения для РХ линейного напряжения двухуровневых АИН для нескольких значений фаз m и основных способов ШИМ, которые в общем виде в относительных единицах описываются выражением [2]:

$$U_{(1)m}^* = M \sin(\pi / m).$$

По сравнению с СШИМ линейный диапазон регулирования каждого АИН (при $m > 2$) можно расширить, добавив в модулирующий сигнал (МС) так называемый сигнал нулевой последовательности (СНПм), который может быть как непрерывным, так и дискретным [3]. Поскольку этот сигнал и все его компоненты кратны числу фаз АИН, что в выше приведенной аббревиатуре подчеркивается индексом “ m ”, то на линейное напряжение и фазное напряжение (при соединении нагрузки в m -фазную звезду без нулевого провода) они не влияют (взаимно уничтожаются). Однако при этом деформируется МС, в частности уменьшается его амплитуда. Тем самым обеспечивается возможность расширения линейного

¹ Замечание. При сложной форме модулирующего сигнала в числителе выражения (1) должна быть амплитуда его первой гармоники.

² Замечание. В статье под двухфазным АИН подразумевается однофазный мостовой инвертор напряжения. По мнению автора, это обозначение более логично и соответствует принятым обозначениям многофазных АИН (трехфазный, пятифазный, шестифазный и т. д.), в которых число основных стоек инвертора однозначно определяет число его фаз.

Таблица 1. Характеристики линейного напряжения двухуровневых АИН

Параметр	$m = 2$	$m = 3$			$m = 5$	
	СШИМ	СШИМ	СШИМ + СНП ₃	ШИР	СШИМ	СШИМ + СНП ₅
$\sin(\pi/m)$	1,0	$\sqrt{3}/2 = 0,866$			0,588	
$\sin(\pi/2m)$	1	1	$2/\sqrt{3}$	1	1	1,0515
$\Delta M(\Delta\gamma)$	0 ... 1,0	0 ... 1,0	$0 \dots 2/\sqrt{3}$	0 ... 1,0	0 ... 1,0	0 ... 1,0515
$U_{(1)m}^* = f(M)$	M	$0,866M$			$0,588M$	

диапазона регулирования МС по первой гармонике и, следовательно, расширения линейного диапазона регулирования основного компонента выходного напряжения. В общем случае расширенный диапазон глубины модуляции для m -фазного АИН (при $m > 2$) определяется соотношением [4]:

$$K_m = \frac{1}{\cos(\pi/2m)} = \sec(\pi/2m). \quad (2)$$

В общем случае при единичной амплитуде основного компонента модулирующего сигнала оптимальный СНП _{m} определяется выражением [4]:

$$e_{\text{СНП}m}(\vartheta) = \frac{\sin(\pi/2m)}{m} \sin(m\vartheta).$$

Причем, ввод сигнала нулевой последовательности не меняет выражение для регулировочных характеристик (см. последнюю строку в табл. 1). Так, если для трехфазного АИН с СШИМ величина основной гармоники ограничивается значением $U_{(1)m}^* = \sqrt{3}/2 = 0,866$ при $M = 1,0$, то ввод в синусоидальный МС сигнала нулевой последовательности (любой формы) увеличивает это значение до $U_{(1)m}^* = 1$ (как у двухфазного АИН), за счет расширения линейного диапазона ΔM до $M = 2/\sqrt{3} = 1,155$ при том же выражении для РХ. У инверторов напряжения с большим числом фаз, как видно из табл. 1, роль СНП _{m} в расширении линейного диапазона РХ становится менее значимой.

Обратимся к трехфазным двухуровневым АИН как наиболее распространенным в промышленности. Даже применение СНП не обеспечивает повышение выходного напряжения в линейном диапазоне до требуемой величины – номинального сетевого напряжения. Например, для АИН, питаемого от неуправляемого выпрямителя, подключенного, в свою очередь, к стандартной трехфазной сети переменного тока 380 В имеем [5]:

$$U_1 = \frac{E_d}{\sqrt{6}} \cdot \frac{6\sqrt{6} \cdot U_c}{\sqrt{6} \cdot 2\pi} = \frac{3 \cdot U_c}{\pi} \approx 0,955 U_c, \quad (3)$$

где U_1 – действующее значение первой гармоники фазного напряжения АИН;

U_c – действующее значение напряжения сети.

Таким образом, напряжение 1-й гармоники на выходе АИН ниже напряжения на входе на 4,5%. При

этом в выражении (3) еще не учитываются потери в силовой схеме всего преобразователя.

Только способ 180-градусного управления, или, по англоязычной терминологии, “шести-шаговый режим” (*six-step mode*) обеспечивает приемлемое значение выходного напряжения АИН [5]:

$$U_1 = \frac{2E_d}{\pi\sqrt{2}} = \frac{2}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{6\sqrt{6} \cdot U_c}{2\pi} = \frac{6 \cdot \sqrt{3} \cdot U_c}{\pi^2} \approx 1,053 U_c. \quad (4)$$

Далее данный способ управления обозначим как способ однократного широтно-импульсного регулирования (ОШИР), представляющий собой предельный случай способа ШИР (см. затемненный столбец в табл. 1) при коэффициенте заполнения импульсов $\gamma = 1,0$.

Из выражения (4) видно, что в случае ОШИР можно получить первую гармонику выходного напряжения трехфазного АИН, примерно, на 5% выше, чем входное напряжение питающей сети. Дополнительные 10% в выходном напряжении, которые обуславливает данный способ, могут компенсировать потери напряжения в инверторе, системное недоиспользование ресурсов сетевого напряжения, а также обеспечить номинальный режим работы нагрузки, например асинхронного двигателя.

Однако между линейной зоной регулирования первой гармоники и способом ОШИР лежит область перемодуляции (амплитуда модулирующего сигнала больше амплитуды опорного сигнала), для которой характерна **нелинейность регулировочной характеристики АИН**, которая негативно сказывается на свойствах системы регулирования и стабилизации источника переменного тока.³

Все вышесказанное привело в свое время к необходимости проведения исследований в данном направлении, которые заключались в попытках линеаризации РХ в области перемодуляции [5–7]. Но зачастую разработанные способы, расширяющие линейный диапазон РХ, используют векторное представление и соответственно сложны в реализации, так как требуют постоянного вычисления тригонометрических функций. Кроме того, в области перемодуляции (ПМ) регулировочные характеристики часто все-таки остаются нелинейными (хотя и в меньшей степени), на поддиапазонах области перемодуляции имеют место

³ Замечание. Очевидно, что при глубине модуляции $M \rightarrow \infty$ любой способ ШИМ переходит в способ 180-градусного управления (реально – гораздо раньше, что определяется, прежде всего, кратностью K_p (отношением) частот опорного и модулирующего сигналов).

скачки в РХ и т. д. Так, одним из наиболее известных и простых методов расширения линейного диапазона регулировочной характеристики является компенсированный метод линеаризации [5, 6], который использует функцию, обратную нелинейной РХ в области ПМ, для задания фактической глубины модуляции. Однако указанные нелинейности и соответствующие обратные функции существенно зависят от величины кратности K_p . Таким образом, для каждой кратности частот нужно снимать указанные ярко выраженные нелинейные характеристики, например путем компьютерного моделирования, что тоже является существенным недостатком.

Все это, естественно, затрудняет реализацию существующих способов линеаризации регулировочной характеристики в области перемодуляции даже на микропроцессорной элементной базе [5, 7], и в то же время говорит о необходимости исследовательских работ в данном направлении.

В настоящей статье предлагается новый, относительно простой, способ (вернее, подход), полученный эмпирическим путем, позволяющий расширить линейный диапазон РХ по сравнению с известными способами на требуемую величину, вплоть до значения, соответствующего способу ОШИР. Причем данный подход инвариантен к топологии преобразователя и первичному способу ШИМ.

В силу ограниченного объема статьи, ниже детально описано использование предложенного подхода только для двухфазного АИН с СШИМ. Для трехфазных АИН и соответствующих способов приведены только временные диаграммы, графики и итоговые соотношения.

Эвристический синтез способа ШИМ, расширяющего РХ

Как сказано выше, классическая СШИМ двухфазного АИН обеспечивает наибольший диапазон регулирования первой гармоники выходного (по сути дела, линейного) напряжения, а также наилучшее качество выходного напряжения [5]. Однако еще остаются неиспользованными 27,3 % напряжения по сравнению с режимом ОШИР, в котором относительная амплитуда первой гармоники составляет $4/\pi = 1,273$. Поэтому была поставлена задача расширить линейный диапазон РХ двухфазного АИН с СШИМ вплоть до максимального возможного значения. Таким образом, критерием синтеза способа ШИМ в данном случае является линейность РХ до значений глубины модуляции и относительной амплитуды основной гармоники, равных 1,273. Этот критерий можно выразить так:

$$U_{(1)m}^* = ME_d,$$

где $M \in [0 \dots 4/\pi]$.

Решить поставленную задачу, согласно известным теоретическим положениям и закономерностям из области гармонического анализа ШИМ, можно, увеличив тем или иным образом глубину модуляции.

При этом необходимо соблюдать ограничение, выведенное из анализа существующих способов ШИМ: модулирующий сигнал должен всегда располагаться в области существования линейного опорного сигнала для обеспечения линейности РХ.

Один из путей выполнения перечисленных условий заключается в симметричном уменьшении амплитуды опорного сигнала по краям полупериода модулирующего. Поскольку глубина модуляции, согласно выражению (1), обратна пропорциональна амплитуде опорного сигнала, то упомянутое уменьшение эквивалентно локальному увеличению глубины модуляции, а значит и увеличению основной гармоники в целом. В этой ситуации можно сделать следующий важный вывод: глубина модуляции M становится функцией времени.

Суть *синтезированного* способа управления инвертором напряжения (далее ШИМ_с) заключается в следующем [8]. Перед сравнением высокочастотного опорного сигнала треугольной или пилообразной формы с низкочастотным МС предварительно производят заданную по величине **модуляцию амплитуды опорного сигнала** в соответствии с формой модуля фазного модулирующего сигнала.

Из приведенного описания видно, что данный подход не имеет каких-либо ограничений и применим к АИН с любым числом фаз; причем, модулирующий сигнал может быть как синусоидальной формы, так и синусоидой с СНП.

Рассмотрим подробнее данный способ применительно к двухфазному АИН с синусоидальной ШИМ.⁴

Введем показатель, характеризующий степень модуляции амплитуды опорного сигнала по величине. Обозначим его коэффициентом модуляции опорного сигнала символами $M_{оп}$ и определим как:

$$M_{оп} = \frac{E_{м_оп}}{E_{оп}},$$

где $E_{м_оп}$ — амплитуда сигнала модуляции опорного сигнала. Очевидно, что данный показатель может меняться от 0 до 1.

Если амплитуду исходного опорного сигнала $E_{оп}$ принять равной единице, то $E_{м_оп} = M_{оп}$. На рис 1а и рис. 1б показаны модулированный по амплитуде опорный сигнал $e_{оп}$, сигнал модуляции его амплитуды $e_{м_оп}$, модулирующий сигнал e_m и выходное напряжение двухфазного АИН u_{ab} при одной и той же глубине модуляции M и разных коэффициентах модуляции амплитуды опорного сигнала $M_{оп}$.

Нетрудно видеть, что при $M_{оп} = 1,0$ (см. рис. 1б) импульсы управления (и выходного напряжения двухфазного АИН) не отличаются друг от друга по длительности, т. е. имеет место способ ШИР. Значения $M_{оп} = M = 1,0$ приводят к 180-градусному управлению и максимально возможному значению первой гармо-

⁴ **Замечание.** Поскольку предложенный синтезированный способ применим к различным исходным способам ШИМ, их сочетание далее будет обозначаться в названии сочетанием соответствующих букв. Так, синусоидальная ШИМ в сочетании с предложенным способом будет обозначаться СШИМС.

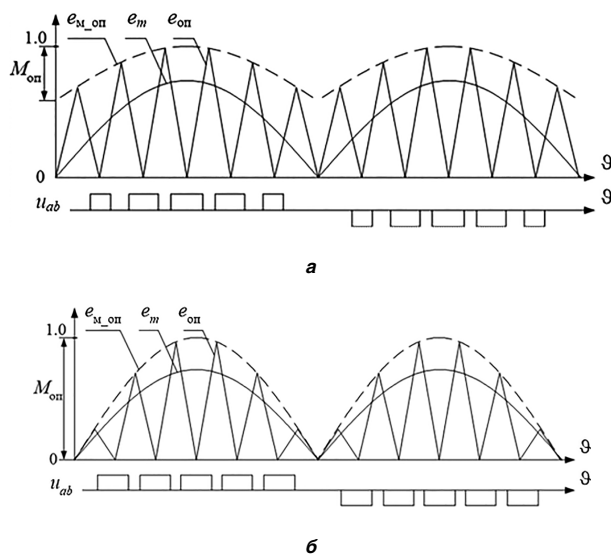


Рис. 1. СШИМ_С: а – $M = 0,75$, $M_{оп} = 0,6$; б – $M = 0,75$, $M_{оп} = 1,0$

ники выходного напряжения. Причем, вплоть до единичного значения глубины модуляции МС находится в области существования линейного опорного сигнала, число импульсов в кривой напряжения не меняется и РХ остается линейной.

Дадим математическое описание этому способу управления. Из рис. 1 видно, что величину и закон модуляции амплитуды опорного сигнала можно выразить в виде следующей непрерывной функции:

$$e_{м_оп}(\vartheta) = M_{оп} |\sin(\vartheta)|,$$

где ϑ – безразмерное время.

Закон функции, огибающей амплитуды пил полученного опорного сигнала, описывается выражением:

$$e_{оп_max}(\vartheta) = 1 - M_{оп} + e_{м_оп}(\vartheta) = 1 - M_{оп} (1 - |\sin(\vartheta)|). \quad (5)$$

Тогда опорный сигнал, например, реализуемый в аналоговой системе управления, будет описываться соотношением:

$$e_{оп}(\vartheta) = e_{оп_max}(\vartheta) \cdot e_{оп_нм}(\vartheta),$$

где $e_{оп_нм}(\vartheta)$ – немодулированный по амплитуде, исходный опорный сигнал.

Необходимо отметить следующее. Способ СШИМ_С можно использовать в трех режимах:

- в режиме постоянного уровня модуляции амплитуды опорного сигнала $M_{оп} = \text{constant}$;
- в режиме пропорциональной (согласованной) модуляции амплитуды опорного сигнала, в котором указанный процесс происходит пропорционально (с коэффициентом k) основной глубине модуляции, т. е. $M_{оп} = kM$;
- в режиме пропорциональной модуляции амплитуды опорного сигнала в полном объеме ($M_{оп} = 0 \dots 1,0$) только в области перемодуляции (например, для двухфазного АИН с СШИМ области

перемодуляции соответствует диапазон $M = 1 \dots 4/\pi$).

Несмотря на широкую область применения, о чем говорилось выше, данный способ (подход) расширения линейного диапазона РХ имеет существенный недостаток – число модулируемых по амплитуде опорных сигналов в общем случае равно числу фаз. Это довольно трудно осуществить, особенно в микропроцессорной реализации. Возникает вопрос: можно ли синтезировать способ управления, аналогичный по характеристикам способу СШИМ_С, но с общим опорным сигналом. Отчасти ответом на этот вопрос является синтезированный способ [9], в котором для управления трехфазным инвертором напряжения используется один опорный сигнал, амплитуда которого модулируется огибающими трехфазных модулирующих сигналов. Выполняя задачу формирования одного модулированного по амплитуде опорного сигнала, способ в то же время расширяет линейность РХ трехфазного АИН не в полном объеме [9].

В то же время возможен еще один вариант решения данной проблемы [10]. Поскольку для реализации ШИМ необходим как опорный, так и модулирующий сигналы, то другим вариантом может быть “перенос” модуляции амплитуды фазного опорного сигнала на модификацию формы соответствующего фазного модулирующего сигнала, тем более что амплитуда опорного сигнала (согласно основной идее способа) в заданной степени модулируется модулем соответствующего МС. При этом опорный сигнал остается исходным, не модулируемым по амплитуде. В данном контексте еще раз вернемся к синтезированному способу СШИМ_С. Непостоянство амплитуды опорного сигнала, позволяет сделать глобальный вывод: в самом общем случае на периоде выходной частоты АИН в принципе могут меняться амплитуды и опорных и модулирующих сигналов (а также и другие параметры указанных сигналов). Для оценки этого обстоятельства введем новую величину – мгновенную глубину модуляции μ , в которой амплитуды модулирующего и опорного сигналов могут изменяться во времени:

$$\mu(\vartheta) = \frac{e_{м_max}(\vartheta)}{e_{оп_max}(\vartheta)}. \quad (6)$$

Для СШИМ_С амплитуда опорного сигнала описывается уравнением (5). Подставим его в формулу (6) и учтем, что амплитуда синусоидального модулирующего сигнала, как было показано выше, равна M . В результате чего получим:

$$\mu(\vartheta) = \frac{M}{e_{оп_max}(\vartheta)} = \frac{M}{1 - M_{оп} (1 - |\sin(\vartheta)|)}. \quad (7)$$

Если теперь мы примем, что опорный сигнал имеет постоянную амплитуду, равную единице, то получим, что амплитуда модулирующего сигнала должна полностью соответствовать соотношению (7). Тогда выражение для модулирующего сигнала, например,

фазы A , для исходного (первичного) способа СШИМ будет в этом случае иметь вид:

$$e_{ma}(\vartheta) = \frac{M \cdot \sin \vartheta}{1 - M_{\text{оп}} (1 - |\sin(\vartheta)|)}. \quad (8)$$

Выражения для модулирующих сигналов других фаз будут отличаться соответствующим фазовым сдвигом в аргументе синуса.

Таким образом, получен эквивалентный модулирующий сигнал, реализующий при типовой форме опорного сигнала способ, аналогичный СШИМ_С. Далее обозначим новый модифицированный способ как СШИМ_{СМ}. Как и исходный, так и модифицированный способ ШИМ инвариантен к числу фаз и исходному способу ШИМ с соответствующей математической конкретизацией. Выражение (8) для МС многофазных АИН соответствует только способу СШИМ. Выражения для многофазных АИН, управляемых способами СШИМ с вводом СНПУ будут отличаться. Так, для трехфазного АИН с вводом 3-й гармоники выражение для МС фазы A будет иметь вид:

$$e_{ma}(\vartheta) = \frac{M \cdot (\sin(\vartheta) + 0,167 \sin(3\vartheta))}{1 - M_{\text{оп}} \left(1 - \frac{2 \cdot |\sin(\vartheta) + 0,167 \sin(3\vartheta)|}{\sqrt{3}} \right)}. \quad (9)$$

Нетрудно видеть, что в знаменателе перед модулем исходного модулирующего сигнала в качестве сомножителя присутствует коэффициент K_m (см. выражение (2) и табл. 1). Тогда в общем виде выражение для модулирующего m -фазного сигнала будет выглядеть так:

$$e_{ma}(\vartheta) = \frac{M \cdot e_{ms-1}(\vartheta)}{1 - M_{\text{оп}} (1 - K_m \cdot |e_{ms-1}(\vartheta)|)}. \quad (10)$$

где $e_{ms-1}(\vartheta)$ — модулирующий сигнал при $M = 1$, соответствующий конкретному модифицируемому способу управления m -фазным двухуровневым АИН.

Результаты моделирования

В соответствии с выражением (10) в среде компьютерного моделирования *PSIM* были разработаны модели систем управления и силовых схем двухфазного АИН с СШИМ и трехфазного АИН, управляемого способом СШИМ с вводом треугольного сигнала трехкратной частоты (СШИМ+ Δ) (по англоязычной терминологии — способ SVPWM [3]). Далее данный способ в сочетании с предложенным алгоритмом модификации МС будет обозначаться СШИМ_{СМ}+ Δ .

Результаты моделирования и анализа данных топологий и способов ШИМ приведены ниже.

На рис. 2 и рис. 5 показаны эквивалентные модулирующие сигналы соответственно двухфазного АИН с СШИМ_{СМ} и трехфазного АИН с СШИМ_{СМ}+ Δ при глубине модуляции, обеспечивающий равенство амплитуд опорного и МС (соответственно при $M = 1,0$ и $M = 1,15$) и разных значениях $M_{\text{оп}}$. Как видно

из рисунков, увеличение $M_{\text{оп}}$ приводит к искажению исходного МС и приближению его по форме к меандру единичной амплитуды, который соответствует режиму ОШИР. Причем во всем диапазоне изменения $M_{\text{оп}}$ модифицированный МС не выходит за границы опорного сигнала ($-1 \dots +1$).

Таким образом, рис. 2, рис. 5, а также выражения (8)–(10) показывают, что в предложенном в данной статье способе существуют два варьируемых параметра: параметр M , определяющий амплитуду МС, и параметр $M_{\text{оп}}$, определяющий степень приближения МС к меандру при сохранении его амплитуды. Причем $M_{\text{оп}} = 0$ соответствует исходному способу ШИМ, а $M_{\text{оп}} = 1$ — способу ШИР.

На рис. 3 и рис. 6 представлены регулировочные характеристики соответственно двухфазного АИН с СШИМ_{СМ} и трехфазного АИН с СШИМ_{СМ}+ Δ для разных значений $M_{\text{оп}}$ и разных вариантов его реализации. Как видно из рисунков, при $M_{\text{оп}} = \text{constant}$ РХ имеют линейный характер; увеличение $M_{\text{оп}}$ расширяет линейный диапазон регулирования первой гармоники выходного напряжения, что графически отражается в увеличении угла наклона РХ к оси абсцисс. Причем, значение $M_{\text{оп}} = 1$, соответствующее способу ШИР, обеспечивает линейность РХ в относительных единицах для двухфазного и трехфазного АИН соответственно вплоть до значений $4/\pi = 1,273$ и $2 \cdot \sqrt{3}/\pi = 1,103$ (на рисунках эти уровни отражены горизонтальной штрихпунктирной линией).

Режим согласованной (пропорциональной) модуляции характеризуется следующим: для двухфазного АИН коэффициент $k = 1$, а для трехфазного АИН $k = 0,866M$. В этом случае РХ (на рисунках она выделена утолщенной линией) пересекает все регулировочные характеристики с постоянным $M_{\text{оп}}$ и имеет несколько нелинейный характер. Однако эта нелинейность незначительна и может быть компенсирована с помощью обратной связи по выходному напряжению АИН в замкнутых системах.

На упомянутых рисунках символы $M_{\text{оп, ПМ}}$ указывают на третий режим модификации МС — пропорциональной модификации только в области перемодуляции. Необходимость его была обусловлена тем, что искажение МС путем приближения его по форме к меандру, очевидно, приведет к ухудшению качества выходного напряжения. Поэтому было предложено в рабочем диапазоне глубины модуляции оставлять МС без изменения, а модифицировать его только в области ПМ. В этом случае величина коэффициента модификации в зависимости от M выражается следующими соотношениями:

— для трехфазного АИН

$$M_{\text{оп}} = \left(M - \frac{2}{\sqrt{3}} \right) \cdot \frac{\pi \cdot \sqrt{3}}{4\sqrt{3} - 2\pi} = \left(M - \frac{2}{\sqrt{3}} \right) \cdot 8,436,$$

$$M \in \left[\frac{2}{\sqrt{3}} \dots \frac{4}{\pi} \right].$$

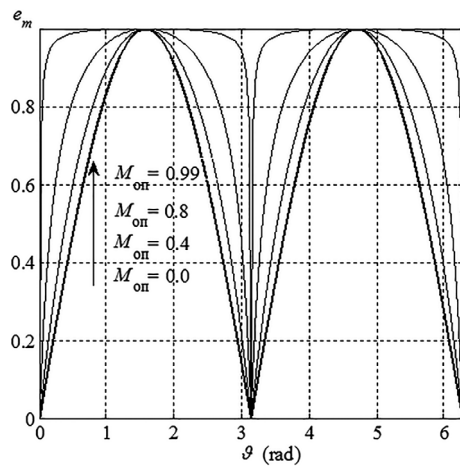


Рис. 2. Эквивалентные модулирующие сигналы для двухфазного АИН с СШИМ_{СМ} при $M = 1$ и разных значениях M_{on}

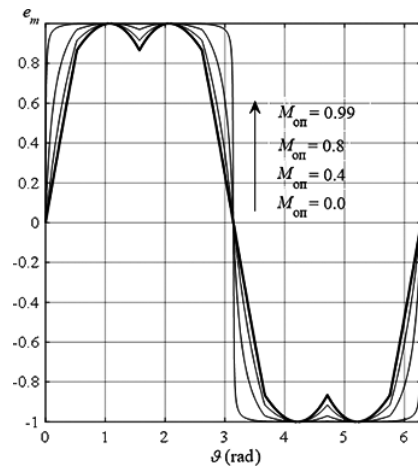


Рис. 5. Эквивалентные модулирующие сигналы для трехфазного АИН с СШИМ_{СМ+Δ} при $M = 1,15$ и разных значениях M_{on}

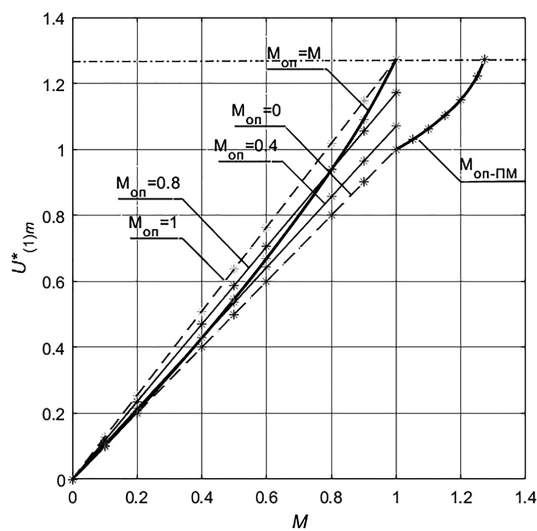


Рис. 3. Регулировочные характеристики двухфазного АИН с СШИМ_{СМ} для разных значений M_{on} и разных вариантов его реализации

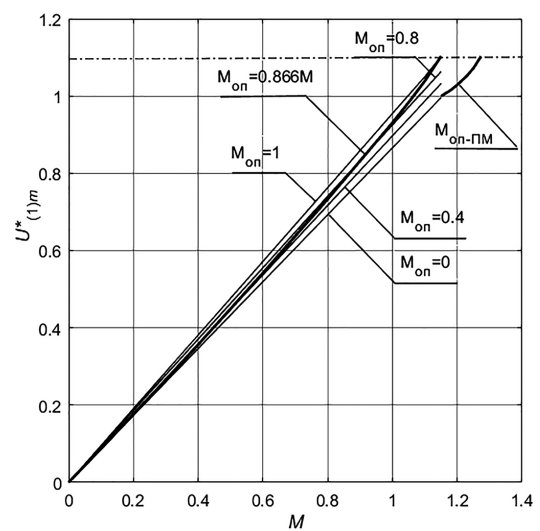


Рис. 6. Регулировочные характеристики трехфазного АИН с СШИМ_{СМ+Δ} для разных значений M_{on} и разных вариантов его реализации

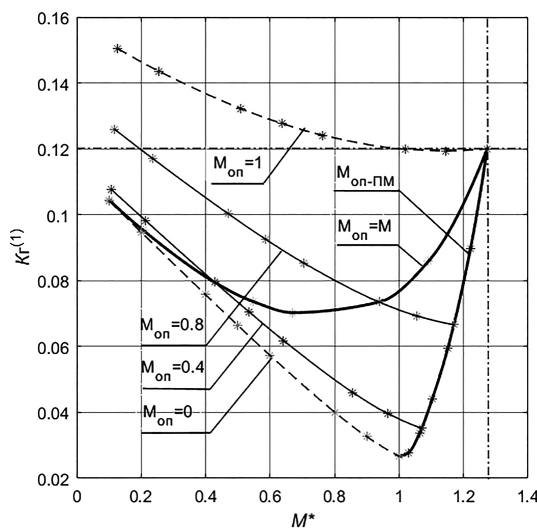


Рис. 4. ИКГН-1 выходного напряжения двухфазного АИН с СШИМ_{СМ} для $K_p = 16$, разных значений M_{on} и разных вариантов его реализации

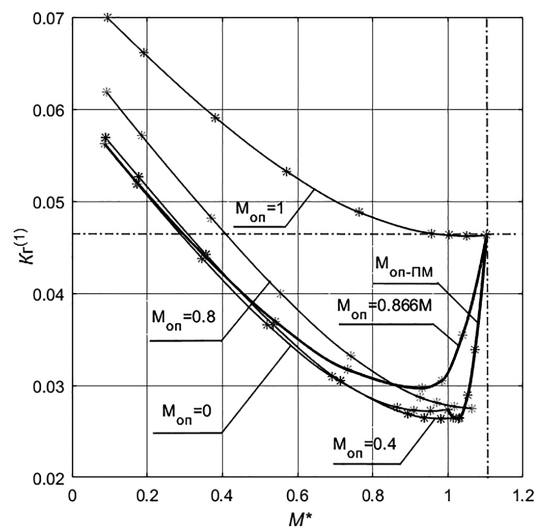


Рис. 7. ИКГН-1 выходного напряжения трехфазного АИН с СШИМ_{СМ+Δ} для $K_p = 15$, разных значений M_{on} и разных вариантов его реализации

– для двухфазного АИН

$$M_{\text{оп}} = (M - 1) \cdot \frac{\pi}{4 - \pi} = (M - 1) \cdot 3,66, \quad M \in \left[1, 0 \dots \frac{4}{\pi}\right];$$

Причем, для обеспечения амплитуды МС, равной амплитуде опорного сигнала, числитель в выражении (10) должен быть равен: для двухфазного АИН единице, а для трехфазного АИН $2/\sqrt{3} = 1,155$. В общем случае многофазного АИН в третьем режиме числитель в (10) должен быть равен K_m .

Так же как и во втором режиме, из-за пропорционального изменения M и $M_{\text{оп}}$ регулировочная характеристика (на рисунках выделена утолщенной линией) имеет несколько нелинейный характер.

Итак, данный подход позволяет расширять линейный диапазон РХ АИН, выполняя поставленную задачу. Но для полноты картины и для определения области применения вариантов предлагаемого способа ШИМ необходим еще анализ качества выходной энергии. Как показано в работе [2], традиционный коэффициент гармоник K_r выходного напряжения АИН в рамках одной топологии одинаков и выражается одним и тем же соотношением для разных способов управления. Поэтому он не может быть критерием сравнения. В данном случае целесообразнее использовать взвешенный коэффициент гармоник ($WTHD$), или иначе интегральный коэффициент гармоник 1-го порядка (ИКГН-1), определяемый соотношением [5, 11]:

$$K_r^{(1)} = \frac{1}{U_{(1)m}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(n)m}}{n} \right)^2},$$

где $U_{(n)m}$ – амплитуда n -й гармоники выходного напряжения.

