Периодический научно- технический журнал

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

ISSN 1996-7888

Главный редактор

А. В. Лукин, д. т. н., профессор, академик АЭН РФ, генеральный директор АО "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"

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

С. В. Аверин, заведующий кафедрой микроэлектронных электросистем МАИ, к. т. н., доцент

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 — Закрытое Акционерное Общество "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. Нижинй Новгород, Окский съезд, д. 2.

Подписано в печать 03.03.2019. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111024, Москва, Андроновское шоссе, 26, АО "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

1 рактическая С иловая 3 лектроника

№ 1 (73)/2019

Г. А. Белов

Структурные динамические модели импульсных преобразователей постоянного напряжения в РПТ......2

Содержание

С. А. Амелин, М. А. Амелина, С. В. Дроздецкий, И. В. Якименко

Синтез цифрового контура управления по току понижающе-повышающего корректора коэффициента мощности в среде MATLAB/Simulink9

А. П. Манукян

Быстродействующие бесконтактные стабилизаторы напряжения силовых трансформаторов.......15

В. И. Авдзейко, В. М. Рулевский, Е. С. Паскаль, В. И. Карнышев

Фам Ван Бьен, Щербаков В. Г.

О. И. Овсянников

Р. Х. Тукшаитов, Р. Р. Шириев

Д. В. Сухов, Д. А. Шевцов, Д. М. Шишов

Н. Н. Цыбов

В. М. Бардин, А. А. Воронков, Н. И. Кривошеев

Способ экспресс-оценки величины теплового сопротивления силовых полупроводниковых приборов ..45

Р. С. Абуэлсауд, А. Г. Гарганеев

Компьютерная верстка: В. В. Крючков

Журнал "Практическая силовая электроника" является периодическим печатным изданием, специализирующимся на распространении информации производственно-практического характера. Содержит научную, научно-техническую, статистическую информацию. Классификация данной информационной продукции согласно № 436-ФЗ "О ЗАЩИТЕ ДЕТЕЙ ОТ ИНФОРМАЦИИ, ПРИЧИНЯЮЩЕЙ ВРЕД ИХ ЗДОРОВЬЮ И РАЗВИТИЮ" осуществлена производителем. Оборот данного издания допускается без знака информациионной продукции.

Г. А. Белов

СТРУКТУРНЫЕ ДИНАМИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В РЕЖИМЕ РПТ

G. A. Belov

Обосновываются упрощенные по сравнению с известными структурные динамические модели понижающей, повышающей и инвертирующей схем импульсных преобразователей постоянного напряжения (ИППН) в режиме прерывистого тока (РПТ). Упрощение основывается на том, что напряжение на выходном конденсаторе ИППН без учета высокочастотных пульсаций изменяется намного медленнее, чем кривая импульсов тока, поступающих на конденсатор, и изменение напряжения на выходном конденсаторе определяется средним за период переключений значением импульса указанного тока. Получены обобщенные на все три схемы ИППН линеаризованные импульсная и непрерывная структурные динамические модели, удобные для синтеза замкнутых систем управления ИППН.

Ключевые слова: импульсный преобразователь постоянного напряжения, режим прерывистого тока, линеаризованная структурная динамическая модель, параметры модели.

Структурные динамические модели импульсных преобразователей постоянного напряжения (ИППН) (понижающего, повышающего и инвертирующего) обоснованы, например, в работах [1–10] и обобщенно изложены в книге [11]. Предложенные в этих работах структурные динамические модели ИППН, работающих в режиме непрерывного тока (РНТ), оказались вполне пригодными для практики проектирования и исследований ИППН, что продемонстрировано, например, в книге [12]. Структурные динамические модели ППН для режима прерывистого тока (РПТ) оказались значительно сложнее моделей для РНТ и, несмотря на возможные их преобразования [9], оставались малопригодными для практики проектирования.

В предлагаемой статье обосновываются существенно более простые структурные модели ИППН в РПТ, чем ранее предложенные. Это упрощение основывается на известной особенности ИППН, заключающейся в том, что процессы в их выходной цепи из-за сравнительно большой емкости выходного конденсатора определяются площадью импульсов тока, поступающих на этот конденсатор с параллельно включенной нагрузкой, и мало зависят от формы этих импульсов.

На рис. 1a-в приведены схемы силовых частей ИППН. Поскольку нагрузку ИППН в общем случае нельзя представить чисто активным сопротивлением, будем считать, что она представляет собой параллельное соединение сопротивления R и источника дополнительного тока нагрузки $i_{н.л.}$, изменяющегося, в общем случае, по произвольному закону.

Structural dynamic models of DC/DC switched mode converters in discontinuous current mode

The simplified, compared to the well-known, dynamic models of the buck, boost and inverting structures of the DC-DC switched mode converters in the discontinuous current mode (DCM) are justified. The simplification is based on the fact, that without account for the high frequency ripples the converter's output capacitor voltage changes much slower than curve of the current pulses fed to the capacitor, and the capacitor voltage change is determined by the average value of the said current pulse for the switching period. The linearized, pulse and continuous structural dynamic models, generalized for all three structures of the DC-DC converters, were obtained. These models are convenient for the DC-DC converters control systems synthesis.

Keywords: dc/dc converter, discontinuous current mode, linearized structural dynamic model, model parameters.



Рис. 1. Схемы силовых частей ИППН: понижающего (а), повышающего (б) и инвертирующего (в); СУ – схема управления

Для выходной цепи понижающего ИППН (рис. 1*a*) справедливо уравнение в операторной форме

$$u_{\rm BMX} = Z(p) (i_L - i_{\rm H.g})$