Данный коэффициент, в отличие от K_r , говорит не только об относительной доли высокочастотных гармоник в выходном напряжении, но и о степени их близости к основному компоненту. Так как способы ШИМ, прежде всего, отличаются распределением гармоник в частотном спектре, ИКГН-1 является более информативным показателем. На рис. 4 и 7 показаны графики изменения данного коэффициента от глубины модуляции M^* , которая уже определяется отношением амплитуды первой гармоники выходного напряжения к базовой величине – напряжению источника питания E_d . Данный параметр позволяет выполнить еще одно необходимое условие сравнения способов ШИМ – одинаковый уровень первой гармоники [2].

Поскольку ИКГН-1 зависит от кратности частот K_p , то в подрисуночной подписи к рис. 4 и 7 указано ее конкретное значение.

Графики на указанных рисунках показывают следующее:

– традиционное уменьшение ИКГН-1 с увеличением M^* в рабочем диапазоне регулирования и его

увеличение в зоне перемодуляции вплоть до точки режима ОШИР (который отмечен пересечением горизонтальной и вертикальной штрихпунктирными линиями);

– увеличение ИКГН-1 с увеличением $M_{\text{оп}}$, причем, чем больше эта величина, тем больше отличается график ИКГН-1 от графика при $M_{\text{оп}} = 0$;

– вариант пропорционального изменения M (кривая выражена на рисунках утолщенной линией), охватывая весь диапазон регулирования основной гармоники, имеет резко нелинейный характер кривой ИКГН-1, которая при малых модуляциях примерно совпадает с кривыми с малыми значениями $M_{\text{оп}}$, а при больших модуляциях резко устремляется к кривым с большими значениями $M_{\text{оп}}$ и к кривой, соответствующей ШИР;

– с точки зрения качества выходной энергии (минимум ИКГН-1) наиболее оптимальным вариантом данного способа является вариант пропорциональной модификации МС только в области перемодуляции, для которого кривая ИКГН-1 также выражена на рисунках утолщенной линией.

Более подробный анализ предлагаемого способа ШИМ, использование для разных топологий и исходных способов ШИМ, а также его микропроцессорная реализация представлены в работе [10].

Выводы

Предложенный в данной статье синтезированный способ ШИМ, обеспечивающий расширение линейности регулировочной характеристики до заданной величины и вплоть до режима 180-градусного управления, представляет собой, по сути дела, не конкретный способ, а подход, алгоритм реализации указанной выше цели. Он применим для управления многофазными и многоуровневыми топологиями АИН, которые, в свою очередь, управляются различными способами ШИМ. Последние и подвергаются модификации предложенным подходом. Также, в силу дуальности, предложенный в статье способ может быть использован и для управления автономными инверторами тока с ШИМ [10].

На основе приведенного выше анализа результатов моделирования, в контексте применения предложенного способа ШИМ, можно сказать следующее:

– если требуется незначительное расширение линейного диапазона регулирования с возможностью некоторого ухудшения качества выходной энергии АИН, то целесообразно использовать варианты с постоянной величиной $M_{\text{оп}}$, причем $M_{\text{оп}} < 0,5 \dots 0,6$;

– если требуется расширение линейного диапазона регулирования вплоть до режима ОШИР и без ухудшения качества выходной энергии АИН (по крайней мере, в рабочем диапазоне M), то целесообразно использовать вариант с пропорциональным изменением $M_{\text{оп}}$ только в области перемодуляции.

Литература

1. Усышкин Е. И. Спектры напряжений инверторов с широтно-импульсной модуляцией. — Электричество, 1969, № 1, С. 48–52.
2. Баховцев И. А. Зиновьев Г. С. Обобщенный анализ выходной энергии многофазных многоуровневых инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией. — 2016, № 4, С. 26–33. <http://electro.elpub.ru/elvo/article/viewFile/752/743.pdf>
3. Da Silva E. R., dos Santos E. C., JR., Jacobino C. B. Pulsewidth modulation strategies: nonsinusoidal carrier-based PWM and space vector modulation techniques. IEEE Industrial Electronics Magazine, June 2011, pp. 37–45.
4. Iqbal A., Levi E., Jones M., Vukosavic S.N. Generalised sinusoidal PWM with harmonic injection for multi-phase VSIs. Proc. IEEE Power Elec. Spec. Conf. PESC, Jeju, Korea, 2006, pp. 2871–2877.
5. HD. G. Holmes, T. A. Lipo. Pulse width modulation for power converters: principles and practice. Hoboken, NJ: John Wiley, 2003. — 669 p.
6. Hava A. M., Kerkman R. J., Lipo T. A. Carrier-Based PWM-VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison, and Design. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, Vol. 13, N0. 4, pp. 674–689.
7. Васильев Б. Ю. Обеспечение режима перемодуляции и повышение эффективности преобразования энергии в силовых автономных инверторах электроприводов. — Электричество, 2015, № 6, С. 47–55.
8. Патент № 2556874 Российская Федерация, МПК H02M 7/515, 7/527, 7/525, H02P 27/08. Способ управления автономным инвертором / И. А. Баховцев; опубл. 20.07.15, Бюл. № 20.
9. Патент № 2558722 Российская Федерация, МПК H02M 7/527, 7/537, 7/53846, 7/5395, H02P 27/08. Способ управления трехфазным автономным инвертором / И. А. Баховцев; опубл. 10.08.15, Бюл. № 22.
10. Баховцев И. А. Анализ и синтез энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ: дис. на соиск. ученой степени д-ра техн. наук: 05.09.12. — Новосибирск, 2017. — 452 с.
11. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. — Изд. 2-е, испр. и доп. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. — 664 с.

Баховцев Игорь Анатольевич, д. т. н., доцент, профессор кафедры “Электроника и электротехника” Новосибирского государственного технического университета (НГТУ), (383) 346-08-66, 8-913-919-31-59, e-mail: baxovcev@corp.nstu.ru.

В. И. Колосов, Е. В. Васечко

ОЦЕНКА МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ В АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ МНОГОФАЗНОГО ИЗОЛИРОВАННОГО DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

**V. I. Kolosov,
E. V. Vasechko****Loss Power Assessment in Active Elements of Multiphase
Isolated DC-DC Converter**

Проведено исследование мощности потерь в активных элементах (транзисторах, диодах) нескольких схемных исполнений многофазного изолированного DC-DC преобразователя с числом фаз от двух до пяти в диапазоне многократного изменения питающего напряжения. Рассмотрены коммутационные процессы в многофазной схеме с различным числом фаз на интервалах рабочих значений коэффициента заполнения импульсов. Определены условия сравнения мощности потерь в активных элементах схемных исполнений. Предложено сравнение мощности потерь в исполнениях проводить методом эквивалентного элемента, что обеспечивает равнозначность схем. Приведены аналитические выражения коэффициента формы токов, а также аналитические и графические зависимости относительной мощности потерь в транзисторах и диодах при фиксированном и изменяющемся напряжении питания. Сравнительным анализом мощности потерь в элементах определены наиболее эффективные схемы трех и четырех фазных исполнений преобразователя.

Ключевые слова: многофазный преобразователь, широтно-импульсная модуляция; мощность потерь в активных элементах; кратность изменения напряжения питания.

The study of loss power in active elements (transistors, diodes) of several circuit configurations of multi-phase isolated DC-DC converter with the number of phases from two to five within the range of multiple supply voltage changes. Switching processes in multiphase circuit with various number of phases on the intervals of operation values of the duty cycle were considered. Conditions for loss power comparison in active elements were determined. The authors suggest perform loss power comparison in the circuit configurations under consideration by the equivalent element technique, which ensures congruency of the circuits. The article presents analytical expressions for the current shapes coefficient, as well as analytical and graphic dependencies of relative loss power in transistors and diodes for fixed and variable supply voltage. The most effective schemes of three- and four-phase converter configurations were identified by the comparative analysis of loss power.

Key words: multiphase converter, pulse-width modulation, loss power in active elements, supply voltage changing multiplicity.

Многофазные изолированные повышающие преобразователи находят широкое применение благодаря целому ряду положительных свойств: гладкая форма и малые пульсации тока потребления, коммутация одним ключом силового тока одной фазы, что снижает статические потери мощности, фиксированное рабочее напряжение активных элементов при стабилизации выходного напряжения.

Поэтому вполне оправданы усилия разработчиков, направленные на повышение эффективности таких преобразователей путем поиска схемотехнических исполнений, которые позволят реализовать задачу снижения мощности потерь в элементах схемы.

При сравнительной оценке эффективности различных исполнений преобразователей желательно учитывать суммарную мощность потерь, как в активных, так и в пассивных элементах схемы. Однако результаты анализа потерь даже отдельной группы активных элементов в схеме преобразователя предоставят разработчику полезную информацию, которая сможет стать основой для выбора наиболее эффективного решения.

Особое значение сравнительный анализ потерь приобретает, когда предусматривается работа устройства в условиях значительных изменений питающего напряжения. Для современных DC-DC преобразова-

телей стандартным считается двукратный диапазон изменения питающего напряжения, но в некоторых случаях требуется расширенный диапазон с кратностью изменения до четырех раз.

Работа в условия диапазонного изменения питающего напряжения характерна для DC-DC преобразователей, получающих энергию от таких источников, как химические источники тока, ветрогенераторы, водородные топливные элементы, солнечные батареи, и передающих ее к объектам, которые требуют стабильного напряжения питания.

Во многих случаях упомянутые источники электрической энергии воспроизводят рабочее напряжение небольшой величины (24–120В), относящееся к низковольтной группе. Как отмечается в работе [1] для преобразователей постоянного напряжения, питающихся от низковольтных мощных источников, основным видом потерь в силовых приборах являются статические потери.

Постановка задачи

Многофазные изолированные повышающие (Boost) преобразователи достаточно широко представлены в публикациях в двухфазном [1–4] и 3-х фазном [1, 5–8] исполнениях. Однако поведение и количественные оценки мощности потерь в активных

элементах при многократном изменении питающего напряжения не рассматривались. Исполнения преобразователей с увеличенным количеством фаз (четырёх-, пятифазных) не нашли своего отражения в публикациях и требуют дополнительного изучения.

В представленной работе предлагается рассмотреть n -фазный изолированный повышающий (*Boost*) преобразователь (рис. 1) в виде несколько схемных исполнений с числом фаз n от двух до пяти ($n = 2 \dots 5$).

Для выбора среди исполнений наиболее эффективной схемы с наименьшими статическими потерями мощности в активных элементах (*MOSFET*, диоды) необходимо проводить сравнительный анализ.

На данный момент сравнительная оценка потерь для различных исполнений преобразователя остается неопределенной, поскольку связана с трудностью нахождения комплекса адекватных условий, при которых сравниваемые исполнения становились бы равнозначными. Как отмечается в работах [9–11], сравнение должно проводиться не только при одних и тех же электрических параметрах, но и с применением равноценных компонентов. Это в свою очередь требует конкретизации условий сравнения мощности потерь в элементах схемы.

Цель работы заключается в исследовании и сравнительной оценке мощности статических потерь в активных элементах (*MOSFET*, диоды) нескольких исполнений многофазного преобразователя с различным числом фаз ($n = 2 \dots 5$) в диапазоне многократного изменения питающего напряжения.

Коммутационные процессы

В состав n -фазного преобразователя (рис. 1) входят: коммутационные ячейки (дроссель — L_n , ключ — S_n), трансформаторы Tr_n , первичные и вторичные обмотки которых соединены в конфигурацию “звезда-звезда”, и выпрямительный мост с положительной (D_n^+) и отрицательной (D_n^-) группами из n диодов каждая. Принцип работы преобразователя достаточно подробно описан в [1, 5–8] и не требует дополнительных пояснений.

Коммутационные процессы в фазных ячейках (дроссель-ключ) преобразователя (рис. 1) происходят идентично с последовательным сдвигом на угол $\varphi = 2\pi/n$.

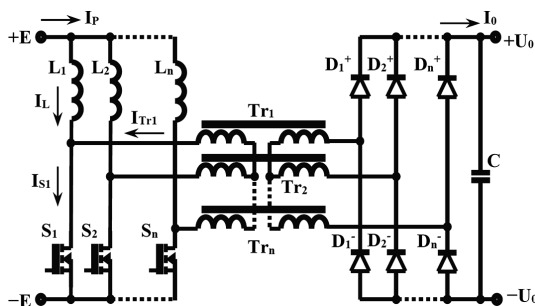


Рис. 1. Многофазный изолированный DC-DC преобразователь

Специфика коммутации ключей (*MOSFET*) преобразователя состоит в том, что при регулировании коэффициента заполнения D импульсов управления происходит деформация ступенчатого характера формы токов как в ключах, так и в трансформаторах. Это обуславливает изломы в изменяющейся зависимости действующего значения тока ключей и диодов выпрямительного моста.

Весь диапазон значений $0 \leq D \leq 1$ включает n областей с границами $0, 1/n, 2/n, \dots, (n-1)/n, 1$. Первая область значений $0 \leq D_0 \leq 1/n$ — нерабочая, поскольку содержит интервалы времени, при которых отсутствуют пути вывода энергии из накопительных дросселей. Поэтому рабочий диапазон лежит в пределах $1/n \leq D \leq 1$ и имеет $(n-1)$ областей, причем с увеличением количества фаз (n) этот диапазон расширяется снизу. Сказанное иллюстрируется диаграммами областей D (рис. 2) для двух, трех, четырех и пяти фазных исполнений.

На рис. 3–6 приведены временные диаграммы работы ключей $S_1 \dots S_n$, а также формы токов одного ключа I_{S1} и первичной обмотки одного трансформатора I_{Tr1} в каждой из областей значений коэффициента заполнения импульсов.

Размеры токов выражены относительно уровня тока дросселя I_L . Токи остальных ключей схемы и первичных обмоток других трансформаторов имеют аналогичную форму с последовательным сдвигом фазы на угол $\varphi = 2\pi/n$ и поэтому на диаграммах не приводятся. Вторичные обмотки всех трансформаторов повторяют форму токов первичных обмоток, что позволяет использовать этот фактор при определении мощности потерь в диодах выпрямительного моста. Каждой схеме многофазного преобразователя с данным количеством фаз соответствуют индивидуальные коммутационные процессы.

Условия сравнения мощности потерь

Корректное сравнение мощности потерь в группе активных элементов n -фазного преобразователя воз-

2-ф	0	D_0		0,5	D_{21}		1				
3-ф	0	D_0	0,33	D_{31}	0,67	D_{32}	1				
4-ф	0	D_0	0,25	D_{41}	0,5	D_{42}	0,75	D_{43}	1		
5-ф	0	D_0	0,2	D_{51}	0,4	D_{52}	0,6	D_{53}	0,8	D_{54}	1

Рис. 2. Области рабочих значений коэффициента заполнения импульсов при разном числе фаз

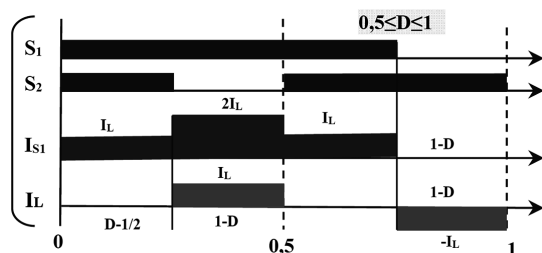


Рис. 3. Временные диаграммы работы при двухфазном исполнении преобразователя

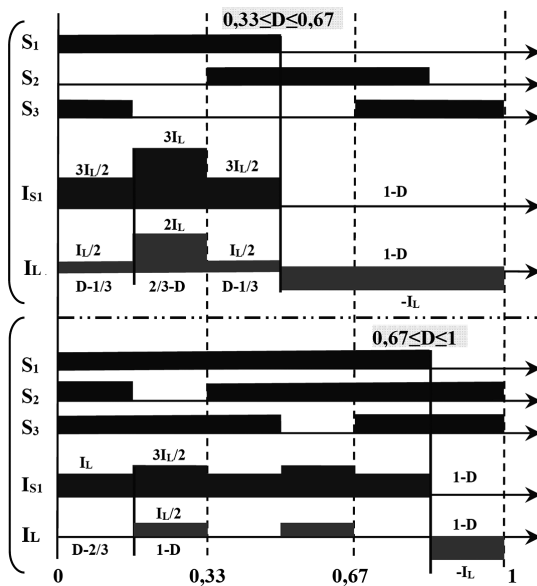


Рис. 4. Временные диаграммы работы при трехфазном исполнении преобразователя

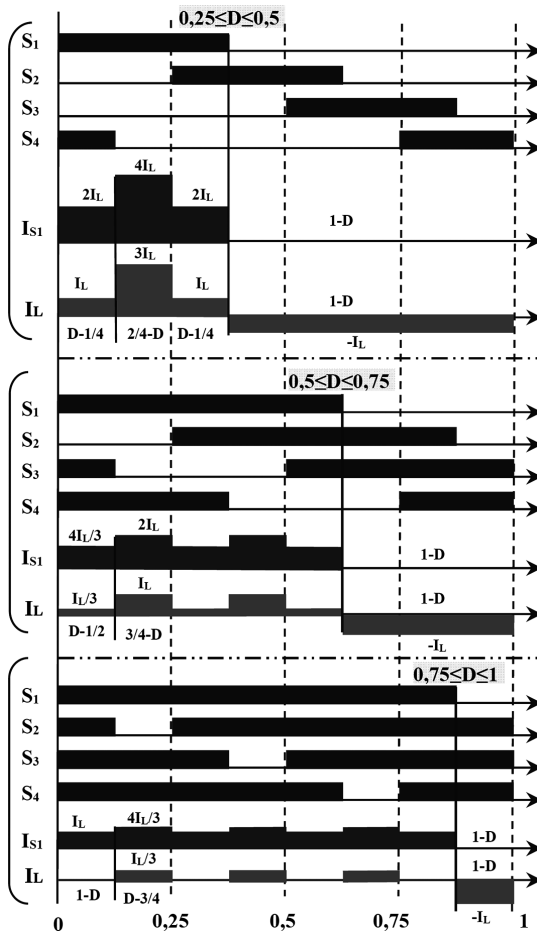


Рис. 5. Временные диаграммы работы при четырехфазном исполнении преобразователя

можно при условии одинакового количества элементов (ключей, диодов) с идентичными электрическими параметрами во всех рассматриваемых схемах.

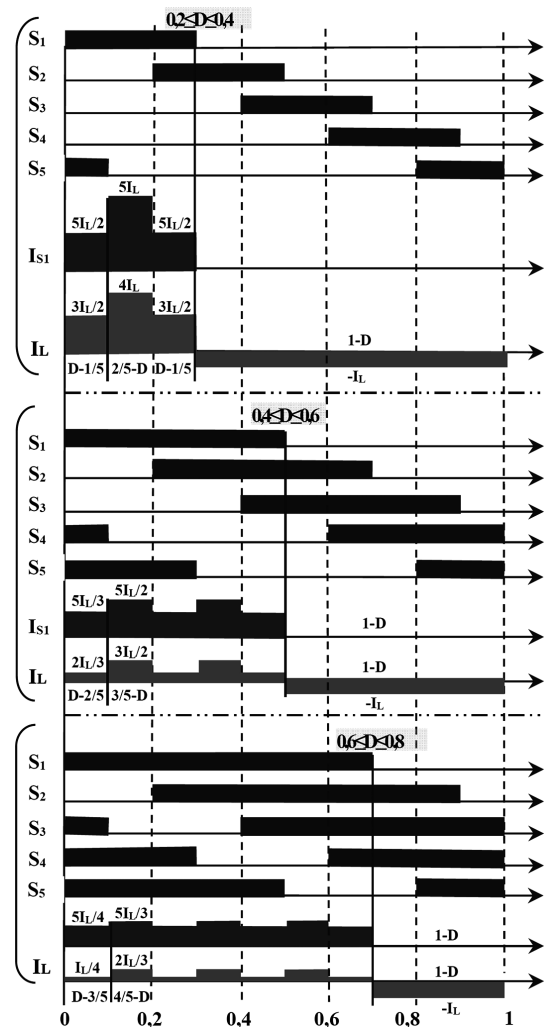


Рис. 6. Временные диаграммы работы при пятифазном исполнении преобразователя

Поскольку количество элементов в схемах с различным числом фаз принципиально неодинаково, то необходимо привести схемы к равнозначным свойствам активных элементов.

Для этого предложено в каждой из сравниваемых схем произвести замену группы из n элементов с идентичными электрическими параметрами, формой протекающих токов и функциональным назначением одним эквивалентным элементом (рис. 7). Причем параметры эквивалентного элемента соответствуют совокупности параметров n параллельно соединенных исходных элементов, а протекающий через него ток равен сумме токов элементов с идентичной формой.

Условие равнозначности схем по количеству используемых элементов в предложенном методе можно пояснить на примере замены группы из n ключей на один эквивалентный ключ (рис. 7а) посредством следующей абстракции.

Представим эквивалентный ключ, единый для всех сравниваемых схем, в виде фиксированного количества транзисторов N , с целочисленной кратностью к числу фаз n в этих схемах. Если сопротивление про-

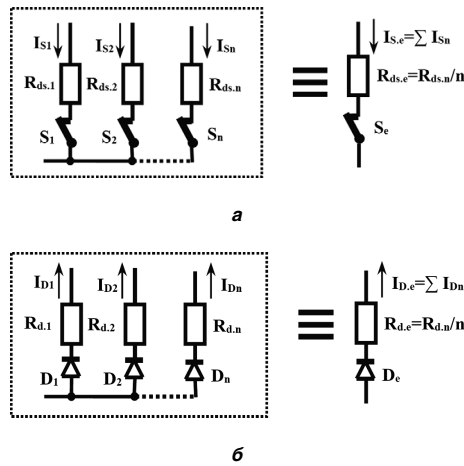


Рис. 7. Эквивалентные элементы:
а – группы ключей; б – группы диодов

водящего состояния одного транзистора $R_{ds,T}$, то для соединенных параллельно N транзисторов эквивалентного ключа оно в N раз меньше и составит $R_{ds,e} = R_{ds,T}/N$.

В схеме все n ключей составляются из N транзисторов эквивалентного ключа. Тогда каждый отдельный ключ, составленный из $n_T = N/n$ транзисторов, соединенных параллельно, имеет сопротивление $R_{ds,n} = R_{ds,T}/n_T = R_{ds,T} \cdot n/N$.

Подставим значение $R_{ds,T}$ из последнего выражения в формулу $R_{ds,e}$ и получим соотношение:

$$R_{ds,e} = R_{ds,n}/n.$$

Выполнением этого соотношения обеспечивается равнозначность схем по количеству элементов, что и показано на рис. 7.

Применительно к множеству схем n -фазного преобразователя (рис. 1) оценку мощности потерь в ключевых элементах и диодах предлагается проводить при следующих условиях равнозначности:

- равные напряжение, ток и мощность нагрузки;
- равные максимальные значения питающего напряжения $E_{\max}$ и кратность его изменения;
- свойства ключевых элементов в исполнениях эквивалентны, то есть при максимальном значении питающего напряжения $E_{\max}$ (с коэффициентом заполнения $D_{\min} = 1/n$) имеют равные значения общего сопротивления проводящего состояния всех n фазных ключей, соединенных параллельно;
- равные допустимые значения обратного напряжения диодов;
- свойства диодов в исполнениях эквивалентны, то есть при равных значениях выходного тока I_0 все параллельно соединенные диоды каждой полярности n -фазного выпрямительного моста имеют равные значения порогового напряжения и совокупного динамического сопротивления кусочно-линейной модели.

При анализе делаются следующие упрощающие допущения:

- функции преобразования соответствуют непрерывному режиму (CCM) протекания токов в индуктивных накопителях энергии;
- пульсации тока в индуктивных накопителях бесконечно малы, так что при коммутации импульсные токи ключей и диодов имеют ступенчато-прямоугольную форму.

Мощность потерь в ключах

Мощность статических потерь в $MOSFET$ определяется сопротивлением канала в проводящем состоянии $R_{ds,n}$ и действующим значением протекающего тока $I_{s,rms}$ [12]:

$$P_s = I_{s,rms}^2 \cdot R_{ds,n}. \quad (1)$$

Квадрат действующего значения тока одного ключа в схеме с заданным количеством фаз определим из диаграмм (рис. 3–6) в виде суммы произведений квадрата амплитуды тока $I_{m,i}$ на коэффициент заполнения d_i для отдельного i -го интервала протекания тока:

$$I_{s,rms}^2 = \sum_{i=1}^k I_{m,i}^2 \cdot d_i = (I_p/n)^2 \cdot K_f^2, \quad (2)$$

где I_p/n – среднее значение тока ключа;

K_f – коэффициент формы тока ключа.

Зависимости квадрата коэффициента формы тока ключей K_f^2 от коэффициента заполнения импульсов D определены по диаграммам (рис. 3–6) для схем с количеством фаз от двух до пяти в каждой области рабочих значений D (рис. 2) и приведены в табл. 1.

Поскольку токи в каждом из n ключей имеют одинаковую форму (K_f), то суммарную мощность потерь в них можно представить, как мощность потерь в одном эквивалентном ключе с сопротивлением проводящего состояния равным сопротивлению n параллельно соединенных ключей $R_{ds,n}$ при протекающем через него токе потребления I_p схемы:

$$P_{s,n} = I_p^2 \cdot K_f^2 \cdot R_{ds,n}. \quad (3)$$

При фиксированной входной мощности P_{in} ток потребления I_p схемы определяется текущим значением изменяемого напряжения питания E :

$$I_p = P_{in}/E. \quad (4)$$

Таблица 1

Число фаз	2	D	$0,5 \leq D \leq 1$		
		K_f^2	$3 - 2D$		

Число фаз	3	D	$0,33 \leq D \leq 0,67$	$0,67 \leq D \leq 1$	
		K_f^2	$\frac{9}{2} \cdot (1 - D)$	$\frac{9}{2} \cdot (1 - D)$	

Число фаз	4	D	$0,25 \leq D \leq 0,5$	$0,5 \leq D \leq 0,75$	$0,75 \leq D \leq 1$
		K_f^2	$2 \cdot (3 - 4D)$	$\frac{2}{3} \cdot (5 - 4D)$	$\frac{1}{3} \cdot (7 - 4D)$

Число фаз	5	D	$0,2 \leq D \leq 0,4$	$0,4 \leq D \leq 0,6$	$0,6 \leq D \leq 0,8$	$0,8 \leq D \leq 1$
		K_f^2	$\frac{5}{2} \cdot (3 - 5D)$	$\frac{25}{6} \cdot (1 - D)$	$\frac{5}{12} \cdot (7 - 5D)$	$\frac{1}{4} \cdot (9 - 5D)$

Текущее E и максимальное $E_{\max}$ значения напряжения связаны равенством функции повышающего преобразования, соответственно, при текущем D и минимальном $D_{\min} = 1/n$ значениях коэффициента заполнения в следующем виде:

$$\frac{E}{1-D} = \frac{E_{\max}}{1-D_{\min}} = \frac{n}{n-1} \cdot E_{\max}. \quad (5)$$

Подставим из последнего выражения текущее значение E в выражение (4) и получим зависимость:

$$I_p = \frac{P_{in}}{E_{\max}} \cdot \frac{n}{n-1} \cdot \frac{1}{1-D}. \quad (6)$$

Исходя из функции преобразования (5), рабочее напряжение U_s на ключах схемы (рис. 1) зависит от количества сформированных фаз n и превышает $E_{\max}$ согласно соотношению:

$$\frac{U_s}{E_{\max}} = \frac{n}{n-1}. \quad (7)$$

Этот фактор необходимо учитывать, поскольку с ростом рабочего напряжения в современных *MOSFET* возрастает сопротивление проводящего состояния, что характеризуются зависимостью [12]:

$$R_{ds,n} = R_{ds,0} \cdot \left(\frac{U_s}{E_{\max}} \right)^{\alpha} = R_{ds,0} \cdot \left(\frac{n}{n-1} \right)^{\alpha}, \quad (8)$$

где $R_{ds,0}$ – сопротивление проводящего состояния *MOSFET* при $U_s = E_{\max}$; α – показатель степени.

Исследование зависимости (8) на примере линейки транзисторов IRFP4368–IRFP4868 с рабочим напряжением $U_s = 75\text{--}300$ В показало, что значение показателя степени лежит в пределах $\alpha = 2,0 \dots 2,4$.

На рис. 8 приведена зависимость (7) при $\alpha = 2,2$, из которой видно, что превышение напряжения на ключах U_s относительно $E_{\max}$ составляет 2 ... 1,2 раза при числе фаз от 2 до 5. Здесь же показаны соответствующие дискретные изменения сопротивления, рассчитанного по выражению (8).

Подставим в выражение (3) значения тока I_p из (6) и сопротивления в проводящем состоянии экви-

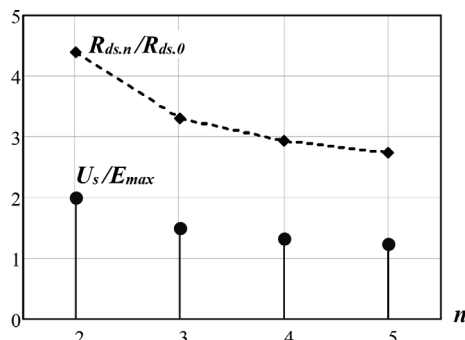


Рис. 8. Относительные значения рабочего напряжения (столбики) и сопротивления в проводящем состоянии ($\alpha = 2,2$) *MOSFET* ключей (линия) в схемах с различным числом фаз

валентного ключа $R_{ds,n}$ с учетом повышения рабочего напряжения (8) и после несложных преобразований получим выражение относительной мощности потерь:

$$P_{s,n}^* = \frac{P_{s,n}}{P_{s,b}} = \left(\frac{n}{n-1} \right)^{\alpha} \left(\frac{n-1}{n} \right)^2 \cdot \frac{K_f^2}{(1-D)^2}, \quad (9)$$

где $P_{s,b} = \left(\frac{P_{in}}{E_{\max}} \right)^2 \cdot R_{ds,0}$ – базовая мощность потерь.

Если воспользоваться зависимостями K_f^2 из табл. 1 и подставить их в (9), то получим формулы относительной мощности потерь $P_{s,n}^*(D)$. Однако графический вид этих зависимостей лишен наглядности, поскольку в требуемом диапазоне изменения напряжения питания кривые мощности потерь в схемах с различным числом фаз имеют разные диапазоны изменения D . Это затрудняет сравнительную оценку мощности потерь и выбор наиболее эффективной схемы. Совмещение кривых мощности потерь в диапазоне изменения аргумента возможно при переходе непосредственно к влияющему фактору – коэффициенту изменения напряжения питания:

$$K_E = E_{\max}/E. \quad (10)$$

При $E = E_{\min}$ коэффициент изменения напряжения принимает максимальное значение $K_{E,m} = E_0/E_{\min}$, которое принято называть кратностью изменения питающего напряжения [9]. Диапазон значений коэффициента K_E ограничивается неравенством: $1 \leq K_E \leq K_{E,m}$.

Подставим значение E из (10) в формулу (4) и приравняем (4) и (6) откуда получим значение параметра D , выраженное через K_E :

$$D = 1 - \frac{n-1}{n \cdot K_E}. \quad (11)$$

Путем подстановки значения D из выражения (11) в формулы $K_f^2(D)$ табл. 1 и выражение (9) получим зависимости относительной мощности потерь от коэффициента изменения напряжения питания $P_{s,n}^*(K_E)$, которые приведены в табл. 2.

По формулам табл. 2 на рис. 9 построены графические зависимости относительной мощности потерь в *MOSFET*-ключах для схем с различным числом фаз при изменяющемся в диапазоне $1 \leq K_E \leq 4$ напряжении питания.

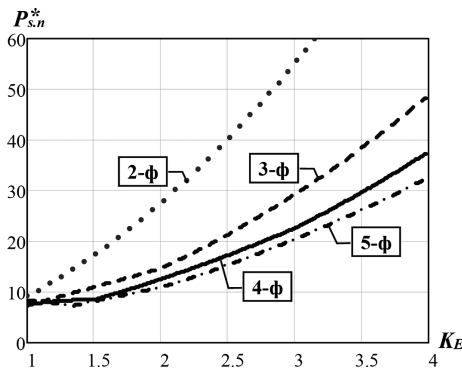
Как видно из рис. 9 мощность потерь в ключах увеличивается с ростом коэффициента изменения питающего напряжения K_E и снижается с наращиванием числа фаз n в схемном исполнении.

Оценить эффективность схемы при фиксированном питающем напряжении ($E = \text{const}$) можно по уровню минимальной мощности потерь $P_{s,\min}^*$, которая сосредоточена в окрестности значения $K_E = 1$.

При диапазонном изменении напряжения питания ($E = \text{var}$) с кратностью K_{Em} показателем эффективности схемы становится отношение максимальной мощности потерь $P_{s,\max}^*$ к минимальной $P_{s,\min}^*$:

Таблица 2

Число фаз	2	K_E	$1 \leq K_E \leq 4$		
		P_{s2}^*	$2^\alpha K_E (K_E + 1)$		
Число фаз	3	K_E	$1 \leq K_E \leq 2$	$2 \leq K_E \leq 4$	
		P_{s2}^*	$3 \cdot \left(\frac{3}{2}\right)^\alpha K_E$	$\left(\frac{3}{2}\right)^\alpha K_E (K_E + 1)$	
Число фаз	4	K_E	$1 \leq K_E \leq 1,5$	$1,5 \leq K_E \leq 3$	$3 \leq K_E \leq 4$
		P_{s2}^*	$2 \cdot \left(\frac{4}{3}\right)^\alpha K_E (3 - K_E)$	$\frac{2}{3} \cdot \left(\frac{4}{3}\right)^\alpha K_E (K_E + 3)$	$\left(\frac{4}{3}\right)^\alpha K_E (K_E + 1)$
Число фаз	5	K_E	$1 \leq K_E \leq 1,33$	$1,33 \leq K_E \leq 2$	$2 \leq K_E \leq 4$
		P_{s2}^*	$5 \cdot \left(\frac{5}{4}\right)^\alpha K_E (2 - K_E)$	$\frac{10}{3} \cdot \left(\frac{5}{4}\right)^\alpha K_E$	$\frac{5}{6} \cdot \left(\frac{5}{4}\right)^\alpha K_E (K_E + 2)$

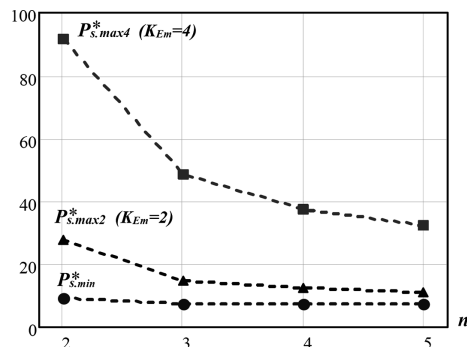
Рис. 9. Относительная мощность потерь в MOSFET-ключе ($\alpha = 2,2$) при изменении напряжения питания

$$\delta P_s = P_{s,\max}^* / P_{s,\min}^*$$

Меньшие значения этого отношения соответствуют лучшей эффективности схемы.

На рис. 10 приведены дискретные зависимости минимальной $P_{s,\min}^*$ и максимальной $P_{s,\max}^*$, $P_{s,\max}^*$ мощности потерь при кратности, соответственно, $K_{E,m} = 2$ и $K_{E,m} = 4$ для схем с числом фаз $n = 2 \dots 5$, полученные по данным рис. 9.

Как следует из кривых на рис. 10, минимальные значения относительной мощности потерь в ключах $P_{s,\min}^*$, которые используются при фиксированном питающем напряжении, практически не изменяются с

Рис. 10. Относительные минимальная и максимальная мощности потерь в MOSFET-ключе ($\alpha = 2,2$) схем с разным числом фаз

ростом числа фаз n . Вместе с этим, наращивание числа фаз способствует снижению максимальной мощности потерь $P_{s,\max}^*$ и отношения δP_s , что является положительным свойством многофазной схемы.

Поведение кривых мощности потерь в ключах при изменяющемся напряжении питания на рис. 9, 10 позволяет сделать следующие рекомендации по выбору исполнений преобразователя:

- двух фазное исполнение имеет наибольшие значения отношения δP_s ($\delta P_{s2} = 3$ при $K_E = 2$; $\delta P_{s4} = 9,9$ при $K_E = 4$) и поэтому его не следует применять в преобразователе;

- в области значений $1 \leq K_E \leq 2$ предпочтение следует отдавать трех или четырех фазным исполнениям, в которых отношение δP_{s2} минимально ($\delta P_{s2} = 1,67 \dots 2$); применение пяти фазного исполнения не рационально, поскольку не приводит к существенному снижению δP_{s2} ;

- в области расширенных значений $1 \leq K_E \leq 4$ обоснованным следует считать реализацию четырех или пяти фазных исполнений, в которых отношение δP_{s4} имеет приемлемые значения ($\delta P_{s4} = 4,47 \dots 5$).

Мощность потерь в диодах

Мощность потерь в диоде при использовании кусочно-линейной аппроксимации вольтамперной характеристики [13] определяется средним $I_{d,av}$ и действующим $I_{d,rms}$ значениями протекающего импульсного тока:

$$P_d = U_{d,o} \cdot I_{d,av} + I_{d,rms}^2 \cdot R_d, \quad (12)$$

где $U_{d,o}$ – пороговое напряжение диода;

R_d – динамическое сопротивление диода.

Для того, чтобы вынести за рамки рассмотрения коэффициент трансформации тока фазных трансформаторов, предложено связать электрических параметров входной коммутирующей и выходной выпрямительной частей схемы (рис. 1) осуществлять, используя в выражении (12) параметр – коэффициент формы тока диодов:

$$P_d = U_{d,o} \cdot I_{d,av} + I_{d,av}^2 \cdot K_f^2 \cdot R_d = U_{d,o} \cdot I_{d,av} \cdot \left(1 + K_f^2 \frac{I_{d,av} \cdot R_d}{U_{d,o}} \right). \quad (13)$$

Выражения для квадрата коэффициента формы тока одного диода в схеме с заданным количеством фаз от двух до пяти и для каждой области рабочих значений D (рис. 2) определим из диаграмм (рис. 3–6) в виде отношения квадратов действующего и среднего значений:

$$K_f^2(D) = \sum_{i=1}^k I_{m,i}^2 \cdot d_i / \left(\sum_{i=1}^k I_{m,i} \cdot d_i \right)^2, \quad (14)$$

где $I_{m,i}$ – амплитуда тока диода на i -том интервале периода;

d_i – относительный i -й интервал протекания тока.

Из диаграмм (рис. 3–6) и полученных зависимостей (14), которые приведены в табл.3, видно, что значения K_{f1} , K_{f2} для диодов с разными направлениями токов неодинаковы.

Учитывая эту особенность, разделим диодный мост схемы (рис. 1) на две группы по n диодов, одна из которых имеет форму (K_{f1}) и направление тока диодов к выводу положительной полярности выходного напряжения ($+U_0$), а другая форму (K_{f2}) и направление – к выводу отрицательной полярности ($-U_0$).

Поскольку токи в каждом из n диодов одной группы имеют одинаковую форму (K_{f1} или K_{f2}), суммарную мощность потерь в группе можно представить, как мощность потерь в одном эквивалентном диоде с пороговым напряжением $U_{d.o}$ и динамическим сопротивлением, равным сопротивлению n параллельно соединенных диодов $R_{d.e} = R_{d.n}/n$, при протекающем через него токе нагрузки I_0 :

$$P_{d.n} = U_{d.o} \cdot I_0 \cdot \left(1 + K_f^2 \frac{I_0 \cdot R_{d.n}}{U_{d.o}} \right) = U_{d.o} \cdot I_0 \cdot (1 + K_f^2 \cdot m), \quad (15)$$

где $m = I_0 \cdot R_{d.e}/U_{d.o}$ – параметр эквивалентного диода.

Параметр m представляет отношение падения напряжения на динамическом сопротивлении $R_{d.e}$ эквивалентного диода при рабочем токе I_0 к пороговому напряжению $U_{d.o}$. Анализ количественных данных $U_{d.o}$ и $R_{d.e}$ современных импульсных диодов по методике [13] показал, что параметр $m = 0,2 \dots 0,4$.

Общую относительную мощность потерь в двух группах диодов определим, как сумму потерь в каждой, используя выражения для коэффициента формы K_{f1} и K_{f2} из табл. 3:

$$P_{d.n}^* = \frac{P_{d.n1} + P_{d.n2}}{P_{d.b}} = 2 + m (K_{f1}^2 + K_{f2}^2), \quad (16)$$

Таблица 3

Число фаз	2	D	$0,5 \leq D \leq 1$			
		$K_{f1,2}^2$	$1/(1-D)$			
Число фаз	3	D	$0,33 \leq D \leq 0,67$	$0,67 \leq D \leq 1$		
		K_{f1}^2	$\frac{5-7D}{2 \cdot (1-D)^2}$	$\frac{1}{2 \cdot (1-D)}$		
		K_{f2}^2	$1/(1-D)$			
Число фаз	4	D	$0,25 \leq D \leq 0,5$	$0,5 \leq D \leq 0,75$	$0,75 \leq D \leq 1$	
		K_{f1}^2	$\frac{4-7D}{(1-D)^2}$	$\frac{4-5D}{3 \cdot (1-D)^2}$	$\frac{1}{3 \cdot (1-D)}$	
		K_{f2}^2	$1/(1-D)$			
Число фаз	5	D	$0,2 \leq D \leq 0,4$	$0,4 \leq D \leq 0,6$	$0,6 \leq D \leq 0,8$	$0,8 \leq D \leq 1$
		K_{f1}^2	$\frac{11-23D}{2 \cdot (1-D)^2}$	$\frac{13-19D}{6 \cdot (1-D)^2}$	$\frac{11-13D}{12 \cdot (1-D)^2}$	$\frac{1}{1-D}$
		K_{f2}^2	$1/(1-D)$			

Таблица 4

Число фаз	2	K_E	$1 \leq K_E \leq 4$		
		P_{d2}^*	$4mK_E + 2$		
Число фаз	3	K_E	$1 \leq K_E \leq 2$	$2 \leq K_E \leq 4$	
		P_{d3}^*	$\frac{9m}{4}(3K_E - K_E^2) + 2$	$\frac{9m}{4}K_E + 2$	
Число фаз	4	K_E	$1 \leq K_E \leq 1,5$	$1,5 \leq K_E \leq 3$	$3 \leq K_E \leq 4$
		P_{d4}^*	$\frac{16m}{3}(2K_E - K_E^2) + 2$	$\frac{16m}{27}(6K_E - K_E^2) + 2$	$\frac{16m}{9}K_E + 2$
Число фаз	5	K_E	$1 \leq K_E \leq 1,33$	$1,33 \leq K_E \leq 2$	$2 \leq K_E \leq 4$
		P_{d5}^*	$\frac{25m}{8}(5K_E - 3K_E^2) + 2$	$\frac{25m}{8}(\frac{5}{3}K_E - \frac{1}{2}K_E^2) + 2$	$\frac{25m}{96}(10K_E + K_E^2) + 2$

где $P_{d.b} = U_{d.o}I_0$ – базовая мощность потерь.

Путем подстановки значения D из выражения (11) в формулы $K_{f1}^2(D)$, $K_{f2}^2(D)$ табл.3 и затем в выражение (16) получим зависимости относительной мощности потерь в диодах от коэффициента изменения напряжения питания $P_{d.n}^*(K_E)$, которые приведены в табл.4.

По формулам табл. 4 на рис. 11 приведены графические зависимости относительной мощности потерь в диодах для схем с различным числом фаз при изменяющемся в диапазоне $1 \leq K_E \leq 4$ напряжении питания.

Аналогично оценке потерь в ключах, показателем эффективности диодного моста схемы становятся полученные по данным рис.11 – уровень минимальной мощности потерь $P_{d.min}^*$ и отношение $\delta P_d = P_{d.max}^* / P_{d.min}^*$.

На рис. 12 показаны дискретные зависимости минимальной $P_{d.min}^*$ и максимальной $P_{d,max2}^*$, $P_{d,max4}^*$ мощности потерь в диодах при кратности, соответственно, $K_E = 2$ и $K_E = 4$ от числа фаз $n = 2 \dots 5$.

Как следует из кривых на рис. 12 минимальные значения относительной мощности потерь в диодах $P_{d.min}^*$ при фиксированном питающем напряжении незначительно изменяются с ростом числа фаз n . При диапазонном изменении напряжения питания наращивание числа фаз n приводит к неоднозначному поведению максимальной мощности потерь: снижению $P_{d,max4}^*$ и минимизации $P_{d,max2}^*$ при $n = 3$.

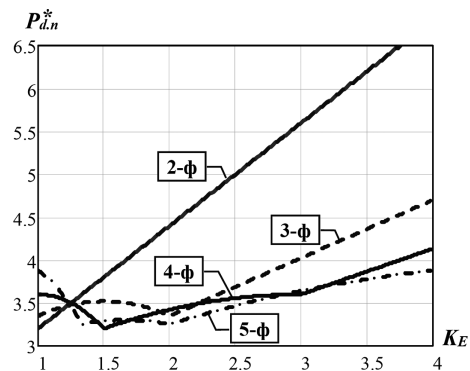


Рис. 11. Относительная мощность потерь в диодах выпрямительного моста ($m = 0,3$) при изменении напряжения питания

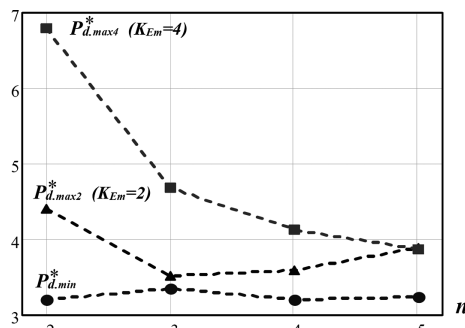


Рис. 12. Относительные минимальная и максимальная мощности потерь в диодах выпрямительного моста ($m = 0,3$) схем с разным числом фаз

Поведение зависимостей на рис. 11, 12 позволяет дать следующие рекомендации:

— двухфазное исполнение имеет наибольшие значения отношения δP_d ($\delta P_{d2} = 1,37$ при $K_E = 2$; $\delta P_{d4} = 1,54$ при $K_E = 4$) и поэтому его не следует применять в преобразователе;

— в области значений $1 \leq K_E \leq 2$ предпочтительно 3-х или 4-х фазное исполнение, в которых отношение δP_{d2} минимально ($\delta P_{d2} = 1,05 \dots 1,12$); пятифазное исполнение увеличивает потери $P_{d,max}^*$ и отношение δP_{d2} ;

— в области расширенных значений $1 \leq K_E \leq 4$ приемлемые значения отношения δP_{d4} имеют четырех- или пятифазные исполнения ($\delta P_{d4} = 1,19 \dots 1,29$).

Выводы

1. Проведено исследование мощности потерь в активных элементах (транзисторах, диодах) схемных исполнений многофазного изолированного DC-DC преобразователя с числом фаз от двух до пяти в диапазоне четырехкратного изменения питающего напряжения.

2. Рассмотрены коммутационные процессы в активных элементах на интервалах рабочих значений коэффициента заполнения импульсов.

3. Предложено сравнение мощности потерь в исполнениях проводить методом эквивалентного элемента, согласно которому группа элементов в схемах с разным числом фаз приводится к одному обобщающему элементу, что обеспечивает равнозначность схем.

4. Получены аналитические выражения коэффициента формы токов, а также аналитические и графические зависимости относительной мощности потерь в транзисторах и диодах при фиксированном и изменяющемся напряжении питания.

5. Сравнительная оценка мощности потерь в схемах показала, что двух фазное исполнение не следует рекомендовать к применению, а наилучшей эффективностью обладают схемы трех и четырех фазных исполнений.

6. Результаты работы позволят при проектировании сделать обоснованный выбор количества фаз многофазного преобразователя.

Литература

1. Царенко А., Серегин Д. Новые схемы статических преобразователей электрической энергии и их сравнительный анализ. — Силовая электроника. Тематическое приложение к журналу "Компоненты и технологии". 2007. № 3. С. 59–66.
2. C. P. Wilson, I. Barbi. A comparison between two current-fed push-pull dc-dc converters—analysis, design and experimentation. Proc. IEEE INTELEC, 1996, pp. 313–320.
3. A. Andreiciks, K. Vitols, O. Krievs, I. Steiks. Current Fed Step-up DC/DC Converter for Fuel Cell Inverter Applications. Scientific proceedings of Riga technical university: Power and electrical engineering, October 2009, pp.117-122.
4. Y. Lembeys, V. D. Bang, G. Lefever, and J-P. Ferrieux. Novel Half-Bridge Inductive DC-DC Isolated Converters for Fuel Cell Applications. IEEE Transactions on energy conversion, Vol. 24, No. 1, march 2009, pp. 203-210.
5. S.V.G. Oliveira, I. Barbi. A three-phase step-up DC-DC converter with a three-phase high frequency transformer. Proc. IEEE ISIE 2005, June 20-23, 2005, Dubrovnik, Croatia. vol. 2, pp. 571-576.
6. S. V. G. Oliveira, I. Barbi. A three-phase step-up DC-DC converter with a three-phase high frequency transformer for DC Renewable Power Source Applications. IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 8, august 2011, pp. 3567-3580.
7. S. V. G. Oliveira, C. E. Marcussi, I. Barbi. An average current-mode controlled three-phase step-up DC-DC converter with a three-phase high frequency transformer. IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC), July 2005, pp. 2623-2629.
8. A. M. Soomro, A. N. Khizer, A. A. Syed et al. Multiphase Boost-Half-Bridge DC-DC converter and its Working Mode Analysis. Sindh Univ. Res. Jour. (Sci. Ser.) 2015, Vol.47, pp. 247-250.
9. Мелешин В. И. Энергетические соотношения в ключевых преобразователях постоянного напряжения. В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю.И.Конева. — М.: Сов. Радио, 1977. Вып.9. С. 83–98.
10. Колосов В. И. Сравнительная оценка мощности статических потерь в ключевых элементах преобразователей Buck и Boost топологий. — Технічна електродинаміка. Тематичний випуск: Силовa електроніка та енергоефективність. — Київ, 2011. Ч.1. С. 252–259.
11. Колосов В. И. Выбор структуры изолированного DC-DC преобразователя с наименьшей мощностью потерь в активных элементах. — Практическая силовая электроника. 2013. № 2 (50). С. 17–22.
12. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. — М.: Додэка, 2005. — 384 с.
13. B. Rivet. The conduction losses in a power rectifier. AN604, SGS-THOMSON Microelectronics, 1995, pp.1-2.

Колосов Валерий Иванович, к. т. н., технический директор НПП "Импульс", г. Запорожье, тел.: +38 (061) 769-77-00, e-mail: kvi@pulse.zp.ua;

Васечко Евгений Викторович, ведущий инженер НПП "Импульс", г. Запорожье, тел.: +38 (061) 769-77-00, e-mail: john@pulse.zp.ua.

Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, А. М. Калимуллин

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ДРОССЕЛЬ-ТРАНСФОРМАТОРОВ ДЛЯ СТАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

G. V. Roschupkin, D. A. Shevtsov,
A. M. Kalimullin

Design Procedure of Inductor-Transformer
for Static Converters

В статье описан принцип работы двухтактного обратно – прямоходового преобразователя. Рассмотрен алгоритм работы фазной широтно-импульсной модуляции (phase-shift PWM). Предложена авторская аппаратная реализация рассматриваемого алгоритма работы. Представлена методика расчета основных параметров дроссель-трансформаторов. Проведен расчет дроссель-трансформатора на конкретном примере.

Ключевые слова: мостовой преобразователь, полумостовой преобразователь, трансформатор, дроссель-трансформатор, фазная ШИМ.

The article describes the principle of operation of push-pull flyback-forward DC-DC converter. Algorithm of phase shift pulse-width modulation (PWM) is considered. The authors proposed hardware realization of the operation algorithm under consideration. Design procedure of the main parameters of the transformer combined with energy storing inductor is presented. Calculation of the transformer combined with energy storing inductor was performed on the concrete example.

Key words: full-bridge converter, half-bridge converter, transformer, transformer combined with reactive energy storage inductor, phase PWM.

Одним из важнейших функциональных узлов любого преобразователя электрической энергии является силовой каскад, который во многом определяет массогабаритные, энергетические, динамические и регулировочные характеристики всего устройства в целом. Идеальных силовых каскадов не существует и для каждого технического требования целесообразной является та или иная структура силового каскада. Анализ многочисленных отечественных и зарубежных публикаций показал, что при напряжении питания в сотни вольт и мощностях сотни ватт или единицы киловатт наиболее целесообразным является применение полумостовой или мостовой двухтактной обратно-прямоходовой структуры, использующей два одинаковых дроссель-трансформатора [6]. При прочих равных условиях такая схема имеет лучшие массогабаритные и энергетические характеристики по сравнению с другими типами мостовых и полумостовых схем.

Принцип работы и особенности работы двухтактной обратно-прямоходовой структуры с дроссель-трансформаторами

Особенностью данной схемы является то, чтомоточные изделия одинаковы, что повышает технологичность устройства, а также то, что они работают в противофазе, при этом на одном полупериоде один из элементов работает как дроссель, а другой как трансформатор, на втором полупериоде они меняются ролями. Такой режим работы позволяет при прочих равных условиях уменьшить пульсации выходного напряжения и как следствие уменьшить объем выходных сглаживающих реактивных элементов. Также следует отметить, что данная схема может работать с различными алгоритмами управления, причем наиболее целесообразным является использование фазной ШИМ (Phase-shift). Эквивалентные схемы структуры преобразователя, реализующей этот алгоритм в различные

моменты времени показаны на рис. 1 [3], а временные диаграммы, поясняющие его работу – на рис. 2. При этом каждый дроссель – трансформатор преобразует половинную мощность. Достоинство алгоритма состоит в том, что сердечники перемагничиваются по частной не симметричной петле гистерезиса от B_m до B_r .

Во время импульса индукция в сердечнике “трансформатора” уменьшается, а в сердечнике “дросселя” возрастает, происходит передача энергии во вторичную обмотку “трансформатора” и накопление энергии в сердечнике “дросселя”.

Во время паузы индукция в обоих сердечниках снижается. При этом, происходит передача энергии во вторичную цепь от обоих сердечников. Сердечник “дросселя” по своей вторичной обмотке частично трансформирует энергию в нагрузку, а другую часть энергии перекачивает в первичную обмотку “трансформатора”, который полученную энергию и свою оставшуюся также перекачивает в нагрузку. Таким образом, на этапе паузы происходит обмен энергии между сердечниками “трансформатора” и “дросселя” через их первичные обмотки.

На рис. 3 представлена, разработанная авторами, одна из возможных аппаратных реализаций рассматриваемого алгоритма фазной ШИМ (Phase-shift PWM). Отличительными особенностями данной реализации являются: комбинированное управление по току и напряжению, что позволяет обеспечить симметрирование перемагничивания сердечника трансформатора, а также режима симметрирования напряжений на конденсаторном делителе при использовании полумостовой схемы. Кроме того, представленное авторами решение исключает возможность сквозных токов первого рода в транзисторных стойках и устраняет проблемы “логических гонок” и состязаний.

Возможные топологии двухтактной обратно-прямоходовой структуры представлены на рис. 4(мосто-

вая, полумостовая, низковольтная и высоковольтная многоуровневые схемы соответственно). Принцип работы таких схем описан в целом ряде работ [4]. Ряд зарубежных фирм выпускает преобразователи, спроектированных именно по таким топологиям. Однако нигде не приводится методика проектирования дроссель-трансформаторов для таких структур. Цель предлагаемой статьи – восполнение этого пробела.

Методика расчета дроссель-трансформатора

Исходные данные для проектирования:

P_H – мощность нагрузки;

f – частота коммутации (переключения);

$E_{\text{пит min}}, E_{\text{пит max}}$ – диапазон напряжения питания;

U_H – напряжение на нагрузке.

Проектирование дроссель-трансформаторов осно-

вано на использовании двух фундаментальных законов – законе сохранения энергии и законе электромагнитной индукции Фарадея.

1. В соответствии с зависимостью, представленной на рис. 5 [5], задаемся плотностью тока в обмотках дроссель- трансформатора.

2. Выбираем материал магнитопровода задавшись относительной магнитной проницаемостью материала сердечника в соответствии с графиком на рис. 6. Этот график получен на основании анализа различных публикаций по проектированию электромагнитных элементов для различных типов статических преобразователей электроэнергии. (например, аморфное железо ГМ54ДС30).

3. В соответствии с законом сохранения энергии можно записать формулу

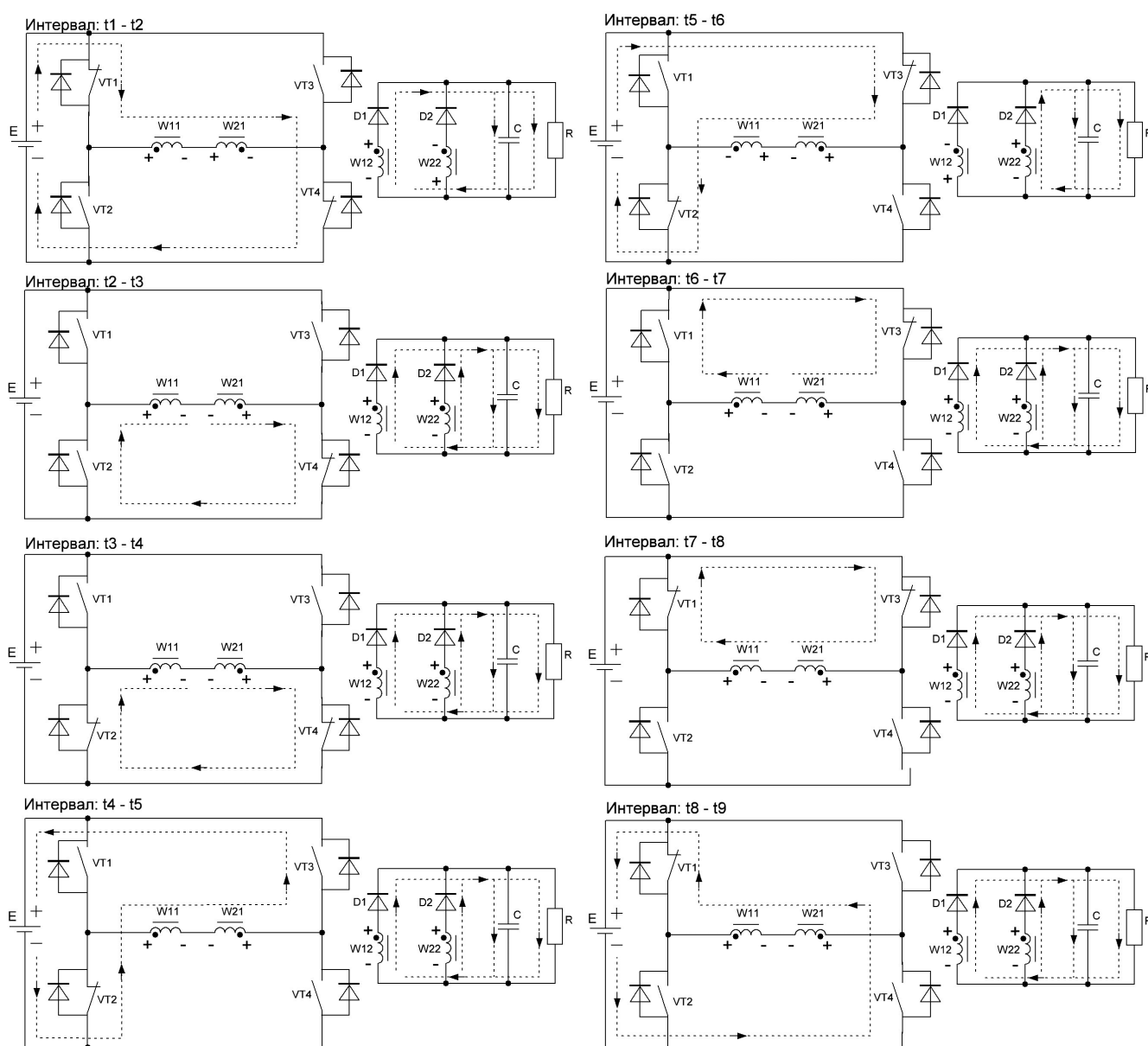


Рис. 1. Эквивалентные схемы, поясняющие принцип работы двухтактной обратно-прямоходовой структуры с дроссель-трансформаторами

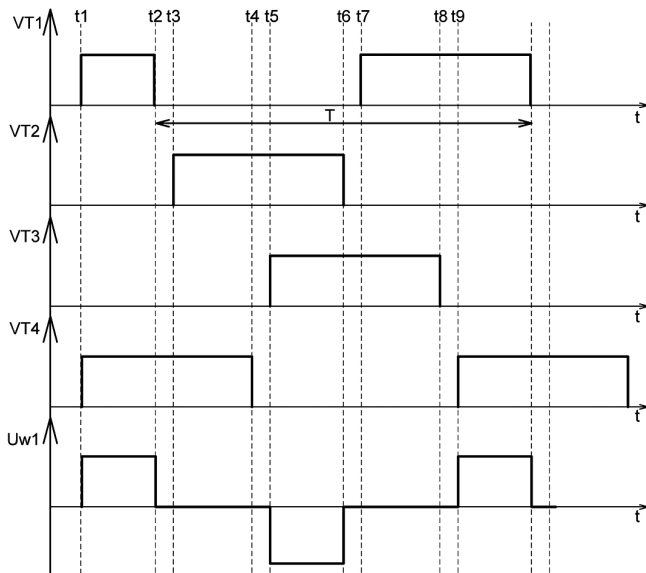


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие алгоритм работы преобразователя (Phase-shift PWM)

$$\frac{P_n}{2} \cdot \frac{1}{\eta} = \frac{1}{2} \cdot \frac{B_m - B_r}{\mu \cdot \mu_0} \cdot V \cdot f, \quad (1)$$

где P_n – мощность нагрузки,

η – ориентировочный коэффициент полезного действия (КПД),

$B_m \approx 0,8 B_s \dots 0,9 B_s$ – максимальная рабочая индукция сердечника,

B_s – индукция насыщения,

B_r – остаточная индукция,

μ – относительная магнитная проницаемость,

μ_0 – магнитная постоянная,

V – требуемый объем сердечника,

$f = 1/T$ – частота коммутации,

T – период широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Из формулы (1) определяем минимально необходимый объем сердечника V .

4. По справочнику из стандартного ряда выбираем типоразмер сердечника, имеющего ближайший больший объем к требуемому. После выбора сердечника нам известны: $S_{стали}$ – эффективная площадь поперечного сечения сердечника, $S_{окна}$ – площадь окна сердечника, l – средняя длина силовой магнитной линии,

p_0 – удельные потери в сердечнике, α и β – параметры удельных потерь.

5. На основании закона электромагнитной индукции число витков первичной обмотки можно определить из следующего выражения:

$$w_1 = \frac{E_{min} \cdot \Delta t}{2 \cdot S_{ст} \cdot \Delta B}, \quad (2)$$

где w_1 – число витков первичной обмотки,

$$\Delta B = (B_m - B_r),$$

$$\Delta t = T/2.$$

6. Определяем число витков вторичной обмотки w_2 :

$$w_2 = \frac{U_n \cdot \Delta t}{S_{ст} \cdot \Delta B}. \quad (3)$$

7. Определяем площадь поперечного сечения проводов обмоток w_1 и w_2 :

$$S_{пров_1} = \frac{I_{w_1}}{J}; \quad (4)$$

$$S_{пров_2} = \frac{I_{w_2}}{J}; \quad (5)$$

где I_{w_1} , I_{w_2} – действующие значения токов, определяемых по формулам

$$I_{w_1} = \frac{P_n \cdot K_\Phi}{E_{min}}; \quad (6)$$

$$I_{w_2} = \frac{P_n \cdot K_\Phi}{2U_n}, \quad (7)$$

где K_Φ – коэффициент формы, равный отношению действующего значения к среднему значению.

8. Проводим проверочный расчет (помещаются ли обмотки в окно сердечника). Необходимо выполнение следующего условия:

$$S_{пров_1} w_1 + S_{пров_2} w_2 \leq S_{окна} K_3, \quad (8)$$

где $K_3 = (0,5 \dots 0,8)$ – коэффициент заполнения окна, зависящий от технологии намотки.

9. Проверка трансформатора на перегрев.

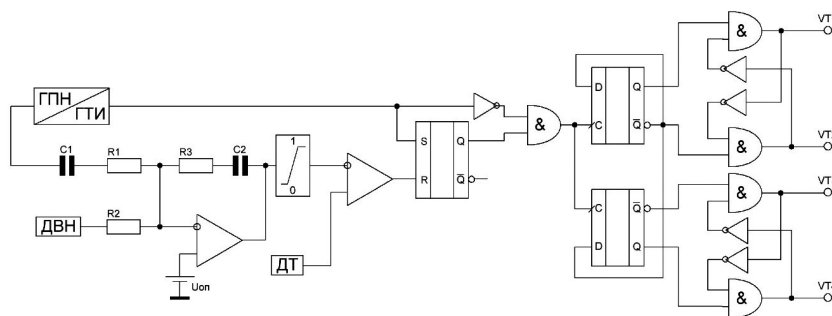


Рис. 3. Пример аппаратной реализации алгоритма Phase Shift

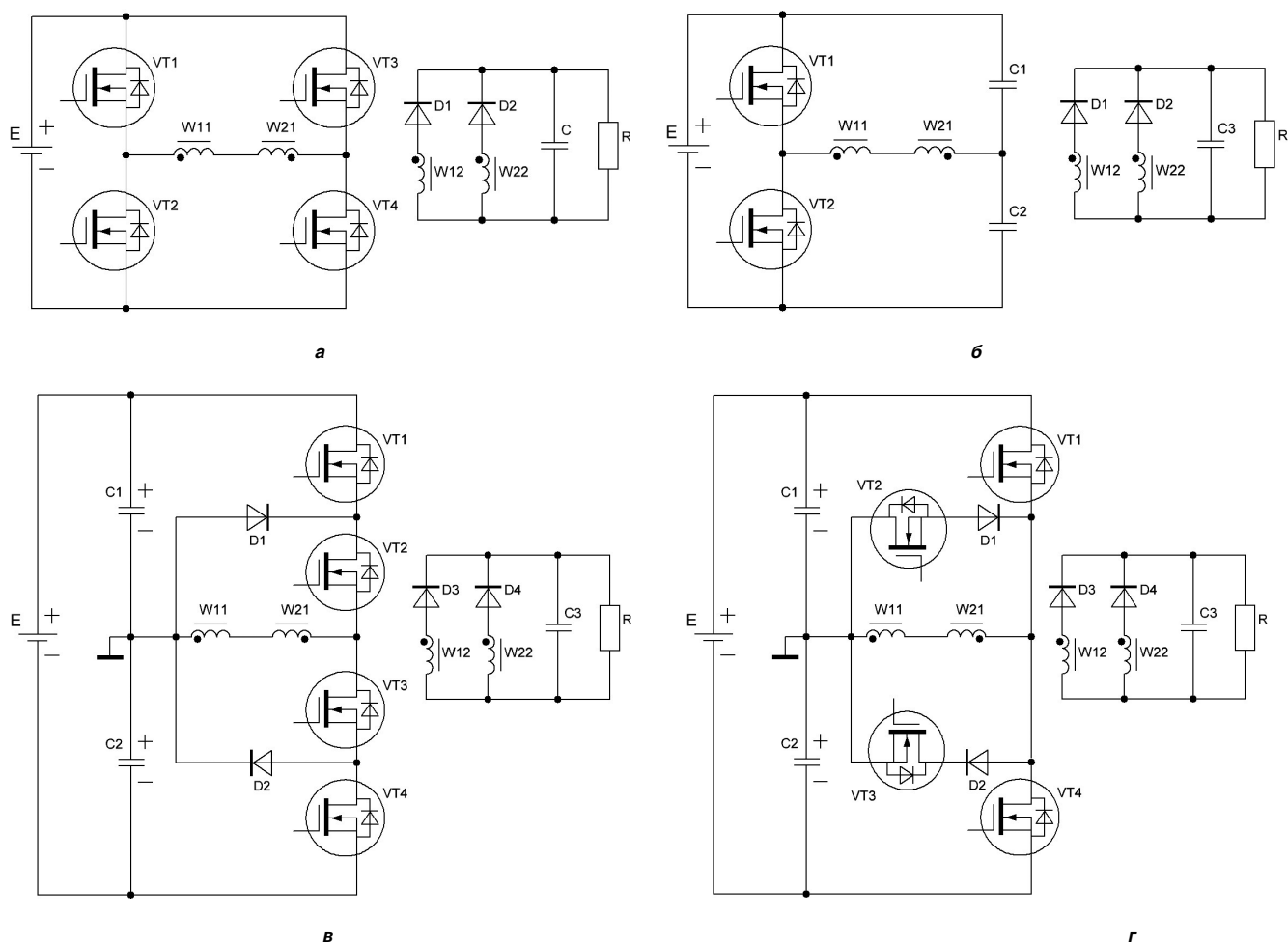


Рис. 4. Возможные топологии двухтактной обратно- прямоходовой структуры с дроссель-трансформаторами:
а – мостовая схема; б – полумостовая схема; в – многоуровневая схема с низковольтными транзисторами;
г – многоуровневая схемас высоковольтными транзисторами

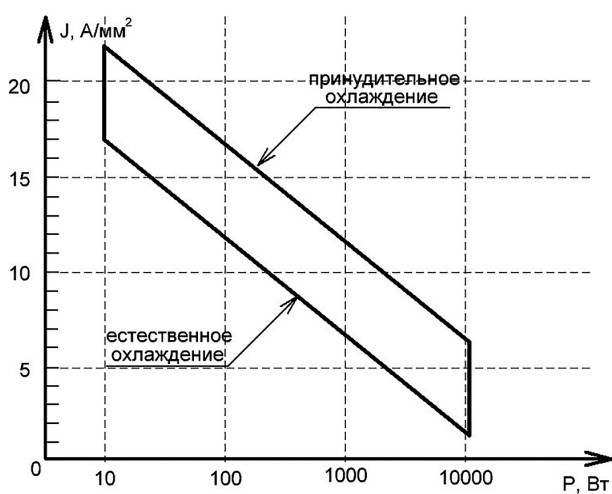


Рис. 5. Зависимость плотности тока в обмоткахмоточного элемента от мощности нагрузки

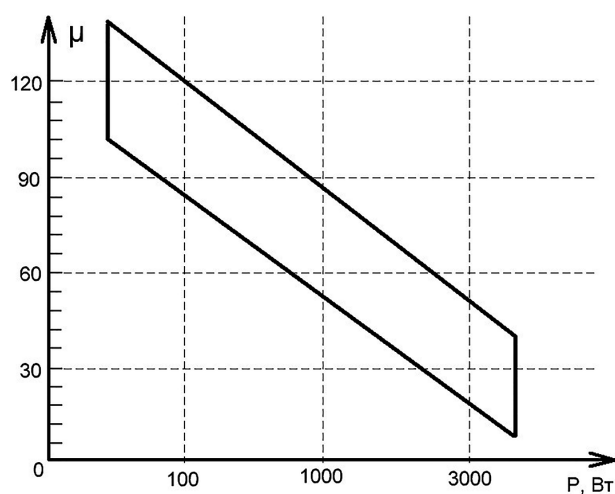


Рис. 6. Зависимость относительной магнитной проницаемости сердечника от мощности нагрузки

9.1. Вычисляем мощность потерь в сердечнике:

$$P_{\text{сер}} = p_0 \cdot B_a^\alpha \cdot f^\beta \cdot V, \quad (9)$$

где B_a — амплитуда переменной составляющей индукции в сердечнике. В худшем случае для данной схемы справедливо выражение:

$$B_a = \frac{B_m - B_r}{2}. \quad (10)$$

9.2. Потери в обмотках определяем по формуле:

$$P_w = \left(\frac{I_{w1}^2 w_1}{S_{\text{пров}_1}} + \frac{I_{w2}^2 w_2}{S_{\text{пров}_2}} \right) \cdot \rho \cdot l_0 \cdot k_f \cdot k_t, \quad (11)$$

где ρ — удельное сопротивление меди,

l_0 — длина одного витка,

$k_f = 2 \dots 5$ — коэффициент, учитывающий скин-эффект и эффект близости, зависящий от технологии намотки,

$k_t = 1,2 \dots 1,3$ — коэффициент, учитывающий изменение удельного сопротивления проводов меди от температуры.

9.3. Определяем максимальную температуру трансформатора по формуле:

$$T_{\text{max}} = T_{\text{ср max}} + \frac{P_{\text{сер}} + P_w}{\alpha_{\text{охл}} \cdot S_{\text{охл}}}, \quad (12)$$

где $\alpha_{\text{охл}} = (10 \dots 30) \text{ Вт/м}^2$ — коэффициент охлаждения, зависящий от условий теплоотвода, $S_{\text{охл}}$ — площадь поверхности с которой производится отвод тепла.

9.4. Проверяем выполнение условий:

$$T_{\text{max}} < T_{\text{доп. в}}, \quad (13)$$

$$T_{\text{max}} < T_{\text{доп. сер}}, \quad (14)$$

где $T_{\text{доп. в}}$ — максимально допустимая температура провода,

$T_{\text{доп. сер}}$ — максимально допустимая температура сердечника.

10. Если эти условия выполняются, рассчитываем индуктивность обмотки по формуле:

$$L = \mu \cdot \mu_0 \cdot w^2 \cdot \frac{S_{\text{ст}}}{l_{\text{ст}}}. \quad (15)$$

11. Минимальные и максимальные мгновенные значения тока в первичной обмотке будут связаны с индукцией в сердечнике следующим соотношением:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{B_m^2 - B_r^2}{\mu \cdot \mu_0} \cdot V = L_1 \cdot \frac{I_{\text{max}}^2 - I_{\text{min}}^2}{2}, \quad (16)$$

где I_{max} — максимальное значение тока в обмотке,

I_{min} — минимальное значение тока в обмотке.

Пример расчета

Исходные данные для проектирования:

Мощность нагрузки $P_n = 2 \text{ кВт}$;

Частота коммутации $f = 80 \text{ кГц}$;

Диапазон напряжения питания:

$E_{\text{пит min}} = 380 \text{ В}$, $E_{\text{пит max}} = 420 \text{ В}$;

Напряжение нагрузки $U_n = 32 \text{ В}$;

КПД $\eta = 0,92$.

Выбираем материал магнитопровода — ГМ54ДС30.

Из (1) находим минимальный требуемый объем при $B_m = 0,6 \text{ Тл}$; $B_r = 0,2 \text{ Тл}$; $\mu = 30$; $\mu_0 = 1,25 \cdot 10^{-6} \text{ Гн/м}$:

$$V = \frac{\frac{2000}{2} \cdot \frac{1}{0,92}}{\frac{1}{2} \cdot \frac{0,6^2 - 0,2^2}{30 \cdot 1,25 \cdot 10^{-6}} \cdot 8000} = 3200 \text{ мм}^3.$$

Подходящий типоразмер сердечника: $30 \times 15 \times 10 \text{ мм}$.

Исходя из документации на выбранный материал магнитопровода, получаем следующие величины:

$l_{\text{ср}} = 70,7 \text{ мм}$, $S_{\text{ст}} = 52,5 \text{ мм}^2$, $S_{\text{окна}} = 177 \text{ мм}^2$ [5].

Из (2) найдем число витков первичной обмотки:

$$w_1 = \frac{380}{2} \cdot \frac{0,000062 \cdot 10^6}{52,5 \cdot (0,6 - 0,2)} = 57, \quad (18)$$

а из (3) — число витков вторичной обмотки:

$$w_2 = 32 \cdot \frac{0,000062 \cdot 10^6}{52,5 \cdot (0,6 - 0,2)} = 10. \quad (19)$$

Из (6) и (7) найдем значения действующих токов обмоток:

$$I_{w1} = \frac{P_n}{E_{\text{min}}} = \frac{2000}{380} = 5,34 \text{ А}. \quad (20)$$

$$I_{w2} = \frac{P_n}{2U_n} = \frac{2000}{32 \cdot 2} = 31,3 \text{ А}. \quad (21)$$

Используя выражения (4) и (5) и задавшись плотностью тока $J = 7 \text{ А/мм}^2$, найдем площади поперечного сечения первичных и вторичных обмоток:

$$S_{\text{пров}_1} = \frac{5,3}{7} = 0,75 \text{ мм}^2; \quad (22)$$

$$S_{\text{пров}_2} = \frac{31,3}{7} = 4,46 \text{ мм}^2; \quad (23)$$

Проверка условия (8)

$$0,75 \cdot 57 + 4,46 \cdot 10 \leq 177 \cdot 0,5. \quad (24)$$

Для вычисления потерь в сердечнике найдем амплитуду переменной составляющей индукции в сердечнике, используя формулу:

$$B_a = \frac{0,6 - 0,2}{2} = 0,2 \text{ Тл}. \quad (25)$$

Исходя из (9) рассчитаем потери в сердечнике при $\alpha = 1,48$, $\beta = 1,85$ и удельной мощности $p_0 = 2,95 \cdot 10^{-3} \text{ мВт/см}^3$:

$$P_{\text{сеп}} = 2,95 \cdot 10^{-3} \cdot 0,2^{1,85} \cdot 80000^{1,48} \cdot 3710 \cdot 10^{-9} \quad (26)$$

Потери в обмотках рассчитаем в соответствии с (11).
Примем $k_f = 2$, $k_t = 1,2$, тогда

$$P_{w_1} = \left(\frac{5^2 \cdot 57}{0,75} \right) \cdot 0,0171 \cdot 53,9 \cdot 2 \cdot 1,2 \cdot 10^{-9} = 4,6 \text{ Вт}; \quad (27)$$

$$P_{w_2} = \left(\frac{31^2 \cdot 10}{4,46} \right) \cdot 0,0171 \cdot 59,5 \cdot 2 \cdot 1,2 \cdot 10^{-9} = 5 \text{ Вт}. \quad (28)$$

Суммарные потери в обмотках и в сердечнике составят:

$$P_{\Sigma} = 19,7 \text{ Вт}. \quad (29)$$

Длина внешней поверхности магнитопровода:

$$L_D = \pi D. \quad (30)$$

Площадь поверхности охлаждения составит

$$S_{\text{охл}} = \frac{\pi}{2} (D^2 + d^2) + \frac{7}{8} \cdot L_D \cdot h = 1,85 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2. \quad (31)$$

Рассчитаем максимальную температуру магнитопровода по формуле (12) при максимальной температуре среды 30°C и коэффициенте охлаждения $\alpha_{\text{охл}} = 95 \text{ Вт/м}^2$ с учетом конвекционного и кондуктивного охлаждения:

$$T_{\text{max}} = 30 + \frac{19,7}{95 \cdot 1,85 \cdot 10^{-3}} = 140^\circ\text{C}. \quad (32)$$

Так, при предельной температуре нагрева магнитопровода ГМ 45ДС в 150°C и суммарных потерях в 19,7 Вт перегрев составляет 110°C , что допустимо при худшем случае.

Индуктивности обмоток рассчитаем, исходя из (15):

$$L_1 = 30 \cdot 1,25 \cdot 10^{-6} \cdot 57^2 \cdot \frac{52,5 \cdot 10^{-3}}{70,7} = 89 \text{ мкГн}; \quad (33)$$

$$L_2 = 30 \cdot 1,25 \cdot 10^{-6} \cdot 10^2 \cdot \frac{52,5 \cdot 10^{-3}}{70,7} = 2,5 \text{ мкГн}. \quad (34)$$

Выводы и заключение

На основании данных, представленных в публикации [4] по проектированию электро — магнитных элементов для разных типов статических преобразователей электроэнергии получены и представлены зависимости плотности тока в обмотках моточного элемента и магнитной проницаемости от мощности нагрузки.

Представлена, разработанная авторами, аппаратная реализация алгоритма управления Фазной ШИМ (*Phase Shift*), а также описаны ее преимущества.

Рассмотрен принцип работы и особенности работы двухтактного мостового обратно-прямоходового преобразователя с применением алгоритма управления *Phase Shift*. Представлены различные силовые каскады с применением дроссель- трансформаторов.

Предложена методика расчета дроссель-трансформаторов для двухтактно обратно- прямоходовых силовых каскадов преобразователей постоянного напряжения.

На конкретном примере проведен аналитический расчет дроссель-трансформатора по предлагаемой методике.

Литература

1. Стародубцев Ю. Н., Белозеров В. Я., Магнитные свойства аморфных и нанокристаллических сплавов. — Екатеринбург: Издательство Уральского университета, 2002.
2. Tokuo Ohnishi, Masahide Hojo, DC Voltage Sensorless Single-Phase PFC Converter, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No 2., March 2004.
3. Gwan-Bon Koo, Gun-Woo Moon, Myung-Joong Youn, Analysis and Design of Phase Shift Full Bridge Converter with Series-Connected Two Transformers, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No 2., March 2004.
4. Рошупкин Г. В., Шевцов Д. А., Новиков М. А. Спецификация и классификация силовых каскадов однофазных корректоров коэффициента мощности. — Практическая силовая электроника, № 3 (75), 2019, С. 8—19.
5. Таблица 2. Масса и геометрические параметры кольцевых магнитопроводов типа ДС [Электронный ресурс] // Сайт производителя ГАММАМЕТ. URL: <http://gammamet.ru/ru/gm54dc.htm>, файл table2_DS.xls.
6. А.с. 1541726 СССР, МКИ, Н 02 М 3/315, 3/337. Преобразователь постоянного тока в постоянный / А. И. Царенко, А. Д. Ноникашвили (СССР). — № 4415938/24—07; № 4443834/24—07; заявл. 25.04.88; опубл. 07.02.90. Бюл. № 5.

Рошупкин Георгий Вячеславович, аспирант кафедры "Микроэлектронные электросистемы" Московского авиационного института (национального исследовательского университета) МАИ, тел.: +7(915) 071-40-78, e-mail: georg911@mail.ru;

Шевцов Даниил Андреевич, профессор, д. т. н., профессор кафедры "Микроэлектронные электросистемы" Московского авиационного института (национального исследовательского университета) МАИ, тел.: +7(916) 477-47-63;

Калимуллин Артур Марселевич, студент кафедры "Промышленная электроника", Московского энергетического института, тел.: +7(926) 686-31-81, e-mail: sultanidza@gmail.com.

Г. А. Белов, Г. В. Малинин

ВЕКТОРНО-МАТРИЧНЫЙ МЕТОД РАСЧЕТА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В РЕЗОНАНСНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ НАПРЯЖЕНИЯ ТИПА LCL-T

G. A. Belov,
G. V. MalininVector-Matrix Method for Transients Calculating
in DC Resonant Converter of the LCL-T Type

В работе предлагается аналитический метод расчета переходных процессов в резонансном преобразователе постоянного напряжения типа LCL-T, основанный на получении векторно-матричных уравнений на отдельных интервалах линейности схемы и использовании методов разделения движений и припасовывания. При решении векторно-матричного дифференциального уравнения третьего порядка для LCL-контура предполагается постоянство выходного напряжения преобразователя на полупериоде работы схемы, которое рассчитывается методом усреднения по полученному на предыдущем полупериоде среднему значению выходного тока преобразователя. Сравнение полученных расчетных результатов с результатами имитационного моделирования в среде MATLAB/Simulink подтверждает правильность предложенного метода расчета переходных процессов.

Ключевые слова: резонансный преобразователь, переходный процесс, векторно-матричные уравнения, метод разделения движений, метод припасовывания.

The article proposes an analytical method for calculating transients in an DC resonant converter of LCL-T type. The presented method is based on obtaining vector-matrix equations at separate intervals of linearity of the converter, and applying both movements separation and fitting techniques. When solving the third order vector-matrix differential equation for the LCL-circuit, the output voltage of the converter is assumed constant over the half-cycle of the its operation. The output voltage is calculated by the averaging method, using the average value of the converter output current, obtained on the previous half-cycle. Comparison of the calculated results with simulation modelling results in MATLAB/Simulink confirms correctness of the proposed method for transients calculating.

Key words: resonant converter, transient, vector-matrix equations, motion separation method, fitting method.

Резонансные преобразователи постоянного напряжения (ППН) в настоящее время исследуются во многих работах и активно внедряются в реальную аппаратуру. Лучше всего исследованы ППН с простым последовательным LC-контуром, описываемые на отдельных рабочих интервалах дифференциальными уравнениями второго порядка [1, 2]. Резонансные ППН с более сложным LC-контуром, чем простой последовательный LC-контур, в частности ППН типа LCL-T (рис. 1), на отдельных рабочих интервалах описываются дифференциальными уравнениями третьего порядка [3, 4], а при учете емкости обмоток трансформатора – уравнениями четвертого порядка. Поэтому точные методы исследования таких ППН оказываются сложными для практического использования, наиболее простым и пригодным для практики является приближенный метод основной гармоники [5–9].

В последние годы в силовой электронике чрезмерно большие надежды возлагаются на компьютерное моделирование и не уделяется должного внимания математическим методам анализа и синтеза, что не способствует повышению научного уровня и конкурентоспособности разработок. Авторы решили проиллюстрировать возможность векторно-матричного метода припасовывания на достаточно сложном примере.

Метод основной гармоники дает приемлемые результаты при расчетах установившегося режима, когда форма тока i_1 близка к синусоидальной, и не пригоден для расчета переходных процессов в ППН.

На рис. 2 приведены кривые токов и напряжений в процессе пуска ППН с номинальными параметрами $u_{вх} = 50$ В, $u_{вых} = 10$ В, $i_H = 20$ А, $L_1 = 14,5$ мкГн, $L_2 = 14,5$ мкГн, $C_1 = 0,141$ мкФ, $n_{тр} = w_2/w_1 = 0,2$ и часто-

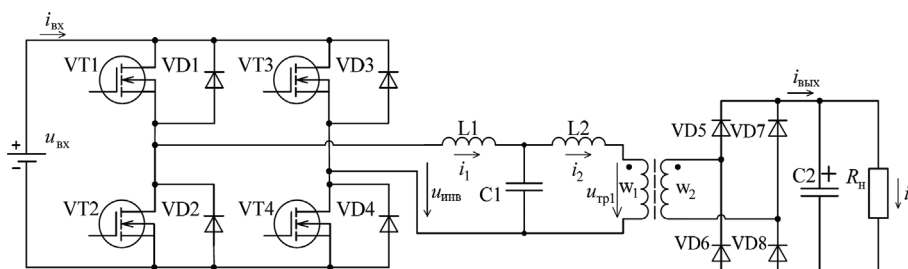


Рис. 1. Силовая часть резонансного преобразователя постоянного напряжения LCL-T типа

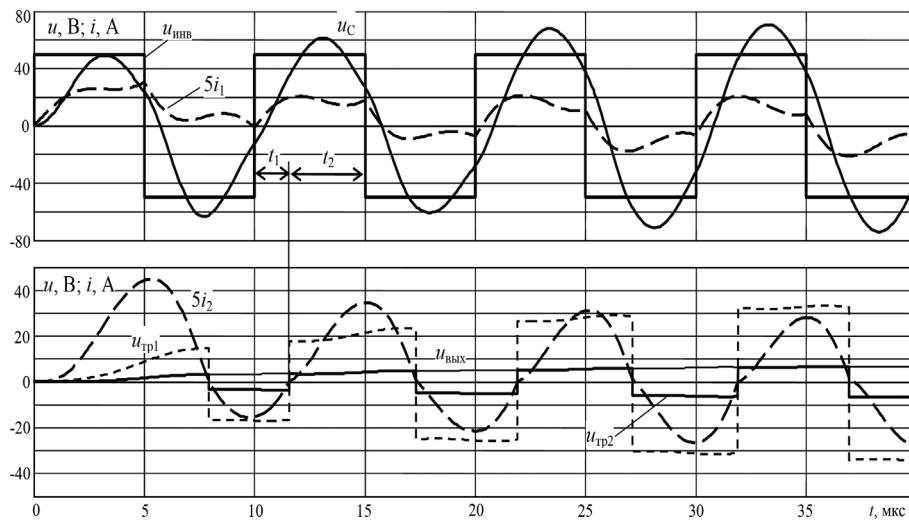


Рис. 2. Временные диаграммы пуска ППН, полученные на имитационной модели

той переключений 100 кГц, полученные на имитационной модели ППН [10]. В зависимости от того, какие полупроводниковые приборы в схеме включены на том или ином рабочем интервале, в переходном процессе возможно получение до трех различных интервалов за полупериод $T/2$; $T=1/f$, f – частота переключений в силовой части.

Обоснование векторно-матричных уравнений ППН

Для расчетов будем использовать векторно-матричный метод припасовывания [11], решая на отдельных рабочих интервалах линейное уравнение

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{v}^k, \quad (1)$$

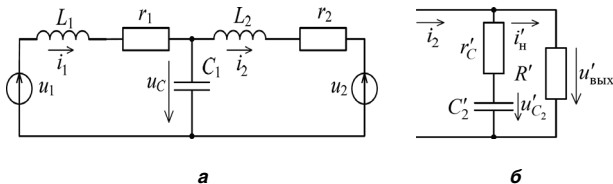
где

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ u_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}^k = \begin{bmatrix} u_1^k \\ u_2^k \end{bmatrix},$$

элементы этих векторов соответствуют эквивалентной схеме, представленной на рис. 3а; верхний индекс “ k ” обозначает номер рабочего интервала на полупериоде.

В схеме на рис. 3а $u_1 = u_{\text{вх}}$ при открытых транзисторах VT1, VT4 (или при открытых диодах VD1, VD4) и $u_1 = -u_{\text{вх}}$ при открытых транзисторах VT2, VT3 (или при открытых диодах VD2, VD3):

$$u_2 = \begin{cases} u'_{\text{вых}}, & i_2 > 0, \\ -u'_{\text{вых}}, & i_2 < 0, \end{cases} \quad (2)$$

Рис. 3. Эквивалентная схема для отдельных рабочих интервалов ППН (а), эквивалентная схема для выходной цепи ППН при $i_2 > 0$ (б)

где $u'_{\text{вых}} = u_{\text{вых}} / n_{\text{тр}}$ – среднее значение выходного напряжения, приведенное к первичной обмотке трансформатора; $n_{\text{тр}} = w_2/w_1$ – коэффициент трансформации трансформатора.

Как видно, по умолчанию используется метод разделения движений на быстрые и медленные, анализируемые по отдельным схемам, порядок каждой из которых меньше общей схемы замещения [12]. В нашем случае процессы в схеме на рис. 3а протекают значительно быстрее, чем в схеме на рис. 3б.

Для схемы на рис. 3а справедливы выражения

$$\mathbf{A}\mathbf{x} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ u_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}\mathbf{v}^k = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1^k \\ u_2^k \end{bmatrix}.$$

На интервалах времени постоянства вектора внешних воздействий ($v^k = \text{const}$) решение уравнения (1) можно представить в виде [2]

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}(t-t_n)} [\mathbf{x}(t_n) - \mathbf{x}^{t_k}(\infty)] + \mathbf{x}^{t_k}(\infty), \quad (3)$$

где $x(t_n)$ – начальное значение вектора $x(t)$ для рассматриваемого интервала времени t_k ;

$\mathbf{x}^{t_k}(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{x}(t)$ – асимптотическое значение вектора $x(t)$ согласно схеме на рис. 3а.

Из уравнения (1) при $\frac{dx}{dt} \Big|_{t \rightarrow \infty} = 0$ найдем

$$\mathbf{x}^k(\infty) = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{v}^k.$$

Непосредственно из схемы на рис. 3а находим:

$$i_1^{t_k}(\infty) = i_2^{t_k}(\infty) = \frac{u_1^k - u_2^k}{r_1 + r_2}, \quad (4)$$

$$u_c^{t_k}(\infty) = \frac{r_2}{r_1 + r_2} u_1^k + \frac{r_1}{r_1 + r_2} u_2^k.$$

Решение (3) представим в развернутом виде

$$\begin{pmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ u_C(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Phi_{11}(t-t_H) & \Phi_{12}(t-t_H) & \Phi_{13}(t-t_H) \\ \Phi_{21}(t-t_H) & \Phi_{22}(t-t_H) & \Phi_{23}(t-t_H) \\ \Phi_{31}(t-t_H) & \Phi_{32}(t-t_H) & \Phi_{33}(t-t_H) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1(t_H) - i_1^{fk}(\infty) \\ i_2(t_H) - i_2^{fk}(\infty) \\ u_C(t_H) - u_C^{fk}(\infty) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_1^{fk}(\infty) \\ i_2^{fk}(\infty) \\ u_C^{fk}(\infty) \end{pmatrix},$$

откуда следуют скалярные выражения

$$\begin{aligned} i_1(t) = & \Phi_{11}(t-t_H) [i_1(t_H) - i_1^{fk}(\infty)] + \\ & + \Phi_{12}(t-t_H) [i_2(t_H) - i_2^{fk}(\infty)] + \\ & + \Phi_{13}(t-t_H) [u_C(t_H) - u_C^{fk}(\infty)] + i_1^{fk}(\infty); \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} i_2(t) = & \Phi_{21}(t-t_H) [i_1(t_H) - i_1^{fk}(\infty)] + \\ & + \Phi_{22}(t-t_H) [i_2(t_H) - i_2^{fk}(\infty)] + \\ & + \Phi_{23}(t-t_H) [u_C(t_H) - u_C^{fk}(\infty)] + i_2^{fk}(\infty); \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} u_C(t) = & \Phi_{31}(t-t_H) [i_1(t_H) - i_1^{fk}(\infty)] + \\ & + \Phi_{32}(t-t_H) [i_2(t_H) - i_2^{fk}(\infty)] + \\ & + \Phi_{33}(t-t_H) [u_C(t_H) - u_C^{fk}(\infty)] + u_C^{fk}(\infty). \end{aligned} \quad (7)$$

Выражения для элементов $\Phi_{ij}(t)$ переходной матрицы получены в Приложении 1.

При переходе через нуль тока i_1 открываются обратные диоды, включенные встречно параллельно ранее открытым транзисторам, при этом эквивалентная схема не изменяется.

При переходе через нуль тока i_2 ранее открытая пара диодов выходного выпрямителя закрывается, заканчивается интервал t_k и открывается другая пара диодов выпрямителя. Тогда скачком изменяется полярность напряжения u_2 , как видно из рис. 2. Если ранее имело место равенство $u_2 = u'_{\text{вых}}$, то при переходе тока i_2 через нуль становится справедливым равенство $u_2 = -u'_{\text{вых}}$ и наоборот. Длительность интервала t_k определяется из уравнения $i_2(t_k) = 0$, которое согласно (6) при $t_H = 0$ принимает вид

$$\begin{aligned} & \Phi_{21}(t) [i_1(0) - i_1^{fk}(\infty)] + \\ & + \Phi_{22}(t) [i_2(0) - i_2^{fk}(\infty)] + \\ & + \Phi_{23}(t) [u_C(0) - u_C^{fk}(\infty)] + i_2^{fk}(\infty) = 0, \end{aligned} \quad (8)$$

где $i_1^{fk}(\infty)$, $i_2^{fk}(\infty)$, $u_C^{fk}(\infty)$ – асимптотические значения элементов вектора x для интервала t_k . Определяем наименьший корень уравнения (8) за исключением корня $t_k = 0$, получаемого при $i_2(0) = 0$.

Определение процесса в выходной цепи

Для выходной цепи ППН справедливы дифференциальные уравнения

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= \tau_C \frac{du_{C2}}{dt} + u_{C2}, \\ i_{\text{вых}} - i_H &= C_2 \frac{du_{C2}}{dt}, \end{aligned}$$

где $\tau_C = r_C C_2$ – постоянная времени конденсатора выходного фильтра C_2 ; r_C – эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС) конденсатора C_2 . В общем случае мгновенное значение тока нагрузки ППН $i_H(t)$ невозможно учесть через сопротивление нагрузки, поскольку i_H , в частности, может представлять собой последовательность импульсов. Интегрируя записанные уравнения за полпериода $T/2$ и деля на $T/2$, получим уравнения

$$\begin{aligned} u_{\text{вых.ср}} &= \frac{2\tau_C}{T} \Delta u_{C2}(T/2) + u_{C2\text{ср}}, \\ i_{\text{вых.ср}} - i_{H\text{ср}} &= \frac{2C_2}{T} \Delta u_{C2}(T/2), \end{aligned}$$

где $\Delta u_{C2}(T/2)$ – приращение за полпериода мгновенного значения напряжения на емкости конденсатора; $u_{C2\text{ср}}$, $u_{\text{вых.ср}}$, $i_{H\text{ср}}$, $i_{\text{вых.ср}}$ – средние за полпериода значения напряжений, u_{C2} , $u_{\text{вых}}$ и токов i_H , $i_{\text{вых}}$, определяемые выражениями, аналогичными выражению

$$u_{C2\text{ср}} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} u_{C2} dt.$$

Из-за достаточно большой величины емкости C_2 конденсатора выходного фильтра процессы в выходной цепи ППН без учета пульсаций выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ протекают намного медленнее, чем процессы в LC -контуре. Поэтому приращение $\Delta u_{C2}(T/2)$ можно считать малым и принять основное допущение метода усреднения

$$\frac{2}{T} \Delta u_{C2}(T/2) = \frac{du_{C2\text{ср}}}{dt}.$$

Тогда получаем усредненные дифференциальные уравнения для выходной цепи ППН

$$\begin{aligned} u_{\text{вых.ср}} &= \tau_C \frac{du_{C2\text{ср}}}{dt} + u_{C2\text{ср}}; \\ i_{\text{вых.ср}} - i_{H\text{ср}} &= C_2 \frac{du_{C2\text{ср}}}{dt}. \end{aligned} \quad (9)$$

Исключая из уравнения (9) напряжение $u_{C2\text{ср}}$, получим

$$\begin{aligned} \frac{du_{\text{вых.ср}}}{dt} &= r_C \left(\frac{di_{\text{вых.ср}}}{dt} - \frac{di_{H\text{ср}}}{dt} \right) + \\ &+ \frac{1}{C_2} (i_{\text{вых.ср}} - i_{H\text{ср}}), \end{aligned} \quad (10)$$

где будем пренебрегать первым слагаемым в правой части, полагая его малым. Кроме того, положим

$$i_{\text{Hcp}} = \frac{u_{\text{вых.ср}}}{R_{\text{Hcp}}}, \quad (11)$$

где усредненное сопротивление нагрузки R_{Hcp} в переходном процессе в общем случае может меняться от полупериода к полупериоду, а в установившемся режиме оставаться постоянным. Тогда уравнение (10) принимает вид

$$T_C \frac{du_{\text{вых.ср}}}{dt} + u_{\text{вых.ср}} = R_{\text{Hcp}} i_{\text{вых.ср}}, \quad (12)$$

где $T_C = R_{\text{Hcp}} C_2$ – вторая постоянная времени цепи конденсатора C_2 , которая в общем случае изменяется от полупериода к полупериоду.

При принятой эквивалентной схеме трансформатора справедливо равенство

$$i'_{\text{вых}} = n_{\text{тр}} i_{\text{вых}} = |i_2|.$$

Решая уравнение (12) для рассматриваемого полупериода, найдем

$$u_{\text{вых.ср}} = [u_{\text{вых.ср}}(0) - u_{\text{вых.ср}}(\infty)] e^{-t/T_C} + u_{\text{вых.ср}}(\infty), \quad (13)$$

где $u_{\text{вых.ср}}(\infty) = R_{\text{Hcp}} i_{\text{вых.ср}}$. При $t = T/2$ получаем значение

$$u_{\text{вых.ср}}(T/2) = [u_{\text{вых.ср}}(0) - u_{\text{вых.ср}}(\infty)] e^{-T/(2T_C)} + u_{\text{вых.ср}}(\infty),$$

используемое при расчете процессов в LC -контуре на следующем полупериоде. Далее индекс “ср”, указывающий на среднее значение выходного напряжения, будет опущен.

При принятой эквивалентной схеме трансформатора, в которой не учитываются ток намагничивания и емкости обмоток, выходной ток, приведенный к первичной обмотке, $i'_{\text{вых}} = |i_2|$. Среднее значение $i'_{\text{вых.ср}} = |i_2|_{\text{ср}}$, являющееся согласно уравнению (12) внешним воздействием цепи нагрузки, зависит от числа различных рабочих интервалов за рассматриваемый полупериод. Как было отмечено, начало интервала t_2 соответствует моменту перехода через нуль тока i_2 . Если до окончания полупериода ток i_2 снова переходит через нуль, то $t_2 < T/2 - t_1$ и на полупериоде появляется дополнительный интервал t_3 , в начале которого i_2 изменяет знак и в соответствии с условием (2) u_2 также изменяет свой знак. На рис. 2 этот режим не наблюдается.

Для определения среднего значения тока $|i_2|_{\text{ср}}$ необходимо проинтегрировать ток $|i_2|$ по всем интервалам на полупериоде, просуммировать результаты интегрирования и разделить на $T/2$.

С учетом выражения (6) рассчитаем упомянутый интеграл для k -го интервала:

$$\begin{aligned} \int_0^{t_k} i_2 dt &= [i_1(0) - i_1^{t_k}(\infty)] \int_0^{t_k} \Phi_{21}(t) dt + \\ &+ [i_2(0) - i_2^{t_k}(\infty)] \int_0^{t_k} \Phi_{22}(t) dt + \\ &+ [u_c(0) - u_c^{t_k}(\infty)] \int_0^{t_k} \Phi_{23}(t) dt + i_2^{t_k}(\infty) t_k, \end{aligned} \quad (14)$$

где начальные значения $i_1(0)$, $i_2(0)$, $u_c(0)$ определяются в конце предыдущего интервала по формулам (5)–(7) при $t_H = 0$.

Формулы для определения интегралов элементов переходной матрицы получены в Приложении 2.

Порядок расчета переходных процессов

1. За начальные значения переменных для рассматриваемого полупериода $i_1(0)$, $i_2(0)$, $u_c(0)$ и $u'_{\text{вых}}(0)$ принимаем их значения, полученные в конце предыдущего полупериода. Если в начале полупериода открываются транзисторы VT1, VT4, то $u_1^t = u_{\text{BX}}$; значение u_2^t определяем из равенства (2). По формуле (4) определяем асимптотические значения координат вектора состояния для рассматриваемого интервала.

2. Из уравнения (8) при $k = 1$ находим время $t_k = t_1$.

3. Проверяем выполнение условия $t_1 < T/2$.

4. Если решение уравнения (8) $t_1 > T/2$, то принимаем $t_1 = T/2$; по формулам (5)–(8) рассчитываем кривые изменения координат вектора состояния на интервале $t_1 = T/2$, значения координат в конце интервала $i_1(T/2)$, $i_2(T/2)$, $u_c(T/2)$; по формуле (14) рассчитываем интеграл $\int_0^{t_1} i_2 dt$ и среднее значение $i'_{\text{вых.ср}} = |i_2|_{\text{ср}} = 2f \int_0^{t_1} i_2 dt$.

По формуле (13) рассчитываем кривую изменения среднего значения напряжения $u'_{\text{вых}} = u_{\text{вых}}/n_{\text{тр}}$ за полупериод и его значение $u'_{\text{вых}}(T/2)$.

5. Если решение уравнения (8) $t_1 < T/2$, то по формулам (5)–(8) рассчитываем кривые изменения координат вектора состояния на интервале t_1 , значения координат в конце интервала t_1 ; по формуле (14)

рассчитываем интеграл $\int_0^{t_1} i_2 dt$ и переходим к расчетам

на интервале t_2 . При этом сохраняется значение u_1 , которое было на интервале t_1 , а значение $u_2^{t_2}$ берется противоположным по знаку по сравнению с $u_2^{t_1}$, т. е. $u_2^{t_2} = -u_2^{t_1}$. Рассчитываем асимптотические значения $i_1^{t_2}(\infty)$, $i_2^{t_2}(\infty)$, $u_c^{t_2}(\infty)$.

Приняв $i_1(0) = i_1(t_1)$, $i_2(0) = i_2(t_1)$, $u_c(0) = u_c(t_1)$, решаем уравнение (8) при $k = 2$; проверяем выполнение условия $t_2 > T/2 - t_1$.

6. Если условие $t_2 > T/2 - t_1$ выполняется, то принимаем $t_2 = T/2 - t_1$; по формулам (5)–(7) при $t_H = 0$ рассчитываем кривые изменения координат вектора состояния на интервале t_2 , их значения в конце интервала t_2 ; по формуле (14) при $t_k = t_2$ рассчитываем интеграл $\int_0^{t_2} i_2 dt$.

Определяем среднее значение тока

$$|i_2|_{\text{cp}} = 2f \left(\int_0^{t_1} i_2 dt + \int_0^{t_2} i_2 dt \right).$$

По формуле (13) рассчитываем кривую изменения напряжения $u'_{\text{вых}}$ за полупериод и его значение в конце полупериода $u'_{\text{вых}}(T/2)$.

7. Если выполняется условие (8) $t_2 < T/2 - t_1$, то это означает, что до конца полупериода ток i_2 еще раз переходит через нуль, появляется дополнительный рабочий интервал t_3 . Приняв $i_1(0) = i_1(t_2)$, $i_2(0) = i_2(t_2)$, $u_C(0) = u_C(t_2)$ при прежнем значении $u_1^3 = u_1^2$, значении $u_2^3 = -u_2^2$, решаем уравнение (8) при $k = 3$, проверяем выполнение условия $t_3 > T/2 - t_1 - t_2$.

8. Полагая, что это условие выполняется, принимаем $t_3 > T/2 - t_1 - t_2$, по формулам (5)–(8) при $t_H = 0$ рассчитываем кривые изменения координат вектора состояния на интервале t_3 , их значения в конце этого интервала; по формуле (14) при $t_k = t_3$ рассчитываем

интеграл $\int_0^{t_3} i_2 dt$ и определяем среднее значение тока

$$|i_2|_{\text{cp}} = 2f \left(\int_0^{t_1} i_2 dt + \int_0^{t_2} i_2 dt + \int_0^{t_3} i_2 dt \right).$$

По формуле (13) рассчитываем кривую изменения напряжения $u'_{\text{вых}}$ за полупериод и его значение в конце полупериода $u'_{\text{вых}}(T/2)$.

9. Рассчитываем усредненное сопротивление нагрузки

$$R'_{\text{н.ср}} = \frac{u'_{\text{вых}}(T/2)}{|i_2|_{\text{cp}}}.$$

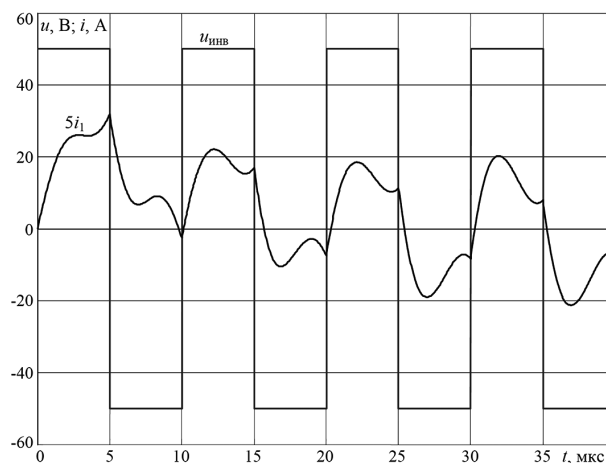
10. Выполняем расчеты для следующего полупериода, повторяя расчеты по пп. 1–9.

Анализ результатов

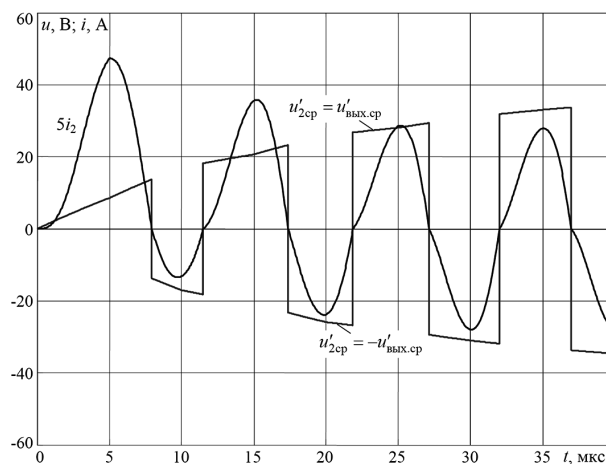
На рис. 4 представлены результаты расчета по предложенной выше методике резонансного преобразователя постоянного напряжения. На рис. 4б приведена диаграмма $u'_{2\text{ср}}$ усредненного значения выходного напряжения, приведенного к первичной обмотке трансформатора (на рис. 1 и 2 это напряжение обозначено как $u_{\text{тр1}}$). Это напряжение получено с использованием формулы (13) после расчета процессов на соответствующем полупериоде и определении тока $i_{\text{вых.ср}}$. Усредненное сопротивление нагрузки на каждом полупериоде работы принималось неизменным и равным 0,5 Ом.

Сравнение осциллограмм, полученных на имитационной модели, с результатами численного расчета, показало, что максимальная ошибка в определении момента перехода через нуль тока i_2 составила 4,4% от длительности полупериода. С целью уменьшения погрешности расчета, обусловленной методикой определения возмущающего воздействия u_2 по формуле

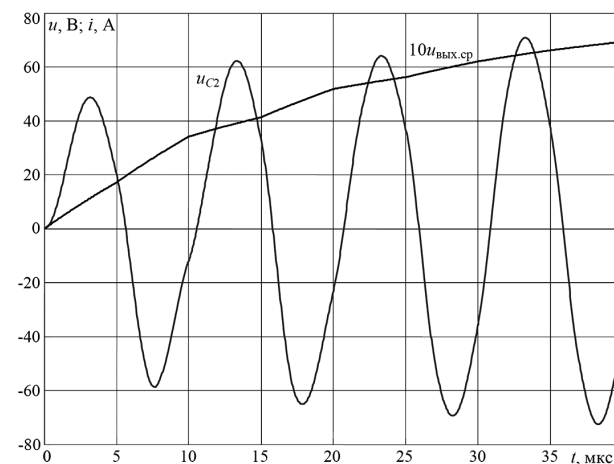
(2), в работе на рассматриваемом полупериоде процессы рассчитывались неоднократно. За величину u_2



а



б



в

Рис. 4. Расчетные временные диаграммы пуска ППН, полученные методом припасовывания:

а – кривые выходного напряжения инвертора и тока первичной обмотки трансформатора; б – кривые приведенного к первичной обмотке усредненного выходного напряжения и тока вторичной обмотки трансформатора; в – кривые напряжения на конденсаторе LC-контура и усредненного напряжения на выходе

при каждой новой итерации принималось значение, равное полусумме предыдущего значения u_2 и значения $u'_{\text{вых}}$, полученного в конце рассматриваемого полупериода при принятом u_2 . Расчеты повторялись

до тех пор, пока разность значений $u'_{\text{вых}}$ при двух последних итерациях не превышало 1% от номинального значения выходного напряжения, приведенного к первичной обмотке.

Приложение 1

Определение элементов переходной матрицы $\Phi(t)$

Развернутое выражение для переходной матрицы схемы на рис. 3а

$$e^{At} = \begin{bmatrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) & \Phi_{13}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) & \Phi_{23}(t) \\ \Phi_{31}(t) & \Phi_{32}(t) & \Phi_{33}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{П1.1})$$

определяется как обратное преобразование Лапласа

$$e^{At} = L^{-1} \left[(p\mathbf{1} - \mathbf{A})^{-1} \right],$$

где с учетом выражения для матрицы $\mathbf{A}$

$$p\mathbf{1} - \mathbf{A} = \begin{bmatrix} p + \frac{r_1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & p + \frac{r_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & p \end{bmatrix},$$

$$(p\mathbf{1} - \mathbf{A})^{-1} = \frac{1}{\det(p\mathbf{1} - \mathbf{A})} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix}^T, \quad (\text{П1.2})$$

A_{ij} — алгебраическое дополнение элемента i -й строки и j -го столбца матрицы $p\mathbf{1} - \mathbf{A}$. Определитель рассматриваемой матрицы

$$D(p) = \det(p\mathbf{1} - \mathbf{A}) = p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0,$$

где

$$a_2 = \frac{r_1}{L_1} + \frac{r_2}{L_2} = \frac{r_1}{L_1} \left(1 + \frac{\mu}{\lambda} \right); \quad a_1 = \frac{1}{L_1 C_1} + \frac{1}{L_2 C_1} + \frac{r_1 r_2}{L_1 L_2} = \frac{1}{L_1 C_1} \left(1 + \frac{1}{\lambda} \right) + \left(\frac{r_1}{L_1} \right)^2 \frac{\mu}{\lambda}; \quad a_0 = \frac{r_1 + r_2}{L_1 L_2 C_1} = \frac{r_1 (1 + \mu)}{L_1^2 C_1 \lambda}; \quad \lambda = \frac{L_2}{L_1}; \quad \mu = \frac{r_2}{r_1}.$$

Обратную матрицу можно определить не только из выражения (П1.2), но и решением уравнения

$$(p\mathbf{1} - \mathbf{A})\mathbf{Q}(p) = \mathbf{1} \quad (\text{П1.3})$$

относительно матрицы

$$\mathbf{Q}(p) = (p\mathbf{1} - \mathbf{A})^{-1} = \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} & q_{13} \\ q_{21} & q_{22} & q_{23} \\ q_{31} & q_{32} & q_{33} \end{bmatrix}.$$

Тогда матричное уравнение (П1.3) сводится к системе из девяти линейных уравнений относительно неизвестных q_{ij} :

$$\left(p + \frac{r_1}{L_1} \right) q_{11} + \frac{1}{L_1} q_{31} = 1, \quad \left(p + \frac{r_1}{L_1} \right) q_{12} + \frac{1}{L_1} q_{32} = 0, \quad \left(p + \frac{r_1}{L_1} \right) q_{13} + \frac{1}{L_1} q_{33} = 0,$$

$$\begin{aligned} \left(p + \frac{r_2}{L_2}\right)q_{21} - \frac{1}{L_2}q_{31} &= 0, \quad \left(p + \frac{r_2}{L_2}\right)q_{22} - \frac{1}{L_2}q_{32} = 1, \quad \left(p + \frac{r_2}{L_2}\right)q_{23} - \frac{1}{L_2}q_{33} = 0, \\ -\frac{1}{C_1}q_{11} + \frac{1}{C_1}q_{21} + pq_{31} &= 0, \quad -\frac{1}{C_1}q_{12} + \frac{1}{C_1}q_{22} + pq_{32} = 0, \quad -\frac{1}{C_1}q_{13} + \frac{1}{C_1}q_{23} + pq_{33} = 1, \end{aligned}$$

решение которой имеет вид:

$$\begin{aligned} q_{11} &= \frac{p^2 + (r_2/L_2)p + 1/(L_2C_1)}{D(p)}, \quad q_{12} = \frac{1}{L_1C_1D(p)}, \quad q_{13} = \frac{p + r_2/L_2}{L_1D(p)}, \\ q_{21} &= \frac{1}{L_2C_1D(p)}, \quad q_{22} = \frac{p^2 + (r_1/L_1)p + 1/(L_1C_1)}{D(p)}, \quad q_{23} = \frac{p + r_1/L_1}{L_2D(p)}, \\ q_{31} &= \frac{p + r_2/L_2}{C_1D(p)}, \quad q_{32} = -\frac{p + r_1/L_1}{C_1D(p)}, \quad q_{33} = \frac{(p + r_1/L_1)(p + r_2/L_2)}{D(p)}. \end{aligned}$$

Для удобства определения элементов переходной матрицы $e^{At} = L^{-1}[\mathbf{Q}(p)]$ представим элементы q_{ij} в виде суммы простых дробей, предполагая, что уравнение $D(p) = 0$ имеет один вещественный корень p_1 и два комплексно-сопряженных корня $p_{2,3} = -\alpha \pm j\omega_0$. Тогда элементы q_{ij} матрицы $\mathbf{Q}(p)$ можно представить в виде

$$q_{ij} = \frac{B_1^{ij}}{p - p_1} + \frac{B_2^{ij}p + B_3^{ij}}{(p + \alpha)^2 + \omega_0^2}, \quad (\text{П1.4})$$

где $i, j = 1, 2, 3$. Результаты расчета коэффициентов разложения (П1.4) представлены в виде матриц коэффициентов B_1^{ij} , B_2^{ij} , B_3^{ij} :

$$\begin{aligned} [B_1^{ij}] &= \frac{1}{D_1(p)} \begin{vmatrix} p_1^2 + \frac{r_2}{L_2}p_1 + \frac{1}{L_2C_1} & \frac{1}{L_1C_1} & -\frac{1}{L_1}\left(p_1 + \frac{r_2}{L_2}\right) \\ \frac{1}{L_2C_1} & p_1^2 + \frac{r_1}{L_1}p_1 + \frac{1}{L_1C_1} & \frac{1}{L_2}\left(p_1 + \frac{r_1}{L_1}\right) \\ \frac{1}{C_1}\left(p_1 + \frac{r_2}{L_2}\right) & -\frac{1}{C_1}\left(p_1 + \frac{r_1}{L_1}\right) & p_1^2 + \left(\frac{r_1}{L_1} + \frac{r_2}{L_2}\right)p_1 + \frac{r_1r_2}{L_1L_2} \end{vmatrix}; \\ [B_2^{ij}] &= \begin{vmatrix} 1 - B_1^{11} & -B_1^{12} & -B_1^{13} \\ -B_1^{21} & 1 - B_1^{22} & -B_1^{23} \\ -B_1^{31} & -B_1^{32} & 1 - B_1^{33} \end{vmatrix}; \\ [B_3^{ij}] &= \frac{1}{D_1(p)} \begin{vmatrix} \left(p_1 + \frac{r_2}{L_2}\right)(\alpha^2 + \omega_0^2) - \frac{p_1 + 2\alpha}{L_2C_1} & -\frac{p_1 + 2\alpha}{L_1C_1} & \frac{(p_1 + 2\alpha)r_2}{L_1L_2} - \frac{(\alpha^2 + \omega_0^2)}{L_1} \\ -\frac{p_1 + 2\alpha}{L_2C_1} & \left(p_1 + \frac{r_1}{L_1}\right)(\alpha^2 + \omega_0^2) - \frac{p_1 + 2\alpha}{L_1C_1} & -\frac{(p_1 + 2\alpha)r_1}{L_1L_2} + \frac{\alpha^2 + \omega_0^2}{L_2} \\ \frac{1}{C_1}[\alpha^2 + \omega_0^2 - \frac{(p_1 + 2\alpha)r_2}{L_2}] & \frac{1}{C_1}\left[\frac{(p_1 + 2\alpha)r_1}{L_1} - (\alpha^2 + \omega_0^2)\right] & \left(p_1 + \frac{r_1}{L_1} + \frac{r_2}{L_2}\right)(\alpha^2 + \omega_0^2) - (p_1 + 2\alpha)\frac{r_1r_2}{L_1L_2} \end{vmatrix} \end{aligned}$$

где $D_1(p) = (p_1 + \alpha)^2 + \omega_0^2$.

Преобразовав выражение (П1.4) к виду

$$q_{ij} = \frac{B_1^{ij}}{p - p_1} + \frac{B_2^{ij}(p + \alpha)}{(p + \alpha)^2 + \omega_0^2} + \frac{B_3^{ij} - \alpha B_2^{ij}}{\omega_0} \frac{\omega_0}{(p + \alpha)^2 + \omega_0^2},$$

по таблицам преобразований Лапласа найдем соответствующий элемент переходной матрицы

$$\Phi_{ij}(t) = B_1^{ij} e^{p_1 t} + e^{-\alpha t} \left(B_2^{ij} \cos \omega_0 t + \frac{B_3^{ij} - \alpha B_2^{ij}}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right). \quad (\text{П1.5})$$

Приложение 2

Определение интегралов элементов переходной матрицы системы 3-го порядка

Интеграл от переходной матрицы (П1.1) может быть представлен в виде

$$\int_{t_H}^t e^{A\tau} d\tau = \int_0^{t-t_H} e^{A\tau} d\tau = A^{-1} [e^{A(t-t_H)} - \mathbf{1}], \quad (\text{П2.1})$$

где для схемы на рис. 3а

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}^{-1} = \frac{1}{\det \mathbf{A}} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{21} & A_{31} \\ A_{12} & A_{22} & A_{32} \\ A_{13} & A_{23} & A_{33} \end{bmatrix},$$

A_{ij} – алгебраическое дополнение элемента i -й строки и j -го столбца матрицы $\mathbf{A}$:

$$\begin{aligned} A_{11} &= A_{12} = \frac{1}{L_2 C_1}; \quad A_{13} = \frac{r_2}{L_2 C_1}; \\ A_{21} &= A_{22} = \frac{1}{L_1 C_1}; \quad A_{23} = -\frac{r_1}{L_1 C_1}; \\ A_{31} &= -\frac{r_2}{L_1 L_2}; \quad A_{32} = \frac{r_1}{L_1 L_2}; \quad A_{33} = \frac{r_1 r_2}{L_1 L_2}; \quad \det \mathbf{A} = -\frac{r_1 + r_2}{L_1 L_2 C_1}. \end{aligned} \quad (\text{П2.2})$$

Тогда из (П2.1) следует

$$\begin{aligned} \int_{t_H}^t e^{A\tau} d\tau &= \frac{1}{\det \mathbf{A}} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{21} & A_{31} \\ A_{12} & A_{22} & A_{32} \\ A_{13} & A_{23} & A_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{11}(t-t_H) - 1 & \Phi_{12}(t-t_H) & \Phi_{13}(t-t_H) \\ \Phi_{21}(t-t_H) & \Phi_{22}(t-t_H) - 1 & \Phi_{23}(t-t_H) \\ \Phi_{31}(t-t_H) & \Phi_{32}(t-t_H) & \Phi_{33}(t-t_H) - 1 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \int_{t_H}^t \Phi_{11}(t) dt & \int_{t_H}^t \Phi_{12}(t) dt & \int_{t_H}^t \Phi_{13}(t) dt \\ \int_{t_H}^t \Phi_{21}(t) dt & \int_{t_H}^t \Phi_{22}(t) dt & \int_{t_H}^t \Phi_{23}(t) dt \\ \int_{t_H}^t \Phi_{31}(t) dt & \int_{t_H}^t \Phi_{32}(t) dt & \int_{t_H}^t \Phi_{33}(t) dt \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

С учетом алгебраических дополнений (П2.2) получаем

$$\begin{aligned} \int_{t_H}^t \Phi_{11}(t) dt &= \frac{1}{\det \mathbf{A}} \{ A_{11} [\Phi_{11}(t-t_H) - 1] + A_{21} \Phi_{21}(t-t_H) + A_{31} \Phi_{31}(t-t_H) \} = \\ &= -\frac{L_1}{r_1 + r_2} [\Phi_{11}(t-t_H) - 1] - \frac{L_2}{r_1 + r_2} \Phi_{21}(t-t_H) + \frac{r_2 C_1}{r_1 + r_2} \Phi_{31}(t-t_H); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \int_{t_H}^t \Phi_{12}(t) dt &= \frac{1}{\det \mathbf{A}} \left\{ A_{11} \Phi_{12}(t-t_H) + A_{21} [\Phi_{22}(t-t_H) - 1] + A_{31} \Phi_{32}(t-t_H) \right\} = \\ &= -\frac{L_1}{r_1 + r_2} \Phi_{12}(t-t_H) - \frac{L_2}{r_1 + r_2} [\Phi_{22}(t-t_H) - 1] + \frac{r_2 C_1}{r_1 + r_2} \Phi_{32}(t-t_H); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \int_{t_H}^t \Phi_{13}(t) dt &= \frac{1}{\det \mathbf{A}} \left\{ A_{11} \Phi_{13}(t-t_H) + A_{21} \Phi_{23}(t-t_H) + A_{31} [\Phi_{33}(t-t_H) - 1] \right\} = \\ &= -\frac{L_1}{r_1 + r_2} \Phi_{13}(t-t_H) - \frac{L_2}{r_1 + r_2} \Phi_{23}(t-t_H) + \frac{r_2 C_1}{r_1 + r_2} [\Phi_{33}(t-t_H) - 1]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \int_{t_H}^t \Phi_{21}(t) dt &= \frac{1}{\det \mathbf{A}} \left\{ A_{12} [\Phi_{11}(t-t_H) - 1] + A_{22} \Phi_{21}(t-t_H) + A_{32} \Phi_{31}(t-t_H) \right\} = \\ &= -\frac{L_1}{r_1 + r_2} [\Phi_{11}(t-t_H) - 1] - \frac{L_2}{r_1 + r_2} \Phi_{21}(t-t_H) - \frac{r_1 C_1}{r_1 + r_2} \Phi_{31}(t-t_H); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \int_{t_H}^t \Phi_{22}(t) dt &= \frac{1}{\det \mathbf{A}} \left\{ A_{12} \Phi_{12}(t-t_H) + A_{22} [\Phi_{22}(t-t_H) - 1] + A_{32} \Phi_{32}(t-t_H) \right\} = \\ &= -\frac{L_1}{r_1 + r_2} \Phi_{12}(t-t_H) - \frac{L_2}{r_1 + r_2} [\Phi_{22}(t-t_H) - 1] - \frac{r_1 C_1}{r_1 + r_2} \Phi_{32}(t-t_H); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \int_{t_H}^t \Phi_{23}(t) dt &= \frac{1}{\det \mathbf{A}} \left\{ A_{12} \Phi_{13}(t-t_H) + A_{22} \Phi_{23}(t-t_H) + A_{32} [\Phi_{33}(t-t_H) - 1] \right\} = \\ &= -\frac{L_1}{r_1 + r_2} \Phi_{13}(t-t_H) - \frac{L_2}{r_1 + r_2} \Phi_{23}(t-t_H) - \frac{r_1 C_1}{r_1 + r_2} [\Phi_{33}(t-t_H) - 1]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \int_{t_H}^t \Phi_{31}(t) dt &= \frac{1}{\det \mathbf{A}} \left\{ A_{13} [\Phi_{11}(t-t_H) - 1] + A_{23} \Phi_{21}(t-t_H) + A_{33} \Phi_{31}(t-t_H) \right\} = \\ &= -\frac{r_2 L_1}{r_1 + r_2} [\Phi_{11}(t-t_H) - 1] + \frac{r_1 L_2}{r_1 + r_2} \Phi_{21}(t-t_H) - \frac{r_1 r_2 C_1}{r_1 + r_2} \Phi_{31}(t-t_H); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \int_{t_H}^t \Phi_{32}(t) dt &= \frac{1}{\det \mathbf{A}} \left\{ A_{13} \Phi_{12}(t-t_H) + A_{23} [\Phi_{22}(t-t_H) - 1] + A_{33} \Phi_{32}(t-t_H) \right\} = \\ &= -\frac{r_2 L_1}{r_1 + r_2} \Phi_{12}(t-t_H) + \frac{r_1 L_2}{r_1 + r_2} [\Phi_{22}(t-t_H) - 1] - \frac{r_1 r_2 C_1}{r_1 + r_2} \Phi_{32}(t-t_H); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \int_{t_H}^t \Phi_{33}(t) dt &= \frac{1}{\det \mathbf{A}} \left\{ A_{13} \Phi_{13}(t-t_H) + A_{23} \Phi_{23}(t-t_H) + A_{33} [\Phi_{33}(t-t_H) - 1] \right\} = \\ &= -\frac{r_2 L_1}{r_1 + r_2} \Phi_{13}(t-t_H) + \frac{r_1 L_2}{r_1 + r_2} \Phi_{23}(t-t_H) - \frac{r_1 r_2 C_1}{r_1 + r_2} [\Phi_{33}(t-t_H) - 1]. \end{aligned}$$

Литература

1. Белов Г. А. Высоочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения. — М.: Энергоатомиздат, 1987. 120 с.
2. Белов Г. А. Анализ режимов преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором при прерывистом токе в контуре. — Практическая силовая электроника, 2016. №1(61). С. 29–38.
3. Осипов А. В., Запольский С. А. Вольтодобавочный резонансный LCL-T преобразователь для автономных систем электропитания на возобновляемых источниках энергии. Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов, 2018. Т.329. № 3. С. 77–88.
4. Nagarajan C., Madheswaran M. Performance Estimation of LCL-T Resonant Converter with Fuzzy/PID Controller Using State Space Analysis. International Journal of Computer and Electrical Engineering, 2010. Vol. 2. No. 3. PP. 534-542.
5. Borage M., Tiwari S., Kotaiah S. Analysis and Design of an LCL-T Resonant Converter as a Constant-Current Power Supply”. 2005 IEEE Trans. Ind. Electron. Vol. 41. No. 6. PP 1547-1554.
6. Zouggar S., Nait Charif H., Azizi M. Neural control and transient analysis of the LCL-type resonant converter. The European Physical Journal AP, 2000. PP. 21-26.
7. Borage M., Nagesh K. V., Bhatia M. S., Tiwari S. Design of LCL-T Resonant Converter Including the Effect of Transformer Winding Capacitance. 2009 IEEE Trans. Ind. Electron. Vol. 56. No. 5. PP. 1420-1427.
8. Белов Г. А., Павлова А. А. Анализ резонансного преобразователя постоянного напряжения типа LLC методом основной гармоники — Практическая силовая электроника, 2018. № 1 (69). С. 2–10.
9. Белов Г. А., Никольский Н. В. Анализ характеристик резонансного преобразователя постоянного напряжения типа LCL-T Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: Материалы 13 Всерос. научно-техн. конф. Чебоксары. — Изд-во Чуваш. ун-та, 2019. С. 141–153.
10. Белов Г. А., Малинин Г. В., Мелешин В. И., Семенов Ю. М. Анализ резонансного преобразователя постоянного напряжения типа LCL-T методом основной гармоники. — Электротехника, 2019. № 8. С. 26–31.
11. Белов Г. А., Малинин Г. В. Математическое моделирование и исследование динамики импульсных преобразователей. — Электротехника, 2008. № 6. С. 40–52.
12. Геращенко Е. И., Геращенко С. М. Метод разделения движений и оптимизация нелинейных систем. — М.: Наука, 1975. 296 с.

Белов Геннадий Александрович, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова, тел.: +7(960)301-09-21, e-mail: promelchuvsu@mail.ru;

Малинин Григорий Вячеславович, к. т. н., доцент, доцент кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова, тел.: +7(905)340-21-68, e-mail: malgrig6@mail.ru.

И. П. Воронин, П. А. Воронин, Д. А. Серегин

ИССЛЕДОВАНИЕ КОММУТАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ В КЛЮЧЕВОМ БЛОКЕ ТРЕХФАЗНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ

I. P. Voronin, P. A. Voronin,
D. A. Seryogin

Studying Commutation Processes in Switching Unit
of a Three-Phase Voltage Inverter
in Integrated Implementation

Проведено исследование коммутационных процессов в автономном инверторе напряжения с выходной мощностью до 20 кВт, в котором поочередно применялись три типа отечественных многокристалльных силовых модулей, представляющих ключевой блок инвертора в трехфазном интегральном исполнении. В работе рассматривается решение ряда проблем, которые оказывают значительное влияние на качество коммутационных процессов в инверторе напряжения. Теоретические выводы дополнены результатами экспериментальных исследований.

Ключевые слова: полумост, силовой модуль, полупроводниковый кристалл, кремний, карбид кремния.

The article presents a study of switching processes in an autonomous voltage inverter with the output power of up to 20 kW, in which three types of domestic multi-chip power modules, representing the switching unit of the inverter in a three-phase integrated design, were applied. Solution of a number of problems significantly affecting the quality of switching processes in a voltage inverter is considered. Theoretical conclusions are supplemented by the results of experimental studies.

Key words: half bridge structure, power module, semiconductor crystal, silicon, silicon carbide.

Каждый многокристалльный силовой модуль содержит несколько полупроводниковых кристаллов, помещенных в общий корпус и соединенных между собой при помощи одно- или многоуровневой разводки. Использовались модули паяной конструкции, в которых полупроводниковые кристаллы размещаются на медном основании керамической платы. На поверхности металлизированного слоя сформирована топология электрических соединений схемы модуля и ряд контактных площадок, с которыми при помощи алюминиевых проводников и медных полосковых шин соединены контактные площадки на поверхности полупроводниковых кристаллов.

Одной из самых распространенных топологий электрических соединений двух полупроводниковых кристаллов является схема полумоста, которая является базовой при создании модульных конструкций для целого ряда многофазных схем. В работе [1] рассмотрены вопросы конструктивного размещения силовых полупроводниковых кристаллов на общей керамической плате модуля, соединенных по схеме полумоста. Показано, что оптимальное позиционирование силовых полупроводниковых кристаллов для решения задачи минимизации температурного перегрева и задачи снижения величины паразитных компонентов конструкции не соответствуют друг другу. По этой причине при проектировании конструкции модуля следует использовать весовые коэффициенты, учитывающие доминирующее влияние того или иного параметра.

Для силовых модулей с мощностью переключения от 100 кВт до 600 кВт наиболее актуальным является минимизация распределенной паразитной индуктив-

ности в контурах коммутации. При этом оптимальное позиционирование полупроводниковых кристаллов рассчитано при относительно высоких весовых коэффициентах (0,4) для индуктивных параметров токовых дорожек и проволочных соединений и пониженных весовых коэффициентах (0,1) для теплового и электростатического полей, определяющих температурный перегрев и паразитную емкость конструкции. Разработанная топология позиционирования полупроводниковых кристаллов была использована в трехфазных силовых модулях типа М6ТКИ–100–12, М6ТКИШ–100–12 и М6ТКПК–100–12, применяемых в автономных инверторах напряжения, серийно выпускаемых АО «НПО «ЭНЕРГОМОДУЛЬ»» (г. Краснознаменск).

В представленной работе рассматривается решение ряда проблем, которые в силу ограничения сложности математической модели не были ранее учтены при оптимизации конструкции ключевого модуля, но которые на практике оказали значительное влияние на качество коммутационных процессов в инверторе напряжения. Теоретические выводы дополнены подробными результатами экспериментальных исследований.

Трехфазный силовой модуль М6ТКИ–100–12

Силовой модуль М6ТКИ–100–12 представляет собой шести ключевую сборку силовых транзисторов IGBT со встречно-параллельными кремниевыми диодами FRD с электрическими параметрами 200 В/100 А, имеет низкопрофильную конструкцию корпуса и предназначен для применения в качестве ключевого блока автономных инверторов напряжения.

На рис. 1 представлены следующие ключевые микросборки модуля:

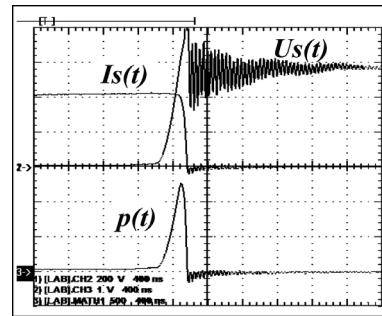
- оптимальное позиционирование двух силовых полупроводниковых кристаллов в схеме полумоста в двумерном электромагнитном поле с минимальным значением распределенных индуктивностей конструкции (рис. 1а);

- конструктивное исполнение схемы полумоста на двух полупроводниковых кристаллах *IGBT* с двумя встречно-параллельными кремниевыми диодами *FRD* (рис. 1б), в соответствии с выбранным позиционированием;

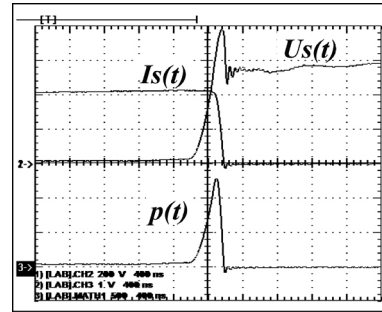
- двенадцати кристалльная сборка шести силовых транзисторов *IGBT* со встречно-параллельными кремниевыми диодами *FRD*, размещенных по схеме трехфазного моста на трех керамических платах (рис. 1в).

Коммутация больших токов инвертора может приводить к возникновению перенапряжений и генерации паразитных колебаний на силовых выводах транзисторов. По этой причине конструктивное исполнение инвертора должно обеспечивать минимальные значения распределенной паразитной индуктивности монтажных соединений. Помимо минимальной индуктивности в конструкции силового модуля должны быть обеспечены кратчайшие связи между источником напряжения (конденсаторами звена постоянного тока) и силовыми выводами полупроводникового модуля. Применение обычных параллельных проводников в звене постоянного тока не решает указанную проблему, даже при наличии демпферных цепей защиты, поскольку петлевая индуктивность подобных конструкций составляет относительно большую величину порядка нескольких сотен нГн [2]. Решением проблемы является применение специализированной многослойной шины, соединяющей силовые модули инвертора с конденсаторами звена постоянного тока. Многослойная шина конструктивно выполняется в виде прессованной сборки из параллельных медных пластин, изолированных друг от друга тонким слоем диэлектрика. Индуктивность такой шины, как правило, не превышает десятков нГн.

На рис. 2 показаны сравнительные осциллограммы записи ключей силового модуля М6ТКИ–100–12



а



б

Рис. 2. Осциллограммы записи ключей силового транзистора инвертора при работе на индуктивную нагрузку:
а – при паразитной индуктивности шины постоянного тока 200 нГн;
б – при паразитной индуктивности шины постоянного тока 40 нГн

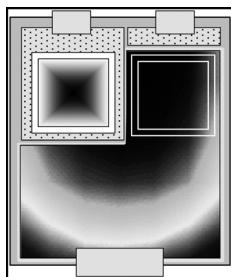
при работе инвертора на индуктивную нагрузку и аварийном отключении при токе перегрузки 200 А:

- с использованием в звене постоянного тока обычных параллельных медных шин длиной 7 см с паразитной индуктивностью 200 нГн (рис. 2а);

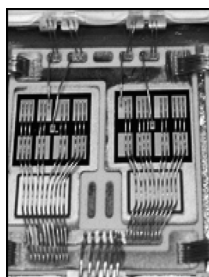
- с использованием специализированной трехслойной шины с паразитной индуктивностью не более 40 нГн (рис. 2б).

Масштаб тока коллектора $I_s(t)$ силовых транзисторов 100 А/дел. Масштаб напряжения коллектор-эмиттер $U_s(t)$ силовых транзисторов 200 В/дел. Масштаб мгновенной мощности потерь $p(t)$ при коммутации 50 кВт/дел. Масштаб развертки по времени 200 нс/дел.

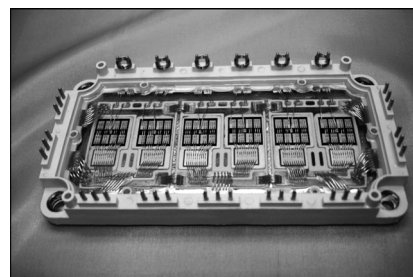
Энергия, запасаемая даже в малых паразитных индуктивностях схемы прямо пропорциональна квадрату



а



б



в

Рис. 1. Силовой модуль М6ТКИ–100–12:

а – оптимальное позиционирование полупроводниковых кристаллов модуля; б – конструктивное исполнение отдельной фазы по схеме полумоста; в – двенадцати кристалльная сборка модуля по схеме трехфазного моста

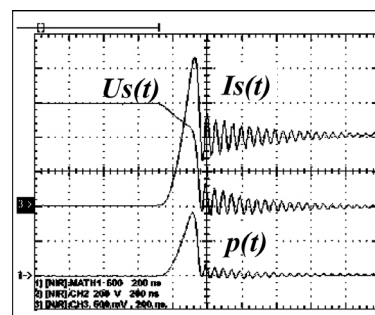
тока нагрузки. Данная энергия способна вызывать генерацию паразитных колебаний в процессе коммутации и приводить к нарушению работоспособности схемы. Поэтому при разработке силовых модулей актуальной является не только задача снижения распределенных паразитных индуктивностей монтажных соединений, но и оптимизация емкостных составляющих пассивных компонентов конструкции. Также следует учитывать, что с увеличением частоты работы схемы прямо пропорционально возрастает мощность динамических потерь, связанная с разрядом паразитных выходных емкостей полупроводниковых кристаллов и вызывающая их дополнительный перегрев, что в конечном итоге приводит к ограничению частоты коммутации. Значительный вклад в конечную величину выходной емкости силовых ключей модуля вносят распределенные паразитные емкости, образованные верхней металлизированной поверхностью керамической платы, ее диэлектриком и медным базовым основанием модуля. Поскольку изменение потенциала средней точки полумоста, называемой точкой фазы, носит импульсный характер, особо следует учитывать ту часть емкостных паразитных составляющих, которые непосредственно примыкают к данной точке. Как показывают результаты исследований, уменьшение паразитных емкостей указанных составляющих может быть обеспечено за счет минимизации площади медных контактных площадок сформированных на керамической плате для вывода точек фазы силового модуля.

На рис. 3 показаны осциллограммы отпирания ключей силового модуля М6ТКИ–100–12 при работе инвертора на индуктивную нагрузку:

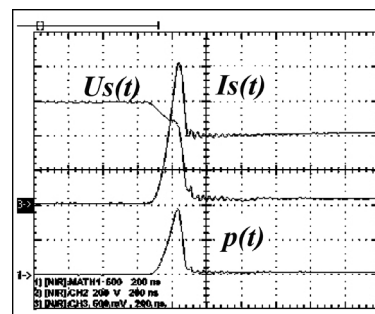
- при относительно большой площади медной контактной площадки для вывода точки фазы, порядка 1 см^2 (рис. 3а);
- при относительно малой площади медной контактной площадки для вывода точки фазы, порядка $0,2 \text{ см}^2$ (рис. 3б).

Масштаб тока коллектора $I_s(t)$ силовых транзисторов 50 А/дел. Масштаб напряжения коллектор-эмиттер $U_s(t)$ силовых транзисторов 200 В/дел. Масштаб мгновенной мощности потерь $p(t)$ при коммутации 50 кВт/дел. Масштаб развертки по времени 200 нс/дел.

Поскольку в схеме модуля присутствует встречно-параллельные диоды, следует учитывать тот факт, что при работе на индуктивную нагрузку инвертора начальное отпирание ключей силового модуля протекает в режиме близком к короткому замыканию. Это сопровождается дополнительным выбросом тока, связанным с величиной накопленного в противофазных диодах заряда от протекающего на паузе тока нагрузки, что, в свою очередь, увеличивает накопленную в паразитных индуктивностях энергию. Кроме того, когда противофазный диод переходит в стадию обратного восстановления, составляющая его барьерной емкости суммируется с паразитной выходной емкостью ключа, значительно повышая общую паразитную емкостную составляющую. Поэтому качество протекающих в



а



б

Рис. 3. Осциллограммы отпирания силовых транзисторов инвертора при работе на индуктивную нагрузку:

- а – при площади медной контактной площадки для вывода точки фазы 1 см^2 ;
- б – при площади медной контактной площадки для вывода точки фазы $0,2 \text{ см}^2$

инверторе коммутационных процессов существенно зависит и от динамических характеристик применяемых в конструкции силового модуля встречно-параллельных диодов [3].

Особый интерес вызывает вопрос изменения качества коммутационных процессов в инверторе при использовании в силовых модулях полупроводниковых кристаллов транзисторных ключей и диодов, изготовленных на карбиде кремния.

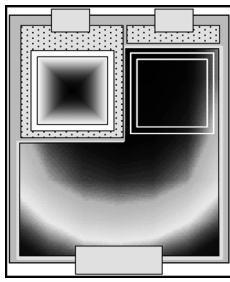
Сначала рассмотрим замену в силовом модуле обычных кремниевых диодов с р-п переходом на аналогичные по электрическим параметрам SiC диоды металл-полупроводник (SiC диоды Шоттки).

Трехфазный силовой модуль М6ТКИШ–100–12

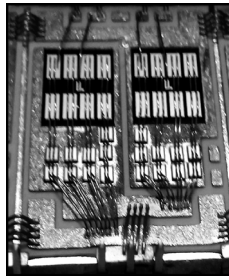
Силовой модуль М6ТКИШ–100–12 является полным функциональным и конструктивным аналогом рассмотренного выше модуля М6ТКИ–100–12, но со встречно-параллельными SiC диодами Шоттки.

На рис. 4 представлены следующие ключевые микросборки модуля:

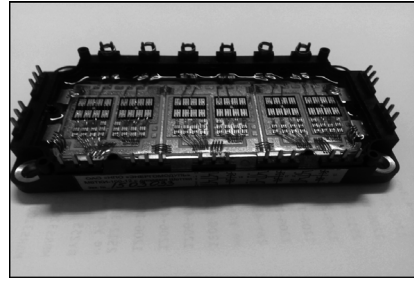
- оптимальное позиционирование двух силовых полупроводниковых кристаллов в схеме полумоста в двумерном электромагнитном поле с минимальным значением распределенных индуктивностей конструкции (рис. 4а);
- конструктивное исполнение схемы полумоста на двух полупроводниковых кремниевых кристаллах



а



б



в

Рис. 4. Силовой модуль М6ТКИШ–100–12:

а – оптимальное позиционирование полупроводниковых кристаллов модуля; б – конструктивное исполнение отдельной фазы по схеме полумоста; в – шестидесяти кристалльная сборка модуля по схеме трехфазного моста

IGBT с восемнадцатью встречно-параллельными карбид кремниевыми диодами *FRD* (рис. 1б), в соответствии с выбранным позиционированием;

– шестидесяти кристалльная сборка шести силовых транзисторов *IGBT* с 54 встречно-параллельными карбид кремниевыми диодами *FRD*, размещенных по схеме трехфазного моста на трех керамических платах.

Особенностью конструкции силового модуля М6ТКИШ–100–12 является большое количество кристаллов встречно-параллельных диодов (по девять кристаллов на один кристалл силового транзистора), что связано с более низким значением среднего тока *SiC* диода (12 А) в сравнении с кремниевым аналогом (100 А). При этом эквивалентные площади контактных площадок для размещения диодов на медной поверхности керамической платы остались практически одинаковыми.

При выбранном оптимальном позиционировании транзисторных кристаллов в схеме полумоста, распределенная паразитная индуктивность модуля М6ТКИШ–100–12 в сравнение с аналогом практически не изменилась. Интерес представляло исследование качества коммутационных процессов в инверторе при отпирании транзисторных ключей, имеющего существенные особенности: отсутствие накопленного заряда в *SiC* диодах Шоттки и влияние суммарной барьерной емкости большого количества диодных кристаллов.

Как было установлено, на характер возможных паразитных колебаний в переходном процессе включения по-прежнему влияет паразитная емкость, связанная с выходными точками фазы инвертора. Как и в случае аналога, уменьшение емкостной составляющей осуществлялось за счет минимизации площади медных контактных площадок для точек фазы.

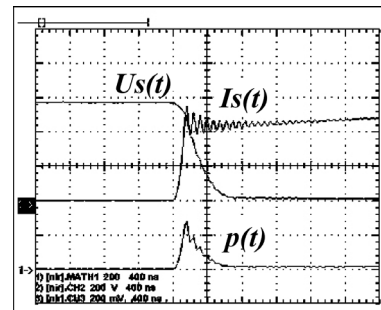
На рис. 5 показаны осциллограммы отпирания ключей силового модуля М6ТКИШ–100–12 при работе инвертора на индуктивную нагрузку:

– при относительно большой площади медной контактной площадки для вывода точки фазы, порядка 1 см² (рис. 5а);

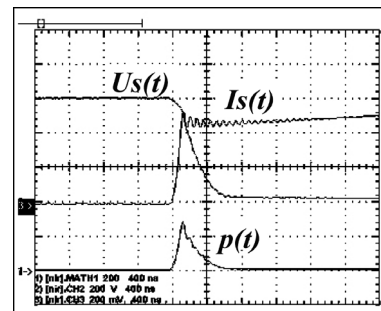
– при относительно малой площади медной контактной площадки для вывода точки фазы, порядка 0,2 см² (рис. 5б).

Масштаб тока коллектора $I_s(t)$ силовых транзисторов 20 А/дел. Масштаб напряжения коллектор-эмиттер $U_s(t)$ силовых транзисторов 200 В/дел. Масштаб мгновенной мощности потерь $p(t)$ при коммутации 20 кВт/дел. Масштаб развертки по времени 200 нс/дел.

Далее рассмотрим особенности конструктивного исполнения трехфазного ключевого модуля и качества коммутационных процессов в инверторе при замене кристаллов кремниевых *IGBT* транзисторов на аналогичные по электрическим параметрам кри-



а



б

Рис. 5. Осциллограммы отпирания силовых транзисторов инвертора при работе на индуктивную нагрузку:

а – при площади медной контактной площадки для вывода точки фазы 1 см²;

б – при площади медной контактной площадки для вывода точки фазы 0,2 см²

сталлы силовых *SiC* МДП–транзисторов с индуцированным каналом.

Трехфазный силовой модуль М6ТКПК–100–12

Силовой модуль М6ТКПК–100–12 является полным функциональным аналогом рассмотренных выше модулей М6ТКИ–100–12 и М6ТКИШ–100–12, но имеет существенные конструктивные отличия, связанные с особенностью применяемых *SiC* МДП–транзисторов с индуцированным каналом.

Применение транзисторных ключей на основе карбида кремния потребовало существенной переработки конструкции силового модуля в сравнении с рассмотренными выше аналогами. Диапазон среднего тока промышленно разработанных кристаллов *SiC* МДП–транзисторов составляет на сегодняшний день 30–50 А. Поэтому для выхода на типовую нагрузочную способность, соответствующую кремниевым аналогам, необходимо увеличивать количество параллельных транзисторных кристаллов на общей керамической плате. Это, в свою очередь, требует разработки специальной конструкции модуля, обеспечивающей высокую геометрическую симметрию разветвленных силовых токовых выводов и надежность их крепления к основанию керамической платы. В силовом модуле М6ТКИШ–100–12 с электрическими параметрами 1200 В/100 А применена параллельная сборка из трех кристаллов *SiC* МДП–транзисторов, каждый из которых рассчитан на средний ток 35 А.

В многокристальной силовой сборке необходимо также учитывать возможность взаимного влияния температурных полей полупроводниковых кристаллов *SiC*, расположенных на общем основании. В соответствии с рекомендациями работы [1] геометрические размеры периода решетки размещаемых на керамической плате кристаллов и их металлизированных площадок выбраны примерно с двукратным запасом относительно линейного размера самого кристалла, что необходимо для эффективного снижения температуры перегрева кристалла и исключения температурного влияния кристаллов друг на друга.

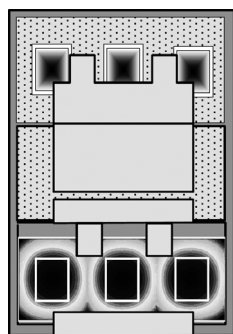
Паразитная индуктивность в контуре коммутации в типовой схеме модуля на кремниевых кристаллах *IGBT* составляет порядка 10–20 нГн. С учетом дополнительной индуктивности силовых выводов и индуктивности шины постоянного тока, а также процессов накопления и релаксации заряда неосновных носителей, скорость коммутации тока в кремниевых *IGBT* составляет не более 5 А/нс. Одним из основных преимуществ МДП–транзисторов на карбиде кремния является способность к высокоскоростной коммутации, которая теоретически может достигать значения 20–40 А/нс. При этом обеспечивается существенное снижение динамических потерь. Из сравнения скоростных возможностей приборов вытекает требование снижения паразитной индуктивности в контуре коммутации до значений менее 5–8 нГн, что невозможно обеспечить обычными конструктивными решениями. Одним из способов решения проблемы является интеграция звена постоянного тока или его значительной части в состав единой конструкции силового модуля [4].

На рис. 6 представлены следующие ключевые микросборки модуля:

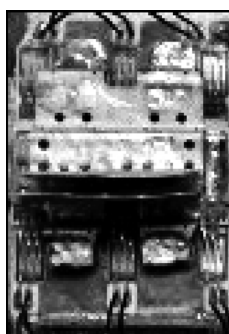
- оптимальное позиционирование шести силовых полупроводниковых кристаллов в схеме полумоста в двумерном тепловом поле с минимизированным температурным перегревом транзисторных кристаллов (рис. 6а);
- конструктивное исполнение схемы полумоста на шести полупроводниковых *SiC* кристаллах МДП со встроенными встречно-параллельными карбид кремниевыми диодами (рис. 6б), в соответствии с выбранным позиционированием;
- восемнадцатикристальная сборка *SiC* МДП–транзисторов с индуцированным каналом со встроенными встречно-параллельными карбид кремниевыми диодами, размещенных по схеме трехфазного моста на трех двусторонних керамических платах (рис. 6в).

Представленная конструкция обеспечивает следующие технические преимущества перед типовыми аналогами [5]:

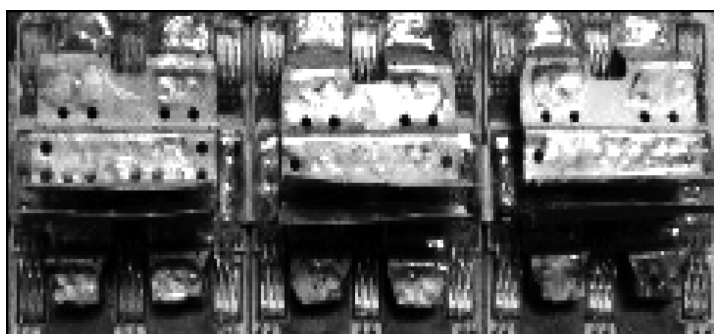
1. Снижение паразитной индуктивности внешних силовых выводов модуля за счет применения в них



а



б



в

Рис. 6 Силовой модуль М6ТКПК–100–12:

а – оптимальное позиционирование полупроводниковых кристаллов модуля; б – конструктивное исполнение отдельной фазы по схеме полумоста; в – восемнадцатикристальная сборка модуля по схеме трехфазного моста

ленточной конструкции, а также плоскопараллельное расположение положительного и отрицательного силовых выводов не только между собой, но и между силовыми выводами и проводящими дорожками на керамической плате.

2. Обеспечение расположения внешних силовых выводов модуля в соответствии с унифицированными конструкциями типовых полумостов.

3. Снижение влияния нелинейности выходной емкости силового полупроводникового кристалла за счет подключения распределенной емкости дополнительной керамической платы, что ограничивает скорость изменения напряжения в выходной цепи модуля и снижает динамические потери мощности.

4. Повышение качества пайки силовых выводов с широко распределенным основанием, применяемых в многокристальных конструкциях, за счет использования перфорации указанных оснований.

Рассмотрим конструктивные особенности силового полупроводникового модуля М6ТКПК–100–12, которые позволили обеспечить его основные преимущества в сравнении с известными аналогами.

Все внешние силовые выводы модуля изготовлены на основе гибких медных лент. Нижние основания ленточных силовых выводов модуля охватывают поверхности первой и второй контактных площадок основной керамической платы, на каждой из которых размещены по три полупроводниковых кристалла мощных МДП–транзисторов на основе карбида кремния.

На первую контактную площадку основной керамической платы модуля напаяна дополнительная керамическая плата с двусторонней металлизацией. За счет применения дополнительной керамической платы положительный и отрицательный силовые выводы модуля расположены максимально близко к друг другу и образуют плоскопараллельную конструкцию, не только между собой, но и между межкомпонентными проводочными соединениями. При этом токи в параллельных проводниках представленной конструкции имеют встречные направления. Это обеспечивает взаимную компенсацию наводимых магнитных потоков и снижает паразитную индуктивность, как самих силовых выводов, так и межкомпонентных соединений на основной керамической плате.

Индуктивность положительного и отрицательно-го силовых выводов модуля в нГн, выполненных на основе гибких металлизированных лент, образующих плоскопараллельную конструкцию, рассчитывается по формуле [6]:

$$L \approx 0,4 \cdot \pi \cdot \frac{W \cdot d}{Z}, \quad (10)$$

где W — длина шины силового вывода в мм; d — расстояние между шинами силовых выводов в мм; Z — ширина шины силового вывода в мм.

В конструкции модуля длина положительного силового вывода $W = 30$ мм, длина отрицательного силового вывода $W = 15$ мм. Расстояние между про-

водящими шинами положительного и отрицательного силового вывода, образующих плоскопараллельную пару, $d = 4$ мм. Ширина всех шин силовых выводов $Z = 30$ мм. При этом согласно формуле (1) паразитная индуктивность положительного силового вывода равна $L = 5,0$ нГн, а индуктивность отрицательного силового вывода равна $L = 2,5$ нГн.

Длина общего силового вывода от точки фазы составляет величину $W = 20$ мм. При этом индуктивность отдельно расположенного общего силового вывода в нГн рассчитывается по формуле [6]:

$$L \approx 0,2 \cdot W \cdot \left[\ln \left(\frac{2W}{Z+T} \right) + 0,2235 \cdot \frac{Z+T}{W} + 0,5 \right], \quad (2)$$

где — толщина шины общего силового вывода в мм.

Толщина шины общего силового вывода $T = 0,5$ мм. Тогда в соответствии с формулой (2) его паразитная индуктивность равна $L = 4,5$ нГн.

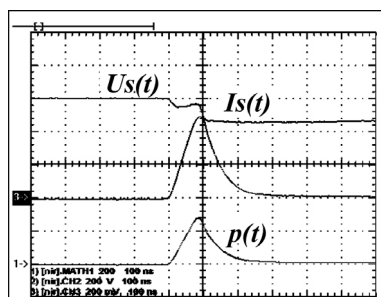
При этом типовые значения паразитных индуктивностей силовых выводов аналогов составляют значительно большую величину $L \approx 20$ нГн.

Дополнительная керамическая плата в зависимости от выбранного материала диэлектрика и площади основания может иметь собственную емкость от сотен пикофард до единиц нанофард. Конструктивно данная емкость подключена параллельно выходной емкости ключевых элементов силового модуля. Поскольку емкость дополнительной керамической платы является линейной, она в значительной мере компенсирует нелинейность и резкое снижение барьерных емкостей полупроводниковых кристаллов в переходном процессе выключения. Тем самым обеспечивается эффективное ограничение скорости нарастания выходного напряжения на ключевых элементах инвертора, что приводит к снижению энергии динамических потерь.

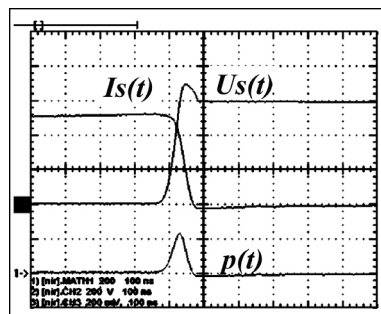
Перфорированные основания ленточных силовых выводов в предлагаемой конструкции позволяют проводить их пайку на значительно большей ширине оснований, чем это возможно для обычных силовых выводов аналогов. При этом не наблюдается эффекта выдавливания и растекания припоя. Это позволяет применять предложенную конструкцию для надежного подключения силовых выводов в многокристальных модульных сборках.

Верхние основания внешних силовых выводов расположены в одной плоскости и следуют одна за другой вдоль общего направления в соответствии с унифицированными конструкциями типовых полумостов.

Применение в инверторе напряжения трехфазного ключевого модуля М6ТКПК–100–12 с частичной интеграцией силовой шины постоянного тока в единую конструкцию с ленточными силовыми выводами модуля позволили получить наиболее качественную картину коммутационных процессов при токе нагрузки 50 А и напряжении в звене постоянного тока 600 В (рис. 7). Масштаб тока стока $I_s(t)$ силовых транзисторов 20 А/дел. Масштаб напряжения сток-исток $U_s(t)$



а



б

Рис. 5. Осциллограммы отпирания силовых транзисторов инвертора при работе на индуктивную нагрузку:
а – переходный процесс при отпирании транзисторов;
б – переходный процесс при запираании транзисторов

силовых транзисторов 200 В/дел. Масштаб мгновенной мощности потерь $p(t)$ при коммутации 20 кВт/дел. Масштаб развертки по времени 100 нс/дел.

Выводы

1. Коммутация больших токов в инверторе может приводить к возникновению перенапряжений и генерации паразитных колебаний на силовых выводах транзисторов. По этой причине конструктивное исполнение инвертора должно обеспечивать минимальные значения распределенной паразитной индуктивности монтажных соединений, в том числе в звене постоянного тока.

2. При разработке конструкции инвертора актуальной является не только задача снижения распределенных паразитных индуктивностей монтажных соединений, но и оптимизация емкостных составляющих пассивных компонентов. Уменьшение паразитных емкостей может быть обеспечено за счет минимизации площади медных контактных площадок сформиро-

ванных на керамической плате силового модуля для вывода точек фаз инвертора.

3. Качество протекающих в инверторе коммутационных процессов существенно зависит от динамических характеристик применяемых в конструкции ключевого блока транзисторов и встречно-параллельных диодов. Применение полупроводниковых компонентов на карбиде кремния позволяет уменьшить динамические потери в инверторе.

4. Применение в инверторе напряжения трехфазного ключевого модуля с частичной интеграцией силовой шины постоянного тока в единую конструкцию с ленточными силовыми выводами позволяет получить наиболее качественную картину коммутационных процессов.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ (научный проект № 18-07-00317).

Литература

1. Воронин П. А., Воронин И. П. Исследование температурного поля и оптимизация топологии электрических соединений с целью улучшения показателей миниатюризации силовой интегральной схемы // Вестник МЭИ. – 2018. № 2. С. 59–64.
2. Колпаков А., Ламп И. Проблемы проектирования IGBT – инверторов: перенапряжения и снабберы // Компоненты и технологии. – 2008. № 5. С. 98–103.
3. Мооккен Д. Преимущества замены IGBT на SiC – модули. – Силовая электроника. 2016. № 5. С. 20–23.
4. Бекедадь П., Бетоу С., Мол А. и др. Концепция мощного SiC-модуля со сверхнизкой коммутационной индуктивностью. – Силовая электроника. 2018. № 2. С. 14–19.
5. Патент RU 184560 U1. Силовой полупроводниковый модуль / Воронин И. П., Воронин П. А., Лапин Е. С., Праведнов А. Г. – Бюллетень “Изобретения и полезные модели”, № 31, 30.10.2018.
6. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. – М.: Энергия, 1970. – 415 с.

Воронин Игорь Павлович, к. т. н., доцент, доцент кафедры промышленной электроники «НИУ “МЭИ”»; тел: +7 (915) 486-13-65; e-mail: igor.p.voronin@gmail.com;

Воронин Павел Анатольевич, к. т. н., доцент, доцент кафедры Промышленной электроники НИУ “МЭИ”; тел: +7(925) 143-40-11; e-mail: voroninpa@list.ru;

Серегин Дмитрий Андреевич, к. т. н., доцент кафедры Промышленной электроники «НИУ “МЭИ”»; тел: +7 (903) 247-86-76; e-mail: sedian19@yandex.ru.

Р. Х. Тукшаитов, Р. К. Сагдиев, Н. В. Роженцова

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРА ИЗМЕНЕНИЯ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ВХОДНОГО ТОКА ВЫПРЯМИТЕЛЯ МЕТОДАМИ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ЕЕ ВЛИЯНИЯ НА $\cos\varphi$ И КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ

R. Kh. Tukshaitov, R. K. Sagdiev,
N. V. Rozhentsova

Determining Rectifier Input Current Changing Behavior
by Modelling Methods and Its Impact
on $\cos\varphi$ and Power Factor

Применяя методы физического и компьютерного моделирования работы выпрямительного моста, изучены характер изменения длительности и формы импульса входного тока и влияние их на формирование коэффициента мощности и $\cos\varphi$. Показано, что при увеличении отношения активного сопротивления нагрузки к емкостному, а так же при увеличении моделируемого сопротивления входной цепи выпрямительного диодного моста происходит значительное увеличение длительности переднего фронта импульса входного тока, способствующее начальной стабилизации значения коэффициента мощности и последующему его повышению.

Ключевые слова: входной ток, длительность импульса, передний фронт, моделирование, коэффициент мощности, $\cos\varphi$, активное сопротивление, емкостное сопротивление.

The input current character of duration and shape changing, and their impact on both power factor and $\cos\varphi$ forming were studied applying methods of physical and computer simulation modelling to the bridge rectifier operation. The article demonstrates that significant increase of the input current pulse leading edge occurs at the increase of both active to capacitive resistance ratio and resistance being simulated of the input circuit of the diode rectifier bridge. This contributes to the initial stabilization of the power factor value and its subsequent increase.

Key words: input current, pulse duration, leading edge, modeling, power factor, $\cos\varphi$, resistance, capacitance.

В научных публикациях, учебных пособиях, технических паспортах и в нормативных документах коэффициент мощности, как правило, сводится к $\cos\varphi$, в силу того, что его наименование приводится в виде “коэффициент мощности ($\cos\varphi$)” [1–4]. Вместе с тем, результаты измерения коэффициента мощности многих приборов в большинстве случаев свидетельствуют о том, что он существенно меньше значения $\cos\varphi$ [5–7]. Сведения о значении коэффициента мощности (λ) и характере реактивности нагрузки (индуктивной или емкостной) необходимы для дальнейшего повышения энергосбережения путем коррекции фазы тока в точке присоединения разных энергопотребителей к электросети [8–10].

Место и механизм формирования высших гармоник входного тока многих нагрузок остается все еще недостаточно изученным. Немало авторов повышение уровня эмиссии высших гармоник напряжения электросети ошибочно приписывают широкому применению импульсных источников питания. Это побудило провести ряд исследований по изучению степени влияния выпрямительного моста на сдвиг фазы входного тока и уровень эмиссии высших гармоник в электросеть. В работе [7] были одновременно изучены характер изменения $\cos\varphi$ и λ при изменении емкостной составляющей активно-емкостной линейной нагрузки при повышении отношения активного сопротивления к емкостному (R/X) до 53. В результате установлено, что по мере повышения отношения R/X значение $\cos\varphi$ вначале уменьшается, достигая 0,86

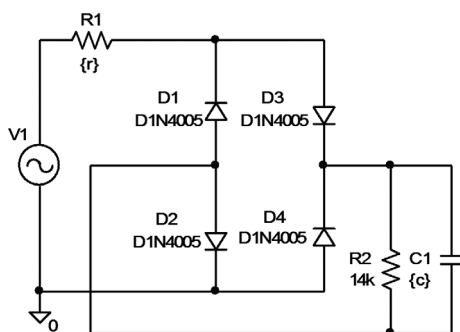
при отношении R/X равном 2,6, а далее экспоненциально повышается, приближаясь к его предельному значению. Коэффициент мощности, наоборот, по мере повышения отношения R/X экспоненциально уменьшается, достигая значения 0,54 при R/X , равном 53. Оба показателя при одном и том же значении отношения R/X практически приближаются к предельным значениям. В итоге показано, что основная причина эмиссии высших гармоник тока промышленной частоты в электросеть — наличие на выходе выпрямительного моста конденсатора, необходимого для сглаживания выходного напряжения.

Задача настоящих исследований — комплексное изучение зависимости $\cos\varphi$, λ , длительности и формы импульса входного тока от величины отношения R/X при изменении его значений в широких пределах на основе физического эксперимента и компьютерного моделирования работы выпрямительного моста.

Методика исследования

Техника проводимого эксперимента описана в [8]. В предлагаемой работе с целью возможности изменения отношения R/X в значительно больших пределах величина R увеличена с 3,6 кОм до 15 кОм. Для более детального выяснения зависимости $\cos\varphi$ и λ от отношения R/X его значение в физическом эксперименте повышалось от 0 до 200, а при компьютерном моделировании до 470.

Компьютерное моделирование работы мостового выпрямителя выполнено в программе *PSpice* пакета

Рис. 1. Схема модели выпрямительного моста с RC -нагрузкой

программ *OrCAD*. Схема модели мостового выпрямителя показана на рис. 1. Она состоит из двухполупериодного мостового выпрямителя D1–D4, постоянного активного сопротивления нагрузки R2 и конденсатора C1. На входе выпрямителя установлен резистор R1 со значениями сопротивления 1,0, 10 и 50 Ом, имитирующий внутреннее сопротивление электросети и диодов. При моделировании режимов работы выпрямителя увеличение отношения R/X осуществлялось путем ступенчатого увеличения емкости конденсатора C1 (0, 0,1, 1,0, 10 и 50 мкФ) при неизменном значении R1 и R2.

В ходе проведения эксперимента дополнительно изменяли значения R1, выбирая его, равным 1,0, 10 и 50 Ом с целью выявления влияния внутреннего сопротивления электросети и сопротивления диодов на формирование длительности и формы импульсного входного тока. Напряжение электросети выбрано, равным его нормативному значению 230 В.

Результаты исследования

В результате проведенных экспериментальных исследований получено, что $\cos\varphi$ принимает минимальное значение, равное 0,88, практически при том же отношении R/X , что и в [7]. При повышении отношения R/X до 70 $\cos\varphi$ становится равным единице, что свидетельствует об устранении сдвига фазы входного тока относительно входного напряжения. Что касается значения λ , то оно также уменьшается и при значении R/X более 70 достигает определенного предельного значения, которое остается неизменным при повышении R/X до 200.

При превышении отношения R/X значения, равного 70, значения $\cos\varphi$ и λ уже не изменяются по той причине, что отсчет показаний обоих использованных приборов (TS-866 и JANITZA) представляются на индикаторах двумя значащими цифрами, то есть с погрешностью не более $\pm(1-2)\%$, что вполне удовлетворяет решению поставленной задачи.

В силу сложности понимания нелинейного процесса уменьшения длительности и формы импульса входного тока и их влияния на величину эмиссии высших гармоник в электросеть при повышении значения емкости конденсатора нагрузки, изучение характера изменения длительности и формы импульса

входного тока осуществляется методом компьютерного моделирования.

На рис. 2 приведена только половина периода входного напряжения и импульса входного тока при разных значениях емкости конденсатора для представления их в удовлетворительном масштабе. При уменьшении длительности импульса входного тока происходит существенное смещение его положения к положению максимума входного напряжения, что в итоге приводит к устранению сдвига фазы тока и достижению значения $\cos\varphi = 1$

Как следует из рис. 2а, по мере повышения емкости конденсатора C1 и, соответственно, отношения R/X , длительность импульса входного тока уменьшается, но все еще сохраняется опережение фазы входного тока напряжения электросети. При достижении значения $R/X = 2,5$ скорость опережения фазы входного тока начинает снижаться. По мере дальнейшего уменьшения длительности импульса входного тока сдвиг фазы тока начинает уменьшаться. В результате значение $\cos\varphi$

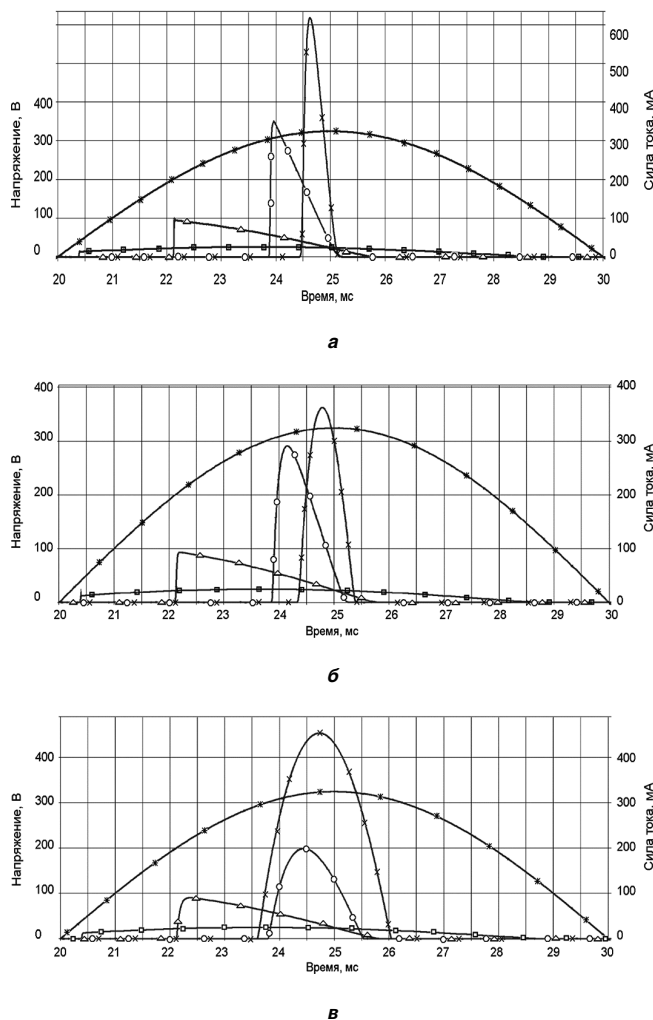


Рис. 2. Зависимости длительности, амплитуды и формы импульса входного тока от значения емкости конденсатора при R2 равном 15 кОм:
□ – 0,1 мкФ, Δ – 1,0 мкФ, ○ – 10 мкФ, × – 50 мкФ, * – напряжение электросети. Значение R_1 : а – 1,0 Ом, б – 10 Ом, в – 50 Ом

начинает возрастать. При этом одновременно происходит повышение длительности его переднего фронта, что существенно сказывается на уменьшении скорости снижения значения коэффициента мощности. В итоге коэффициент мощности приближается к своему предельному значению.

Количественная характеристика динамики длительностей импульсов входного тока ($t_{имп}$) и их переднего фронта ($t_{п.ф.}$) при повышении емкости конденсатора $C1$ приведена в табл. 1.

Таблица 1. Длительность и передний фронт импульса входного тока при разных значениях емкости конденсаторов

№	C, мкФ	R/X	R ₁ = 1,0 Ом		R ₁ = 10 Ом		R ₁ = 50 Ом	
			$t_{имп}, \%$	$t_{п.ф.}, \%$	$t_{имп}, \%$	$t_{п.ф.}, \%$	$t_{имп}, \%$	$t_{п.ф.}, \%$
1	0	0	100	50	100	50	100	50
2	0,1	0,94	75	0,15	77	0,2	96	0,35
3	1,0	9,4	35	0,32	35	0,77	36	2,2
4	10	94	12	0,64	13	2,0	17	5,7
5	50	470	7,0	1,2	10	4,5	18	12

Как следует из табл. 1 при значении $C2$ равном 10 мкФ ($R/X > 70$) длительность импульса входного тока настолько уменьшается, что его передний фронт приближается по времени к положению максимума входного напряжения, в силу чего $\cos\varphi$ в физическом эксперименте практически равен единице. При этом длительность переднего фронта входного тока, наоборот, возрастает, однако она ограничена временем заряда конденсатора, которое в свою очередь определяется значениями сопротивлений электросети и выпрямительных диодов. В результате увеличения R/X коэффициент мощности также приближается к своему предельному значению. Характерно, что достижение $\cos\varphi$ и λ предельных значений происходит при одном и том же значении отношения R/X , приблизительно равном 70.

При увеличении моделируемого внутреннего сопротивления электросети и выпрямительных диодов ($R1$) время заряда конденсатора также возрастает, что проявляется в увеличении длительности переднего фронта (табл. 1). При этом в целом возрастает и длительность импульса входного тока, что способствует увеличению предельного значения коэффициента мощности. Уменьшение длительности импульса входного тока и увеличение эмиссии высших гармоник промышленной частоты происходит только за счет сокращения длительности заднего его фронта.

Наблюдаемое в компьютерном моделировании увеличение длительности импульса при увеличении $R1$ хорошо согласуется с результатами физического эксперимента. Установлено, что при увеличении его значения с 1 до 50 Ом и с 1 до 500 Ом и $R/X > 50-70$ происходит повышение коэффициента мощности соответственно на 25 и 70%, достигающее его значений соответственно 0,60 и 0,85% при сохранении выходного напряжения на одном и том же уровне. При этом лишь незначительно снижается КПД выпрямителя (3-5%).

Выводы

1. Уровень эмиссии высоких гармоник напряжения промышленной частоты в электросеть определяется длительностью заднего фронта импульса входного тока, формируемого отношением значений сопротивления резистора к емкости конденсатора нагрузки, емкостью конденсатора и резистора, подключаемых к выходу выпрямительного моста.

2. Чем больше выбирается значение отношения R/X , тем больше $\cos\varphi$ стремится к единице.

3. Для обеспечения более высокого значения коэффициента мощности, при отсутствии в схеме корректора коэффициента мощности, следует стремиться к снижению отношения R/X путем уменьшения емкости конденсатора.

4. Дополнительное подключение резистора на входе выпрямителя позволяет существенно повысить коэффициент мощности при незначительном снижении КПД выпрямителя.

Литература

1. Приказ Минпромэнерго № 49 от 22.02.2017. Порядок расчета значений соотношения потребления активной и реактивной мощности для отдельных энергопринимающих устройств (групп энергопринимающих устройств) потребителей электрической энергии, применяемых для определения обязательств сторон в договорах об оказании услуг по передаче электрической энергии. М., 10 с.
2. ГОСТ 2933-83. Аппараты электрические низковольтные методы испытаний. — М.: Стандартиформ, 26 с.
3. Постановление правительства республики Казахстан от 7.08.2015 № 611 “Об утверждении нормативных значений коэффициента мощности в электрических сетях индивидуальных предпринимателей и юридических лиц” 2 с.
4. ГОСТ 183-74. Машины электрические вращающиеся. Общие технические требования. — М.: Изд. стандартов, 1993. 42 с.
5. Р. Х. Тукшаитов, Р. Р. Шириев. Определение уровня нелинейных искажений входного тока разных типов нагрузок на основе измерения коэффициента мощности и его сомножителя $\cos\varphi$. — Практическая силовая электроника. 2018. № 4 (72). С. 30-36.
6. Р. Х. Тукшаитов, Р. Р. Шириев. К устранению разноточности и неопределенности в представлении коэффициента мощности светодиодных осветительных приборов. — Практическая силовая электроника. 2019. № 1 (73). С. 32-36.
7. Р. Х. Тукшаитов. О коэффициенте мощности и $\cos\varphi$ выпрямительного устройства при разных активно-емкостных нагрузках и уровне эмиссии в электросеть высших гармоник. — Практическая силовая электроника. 2019. № 3 (75). С. 53-55.
8. Р. Х. Тукшаитов, Р. М. Нигматуллин, Л. Н. Кисеева. Обоснование несовершенства патента № 87598 и его сдерживающее начало в отечественном производстве. В сборнике: Проблемы и перспективы развития отечественной светотехники, электротехники и энергетики. Сборник научных трудов X международной научно-технической конференции. — Мордовский государственный университет имени Н. П. Огарева. 2013. С. 33-35.

9. Исыхаэфу А., Тукушаитов Р. Х., Бурганетдинова Д. Д., Ветлугина А. Е. Повышение эффективности работы светодиодного светильника, представленного в патенте № 95214. В сборнике: Проблемы и перспективы развития отечественной светотехники, электротехники и энергетики. Сборник научных трудов X международной научно-технической конференции. — Мордовский государственный университет имени Н. П. Огарева. 2012. С. 46–48.
10. Тукушаитов Р. Х. О принципиальной необходимости доработки требований к коэффициенту мощности в ГОСТ Р 55705-2013 и IEC 61000-3-2. В сборнике: Проблемы и перспективы развития отечественной светотехники, электротехники и энергетики материалы XIII Всероссийской научно-технической конференции с международным участием в рамках IV Всероссийского светотехнического форума с международным участием. Ответственный редактор О. Е. Железникова. 2017. С. 395–400.

Тукшаитов Рафаил Хасьянович, д. б. н., профессор, профессор кафедры “Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений” Казанского государственного энергетического университета, академик РАЕ, тел. +7(987) 184-03-15; e-mail: trh_08@mail.ru;

Сагдиев Рафаэль Касимович, к. т. н., доцент кафедры “Радиоэлектроника и информационно-измерительная техника” Казанского национального исследовательского технического университета им. А. Н. Туполева-КАИ, тел.: +7 (927) 435-23-83, e-mail: srk07@mail.ru;

Роженцова Наталья Владимировна, к. т. н., доцент, заведующая кафедрой “Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений” Казанского государственного энергетического университета, тел. +7(903)344-57-79, e-mail: natalia15969@yandex.ru.

А. Л. Быкадоров, Т. А. Заруцкая

ПРИМЕНЕНИЕ СВЕРХПРОВОДНИКОВОГО ИНДУКТИВНОГО НАКОПИТЕЛЯ ЭНЕРГИИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ СИСТЕМЫ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

A. L. Bykadorov,
T. A. Zarutskaya

Одной из актуальных задач сегодня является повышение эффективности работы системы тягового электроснабжения постоянного тока. Это связано с развитием тяжеловесного движения и истощением классических методов повышения пропускной и провозной способности участков постоянного тока. В статье рассматривается возможность применения сверхпроводникового индуктивного накопителя энергии на тяговой подстанции постоянного тока для повышения эффективности работы системы тягового электроснабжения. Авторами разработаны требования к функциям сверхпроводникового индуктивного накопителя энергии установленному на тяговой подстанции. И предложена схема подключения сверхпроводникового индуктивного накопителя энергии на тяговой подстанции постоянного тока.

Ключевые слова: сверхпроводниковый индуктивный накопитель энергии, тяговая подстанция, модель, система тягового электроснабжения, схема подключения.

Application of Superconductor Inductive Energy Storage for Enhancing Efficiency of DC Traction Power Supply System

Today, efficiency enhancing of DC traction power supply system is one of the topical issues. It is associated with the heavyweight train traffic development, and exhaustion of classical methods for throughput efficiency and carrying capacity increasing of the DC segments. The article considers a possibility of a superconductor energy storage application at the DC traction substation to enhance the effectiveness of traction electric power supply system. The authors developed requirements to the functions of the superconductor energy storage installed at the traction substation. They suggested the scheme of the superconductor energy storage plugging-in at the DC traction substation.

Key words: superconductor inductive energy storage, traction substation, model, traction power supply system, plugging-in scheme.

Одним из актуальных направлений сегодня является повышение эффективности работы системы тягового электроснабжения (СТЭ). В данной статье рассматривается возможность повышения эффективности работы СТЭ постоянного тока на основе нового решения — применения сверхпроводникового индуктивного накопителя энергии (СПИН) на тяговой подстанции.

Особенностью работы СПИН является возможность запасать энергию только постоянного тока. Таким образом, применение СПИН на тяговой подстанции постоянного тока не вызовет необходимости преобразования энергии. СПИН представляет сложную техническую систему, сочетающую криогенную и электротехническую аппаратуру. Каждая из этих составляющих требует проведения самостоятельных больших исследовательских работ, поэтому авторами статьи ставилась задача исследования только электротехнических аспектов применения СПИН в тяговых сетях постоянного тока. Чтобы исключить криогенную составляющую, но, вместе с тем учесть, в исследованиях использовано компьютерное моделирование электротехнических процессов при условии, что активное сопротивление СПИН равно нулю.

В начале разработаем требования к функциям СПИН. Для этого рассмотрим характерный фрагмент графика нагрузки тяговой подстанции постоянного

тока представленный на рис. 1. Можно отметить две характерные особенности этого графика: во-первых, он является резко неравномерным; во-вторых он имеет периоды возврата энергии за счет рекуперации.

Неравномерность обусловлена изменением числа поездов, одновременно находящихся в зоне питания подстанций, разнообразием масс поездов, характером профиля. При пропуске тяжеловесных поездов значение тока в контактной сети может достигать 10 кА [1]. Неравномерность потребления тока приводит к повышенным потерям мощности как во внешней системе электроснабжения, так и в системе тягового электроснабжения.

Сглаживание нагрузки позволит уменьшить потери энергии при том же количестве передаваемой полез-

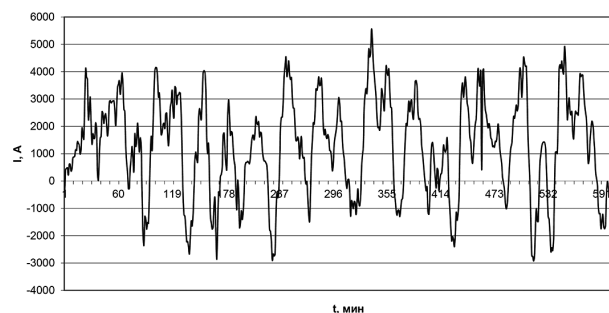


Рис. 1. Фрагмент графика изменения нагрузки тяговой подстанции

ной энергии. Это наглядно иллюстрирует следующий пример. На рис. 2 представлены два графика нагрузки, имеющих одну и ту же площадь, т. е. иллюстрирующих одинаковую передачу энергии.

Потери энергии для каждого из этих графиков находятся по формуле:

$$\Delta W = I^2 \cdot R \cdot t, \quad (1)$$

где I – потребляемый ток; R – сопротивление цепи, по которой передается энергия; t – время. Здесь сопротивление цепи принято близким к параметрам тягового электрооборудования $R = 0,4$ Ом.

В первом случае, при равномерной нагрузке, потери энергии составят:

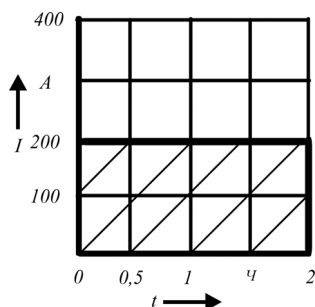
$$\Delta W_1 = 200^2 \cdot 0,4 \cdot 2 = 32 \text{ кВт} \cdot \text{ч}.$$

Во втором, при неравномерной нагрузке, потери энергии составят:

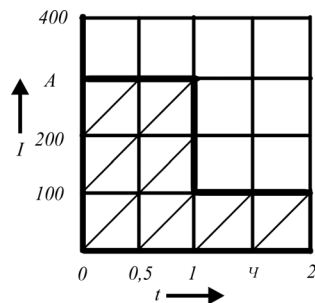
$$\Delta W_2 = 300^2 \cdot 0,4 \cdot 1 + 100^2 \cdot 0,4 \cdot 1 = 40 \text{ кВт} \cdot \text{ч}.$$

Следовательно, одной из функций накопителя энергии должно быть сглаживание графика нагрузки подстанции за счет заряда накопителя в период спада нагрузки и возврата в сеть при увеличении потребления электроэнергии.

Второй функцией накопителя энергии должна быть способность приема и хранения энергии рекуперации, с последующим возвратом ее в сеть при возрастании тяговой нагрузки. Эта функция СПИН позволит избавиться от инверторов и поглощающих устройств на тяговых подстанциях.



а



б

Рис. 2. Фрагменты графиков нагрузки:
а – равномерная нагрузка, б – неравномерная нагрузка

При введении дифференцированных тарифов на энергию может оказаться полезна и третья функция – накопление энергии в период времени с низким тарифом и возврат энергии в период высокого тарифа.

Обоснование требований к другим функциям СПИН в тяговых сетях сделано ниже на основании рассмотрения простейшей схемы со СПИН, представленной на рис. 3 (СКИ – сверхпроводниковая катушка индуктивности). при параметрах элементов схемы, близких к параметрам тягового электрооборудования: напряжение $U_{\text{ИП}} = 3,3$ кВ; $R_{\text{H}} = 3,7$ Ом; $L_{\text{СКИ}} = 150$ Гн; $R_{\text{СКИ}} = 0$ Ом в сверхпроводящем состоянии. Результаты моделирования на компьютере процессов заряда и разряда СПИН в рассматриваемой схеме представлены на рис. 4.

В начальный момент времени все ключи К1, К2, К3 разомкнуты, токи и напряжения остаются неизменными, отрезок m–n на рис. 4. При замыкании ключа К1 (рис. 3) СПИН подключается к ИП и осуществляется режим заряда. При этом напряжение на индуктивности скачкообразно возрастает. На рис. 4 это отражено отрезком n–p. Ток на индуктивности в это время плавно нарастает (отрезок n–k), а напряжение на индуктивности падает (отрезок p–k). В момент времени k замыкается ключ К2, а К1 размыкается. Это режим хранения энергии, который характеризуется отрезком k–d. СПИН находится в сверхпроводящем состоянии, по его обмотке протекает незатухающий ток (рис. 4).

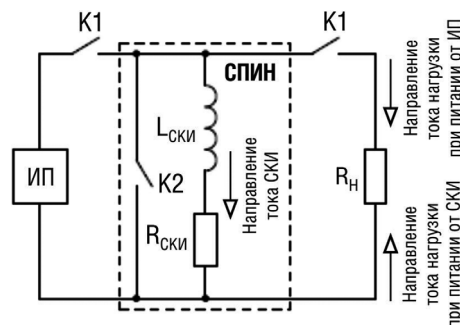


Рис. 3. Принципиальная схема СПИН:
ИП – источник питания; К1, К2, К3 – коммутаторы;
 R_{H} – сопротивление нагрузки; $L_{\text{СКИ}}$ – индуктивность СКИ;
 $R_{\text{СКИ}}$ – активное сопротивление СКИ

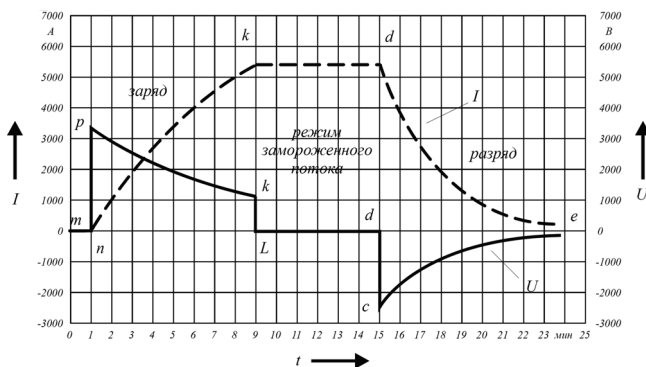


Рис. 4. Характер изменения токов и напряжений в СПИН

В этот период после отключения внешнего источника питания (ИП) в СПИН сохраняется накопленная энергия. Напряжение в СПИН при этом резко падает $k-l$ до нуля и остается неизменным до момента d . Затем (момент времени d) замыкается КЗ и размыкается К2, энергия накопленная в СПИН передается на нагрузку R_H . Напряжение в СПИН скачком меняет свою полярность (отрезок $d-c$), после чего начинает плавно нарастать (отрезок $c-e$). Ток на индуктивности убывает (отрезок $d-e$).

При этом следует отметить, что направление тока на R_H при питании от СПИН, противоположно направлению при питании от ИП при сохранении неизменного направления на самой индуктивности. В тяговых сетях в качестве нагрузки выступают поезда и изменение направления тока в них недопустимо.

Таким образом, из рассмотренной простейшей схемы СПИН, представленной на рис. 3 следует еще две важные функции, которые должен обеспечивать СПИН: четвертая функция состоит в способности СПИН работать параллельно с агрегатами тяговой подстанции, беря часть нагрузки на себя; пятая функция – состоит в обеспечении возможности получения нагрузкой только части необходимой энергии от СПИН. Для осуществления пятой функции необходимо, чтобы СПИН имел устройство сопряжения с тяговой сетью,

обеспечивающее дозированный отбор энергии от него. Прямое включение СПИН на тяговую сеть, как показано на рис. 3 невозможно, так как весь ток СПИН (десятки тысяч ампер) поступал бы в тяговую сеть.

При разработке схемы подключения СПИН к тяговой подстанции была поставлена задача внесения минимальных изменений в существующую схему подстанции.

В качестве базовой схемы подстанции, подлежащей модернизации, была выбрана типовая схема тяговой подстанции постоянного тока, на которой предусмотрена установка понижающего трансформатора, выпрямительно – инверторных преобразователей, сглаживающего фильтра, содержащего: реактор $L_p = 5$ мГн и емкость $C_\Phi = 400$ мкФ [2].

Рассматриваемая схема ТП была дополнена СПИН, который включает в себя: сверхпроводниковую катушку индуктивности – СКИ, промежуточный блок передачи энергии, состоящий из полупроводниковых управляемых ключей – запираемые тиристоры, блока конденсаторов и криотронов. При этом на подстанции не требуется инвертор, поскольку эти функции на себя берет СПИН.

На рис. 5 представлена предлагаемая схема подключения СПИН на ТП, где показан: силовой трансформатор Т, выпрямитель тяговой подстанции

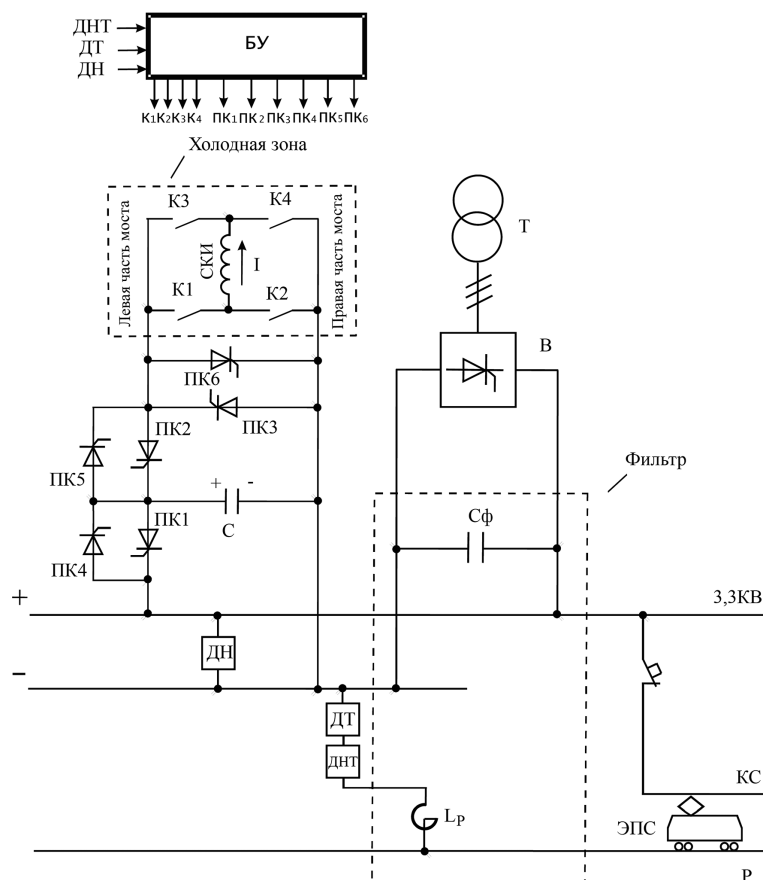


Рис. 5. Схема подключения СПИН на ТП через промежуточный блок передачи энергии

В, сверхпроводниковый индуктивный накопитель энергии СПИН, сглаживающий фильтр, состоящий из конденсатора C_f и реактора L_p , блок конденсаторов C , криотроны $K1-K4$, находящиеся в холодной зоне, полупроводниковые управляемые ключи $PK1-PK6$, блок управления БУ, система датчиков тока ДТ, направления тока ДНТ и напряжения ДН, электроподвижной состав ЭПС, контактная сеть КС, рельс Р.

Такое подключение НЭ обеспечивает четыре режима работы. Первый режим — накопление энергии в СПИН от ТП. В этом режиме СПИН принимает энергию от рекуперирующего ЭПС или от ТП в период спада нагрузки. Второй режим — длительное хранение энергии. В этом режиме контактная сеть питается от трансформатора Т и выпрямителя В, а запасенная энергия в СПИН хранится за счет циркуляции в нем тока без потерь. Третий режим — отдача энергии из СПИН в контактную сеть. Этот режим позволяет снизить передачу энергии от внешней энергосистемы на ТП в период пика энергопотребления, за счет передачи энергии из СПИН в КС, т. е. за счет параллельной работы ТП и СПИН на КС. Четвертый режим — прием энергии рекуперации от ЭПС. Следует отметить, что процесс заряда СПИН от ЭПС аналогичен заряду СПИН от

ТП. Имеются лишь особенности перевода СПИН в режим приемника избыточной энергии рекуперации.

Литература

1. Мирошниченко Р. И. Режимы работы электрифицированных участков. — М.: Транспорт, 1982, 207 с.
2. Бей Ю. М., Мамошин Р. Р., Пупынин В. Н., Шалимов М. Г. Тяговые подстанции. Учебник для вузов ж.-д. транспорта — М.: Транспорт, 1986 — 319 с.
3. Патент RU 2259284 кл. С2 В 60 М 3/06, В 60 L 7/12 “Тяговая подстанция постоянного тока со сверхпроводниковым индуктивным накопителем энергии”. А. Л. Быкадоров, Т. А. Заруцкая, А. Д. Петрушин, Е. П. Фигурнов. (RU) №2003104912 опубл., 27.08.2005.

Быкадоров Александр Леонович, д. т. н., профессор кафедры “Автоматизированные системы электроснабжения” ФГБОУ ВО “Ростовского государственного университета путей сообщения”;

Заруцкая Татьяна Алексеевна, к. т. н., доцент кафедры “Автоматизированные системы электроснабжения” ФГБОУ ВО “Ростовского государственного университета путей сообщения”, e-mail: zarutskaya_t@mail.ru.

А. М. Сокольский, М. Л. Сокольский

ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОЙ МИГРАЦИИ НА БЕЗОПАСНОСТЬ ПОЛЕТОВ ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ

A. M. Sokolsky, M. L. Sokolsky**Electrochemical Migration Effect on Civil Aviation Flight Safety**

С каждым новым поколением авиационной электроники улучшаются ее массо-габаритные показатели – уменьшаются размеры, увеличивается степень интеграции и плотность компоновки, что приводит к значительному усложнению всех электронных узлов авионики в целом, а любое усложнение электронной аппаратуры приводит к снижению надежности, что недопустимо, особенно для аппаратуры ответственного назначения. Учитывая, что авиационная аппаратура эксплуатируется, практически постоянно, в экстремальных климатических условиях, даже малейшая вероятность возникновения сбоя или отказа недопустима. Именно поэтому физическая надежность авионики настолько важна. Одним из факторов существенно снижающим физическую надежность авиационной электроники является возникновение электрохимической миграции.

Электрохимическая миграция способна привести к сбоям в работе авиационной электроники, к ее полному отказу, а также даже к возгоранию на борту летательного аппарата.

Ключевые слова: авионика, влагозащита, дендриты, конформное покрытие, коррозия, надежность, электрохимическая миграция.

With each new generation of aviation electronics, its mass-size figures improves i.e. its sizes decreases with integration level and packaging density increasing, which leads to complexity increasing of all electronic units of avionics as a whole. It should be noted that any complexity increase result in reliability degradation, which is inadmissible especially for the critical purpose devices. Given that aircraft equipment is operated, almost constantly, in extreme climatic conditions, even the slightest probability of faulty operation occurrence or failure is unacceptable. That is why the physical reliability of avionics is so important. One of the factors significantly reducing physical reliability of aviation electronics is electrochemical migration occurrence.

Electrochemical migration can lead to faulty operation of aviation electronics, its total failure, as well as inflammation onboard an aircraft.

Key words: avionics, moisture protection, dendritic crystals, conformal coating, corrosion, reliability, electrochemical migration.

В последнее время человеческий фактор стал оказывать все большее влияние на безопасность полета. Во многом безопасность полетов зависит от полноты и своевременности получения информации экипажем об условиях полета и состоянии летательного аппарата (ЛА). Увеличение количества и сложности функций бортового оборудования (авионики) явилось причиной перехода от отдельных приборов и устройств к интегрированному комплексу, основу которого составили бортовые вычислительные комплексы, объединенные в информационные сети. Если в недалеком прошлом все бортовые системы управления были аналоговыми и дискетными, то переход к цифровым вычислительным управляющим системам открыл широкую дорогу к процессам интеграции бортового оборудования и функций управления. Это позволило сократить время обработки, а так же визуализировать получаемую пилотами информацию об условиях полета и состоянии ЛА. Но это неизбежно увеличивает сложность комплекса, что приводит к снижению надежности бортовой аппаратуры.

В настоящее время современная цифровая авионика используется в составе систем обеспечивающих управление летательным аппаратом: система навигации, система индикации, система связи, система, осуществляющая управление полетом, система, отвечающая за предупреждение столкновения в воздухе и т. п., а также бортовые самописцы, средства контроля и визуализации информации.

Внедрение авионики позволило перенести большинство функций управления на уровень программно-обеспечения, что позволило проводить аппаратное построение вычислительной системы в виде набора определенных функционально-программных модулей. Это позволило практически на всех этапах полета, включая взлет и посадку, автоматизировать пилотируемое управление путем введения автопилота.

Безопасность полета имеет комплексный характер, ее определяющим фактором являются функции управления, реализуемые комплексом бортового оборудования летательного аппарата, включая информационную поддержку экипажа.

Тем не менее, доминирующая роль человека в управлении при возникновении нештатных ситуаций сохранялась. При этом лицо, принимающее решение (ЛПР) опирается прежде всего на информацию, полученную от соответствующих датчиков и систем по каналам связи. Качество и своевременность информационной поддержки экипажа, в основном, зависит от качества приборов авионики и линий связи между ними и главным пилотажным дисплеем, индикаторами и другими устройствами, отображающими информацию о полете.

Последнее время у реактивных пассажирских самолетов Boeing 737 MAX и Sukhoi Superjet 100 участились случаи авиационных происшествий, связанных с поступлением некорректной информации о состоянии воздушного судна и окружающим условиям во время

полета, при абсолютно исправном оборудовании, что подтверждается выводами комиссии по расследованию соответствующих инцидентов.

Безусловно, все бортовые системы летательного аппарата проходят постоянную предполетную наземную проверку и ЛА вылетает в абсолютно исправном состоянии, но искажение информации, полученной пилотом может произойти по причине возникновения в низковольтных электрических (информационных) цепях явления *электрохимической миграции* (ЭХМ).

ЭХМ возникает в микроминиатюрной слаботочной аппаратуре, тепловыделения в которой недостаточны для испарения влаги, сконденсированной на поверхности печатной платы. Одновременное присутствие в изоляционном зазоре влаги, растворимых загрязнений и разности потенциалов создает условия для протекания электролиза. В результате электролиза проводник с большим потенциалом растворяется, отдавая воде положительно заряженные ионы металла, которые, направляясь к проводнику с меньшим потенциалом, образуют в изоляционном зазоре проводящие перемычки дендритоподобной структуры [1].

В результате этих процессов за несколько минут в водной среде могут образоваться нитевидные кристаллы толщиной 2 ... 20 мкм и длиной до 12 мм. После образования перемычки кристаллы постепенно утолщаются до 0,1 мм, приобретая отчетливый металлический блеск. Сопротивление таких кристаллов может доходить до 1 Ом.

Быстрый процесс прорастания металлической перемычки через зазор стимулируют три фактора:

- градиент концентрации раствора у фронта кристаллизации;
- разогрев раствора в этой области (плотность тока здесь достигает 1 А/мм², а выделяемая близ вершины растущего кристалла мощность 10 Вт/мм³);
- импульс, передаваемый водной среде движущейся вершиной кристалла.

Растущий кристалл, как насос, выкачивает ионы металла из раствора электролита. Причем падение напряжения электрохимической цепи практически до нуля происходит на субмикронном расстоянии от поверхности растущего кристалла. В этом случае пространство между проводниками как бы пронизывается разрозненными иглами, вытягивающимися в направлении доставки питающей среды. В дальнейшем кристалл растет по градиенту концентрации с такой скоростью, с какой к нему успевают поступать ионы металла. Процесс развития единичных кристаллов в дендрит связан с обеднением концентрации в направлении роста кристалла, приводящим к росту зароды-

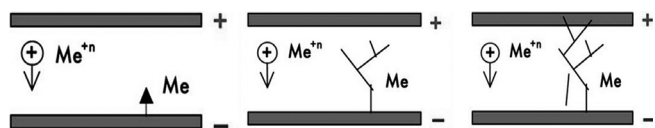


Рис. 1. Схема процесса дендритообразования

шей на боковых гранях кристаллов в сторону большего градиента концентраций. В результате кристаллы начинают ветвиться, образуя древоподобную структуру (“дендрит”), как показано на рис. 1 [1].

Были проведены экспериментальные исследования процесса ЭХМ (рис. 2) по результатам которого получены следующие результаты и сделаны выводы.

Процесс электрохимической миграции можно, условно, разделить на три этапа:

1. Образование ионов меди и выделение водорода.
2. Рост и замыкание дендритов.
3. Металлизация дендритов с последующим возникновением короткого замыкания [2].

На рис. 3 показан результат воздействия ЭХМ на реальную печатную плату.

Уже на первом этапе протекания ЭХМ токи утечки между сигнальными (информационными) или цепями питания может достигать 1 мА, а в конце второго этапа — 160 мА, что безусловно приведет если не к выходу из строя электронной аппаратуры, то по крайней мере к сбою программного обеспечения или неверной передачи данных (например, сбоем аналого-цифрового преобразователя).

Если же процесс ЭХМ перейдет в третий этап, то возможно возгорание авионики на основе полупроводниковых приборов.

А поскольку эксплуатация летательных аппаратов происходит во всех существующих климатических поясах и на больших высотах существует высокая вероятность возникновения процесса ЭХМ, а следовательно создает предпосылки для возникновения программных или аппаратных сбоев авионики [3–4].

Также и во время полета бортовая аппаратура подвергается определенным воздействиям таким как постоянно изменяющаяся температура, давление, влажность, изменяющийся состав атмосферы и многое другое.

Все перечисленные выше факторы могут и, в конечном счете приводят, к возникновению явления ЭХМ.

Для возникновения ЭХМ необходимо одновременное соблюдение следующих условий:

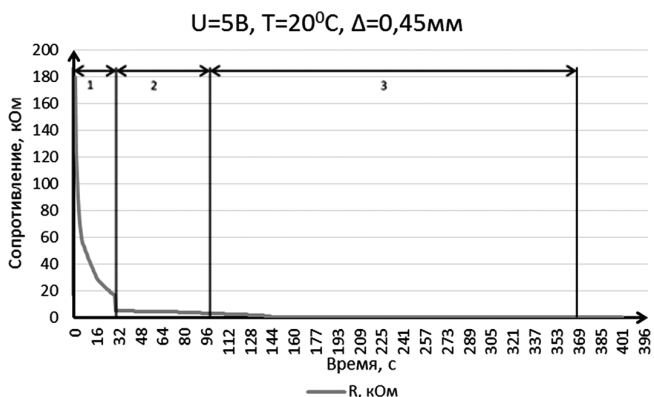


Рис. 2. Изменение сопротивления при росте и металлизации дендритов

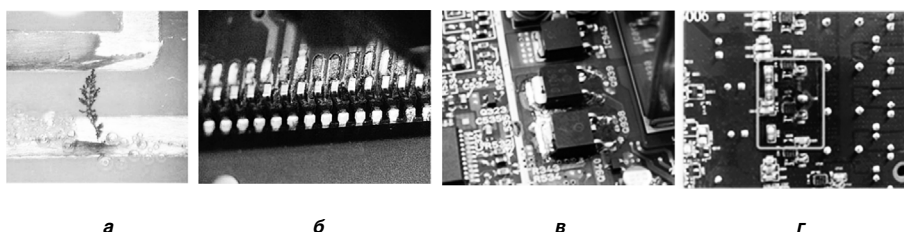


Рис. 3. Результат ЭХМ: а – начало образования дендритов (1 этап); б, в – дендриты частично металлизированы (2 этап); г – дендриты полностью металлизированы (короткое замыкание) (3 этап)

– Присутствие пары электро-химически разнородных металлов (например, золото/олово и серебро/никель), или создание разности потенциалов между однородными металлами (печатными проводниками).

– Наличие ионизированных частиц (обычно галогенидов, гидроксид и т. д.).

– Наличие моно-слоя конденсированной воды, которая растворяет соли, содержащиеся в атмосферных загрязнениях, в результате чего получается раствор электролита.

При наличии всех выше перечисленных факторов в низковольтных цепях, к которым относятся и цепи питания и информационные шины, запускается процесс ЭХМ, который, может привести к появлению ложной информации дисплеях пилотов (например, о высоте), что может заставить принять неверное решение при отключенном автопилоте.

Безусловно, списывать абсолютно все сбои в работе авионики на электрохимическую миграцию опрометчиво, но ЭХМ, так или иначе, вносит существенный вклад в печальную статистику. Необходимо помнить, что обнаружить начало роста дендритов на поверхности печатной платы или во внутренних слоях невозможно, а их рост при соблюдении благоприятных условий происходит очень быстро, практически несколько минут в реальном времени.

Основываясь на перечисленных выше доводах можно сделать вывод о том, что ЭХМ проще предотвратить, нежели бороться с последствиями ее возникновения. В [2] описана предложенная авторами методика, позволяющая исключить один из факторов, а именно осаждения конденсата жидкости на поверхности печатной платы, что, практически, исключает возникновение процесса ЭХМ из-за отсутствия среды для роста дендритов.

В настоящее время получен патент на прототип устройства для предотвращения ЭХМ [5], а также ведется доработка и совершенствование разработанной методики.

Литература

1. Мылов Г. В., Таганов А. И., Методологические основы автоматизации конструкторско-технологического проектирования гибких многослойных печатных плат. Научно-техническое издательство “Горячая линия – Телеком”. Москва. 2014 г. – 168 стр.
2. Сокольский А. М., Сокольский М. Л., О предотвращении электрохимической миграции в печатных платах авионики. – Электроника. Наука. Технология. Бизнес, 2017. № 9, С. 116–124.
3. Сокольский А. М., Сокольский М. Л., Анализ факторов, влияющих на интенсивность электрохимической миграции. Труды МАИ. 2016. № 90, URL: <http://www.trudy.mai.ru/published.php?ID=74791>.
4. Разоренов А. Г., Медведев А. М., Сокольский А. М. Электрохимическая модель отказов композитной изоляции электронной аппаратуры. – Конструкции из композиционных материалов. 2016. № 03, С. 11–14.
5. Сокольский А. М., Сокольский М. Л. Способ для предотвращения явления электрохимической миграции и устройство для его реализации: пат. 2690018 Рос. Федерация: H05K 7/20 (2006.01), H01L 23/34 (2006.01), G05D 23/19 (2006.01), G01K 13/00 (2006.01), опубл. 30.05.2019, Бюл. № 16.

Сокольский Антон Михайлович, инженер, ассистент кафедры “Технология приборостроения”, Московского авиационного института (Национального исследовательского университета), e-mail: sokol347@gmail.com;

Сокольский Михаил Львович, доцент кафедры “Технология приборостроения”, Московского авиационного института (Национального исследовательского университета), e-mail: Mikky63@yandex.ru.

Требования к авторам для публикации в журнале “Практическая силовая электроника” (ПСЭ)

Публикация в журнале бесплатна для авторов.
Язык журнала – русский.

Для публикации статьи необходимо предоставить

- ✧ заявление от автора (авторов) в электронном и бумажном видах;
- ✧ статью в электронном (в формате *MS Word*) и бумажном видах.

Статья должна содержать

- ✧ Ф. И. О. авторов на русском и английском языках;
- ✧ заголовок (на русском и английском языках);
- ✧ аннотацию (на русском и английском языках);
- ✧ ключевые слова (на русском и английском языках);
- ✧ текст с иллюстрациями, который может быть разбит на разделы;
- ✧ заключение (выводы);
- ✧ список литературы (если есть);
- ✧ информацию об авторе (авторах) (Ф.И.О., ученая степень, ученое звание, должность, название организации, телефон, адрес электронной почты).

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: pse@mmp-irbis.ru или kryuchkov_v_v@mail.ru

Документы в бумажном виде должны быть отправлены по адресу: 111024, г. Москва, Андроновское шоссе, дом 26, ЗАО “ММП-Ирбис”.

Требования к оформлению статей

- ☞ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *MathType* (стиль математический). **Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;**
- ☞ Шрифт обозначений устройств (С – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т. п.) – не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (C_d , L_{m1} и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (C – емкость, I – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное + цифровое окончания обозначения параметров (I_1 , L_s , $U_{упр1}$ и т. п.);
 - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание – шрифт прямой, буквенное латинское окончание – шрифт наклонный.
- ☞ Формат иллюстраций: .tif, .eps, .ai (прилагать отдельными файлами, дублируя в тексте статьи). **Подписи к рисункам не вносить в рисунки.**

Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

Формат	Размер, мм	Стоимость, руб.
0,5 A4	190 × 130	1500
A4	210 × 290	2250
3-я стр. обложки	210 × 290	3300
4-я стр. обложки	210 × 290	3900
2-я стр. обложки	210 × 290	5400

Требования к рекламным макетам

Формат .tif, .eps (конвертирование в кривые), 300 dpi, CMYK.

График выхода журнала

1-й выпуск года (№ 1)	2-й выпуск года (№ 2)	3-й выпуск года (№ 3)	4-й выпуск года (№ 4)
2-я декада марта	2-я декада июня	2-я декада сентября	2-я декада декабря
Срок подачи рекламы – до 3-го числа каждого месяца выхода			

Подробная информация о журнале “Практическая силовая электроника” представлена на сайте:
www.mmp-irbis.ru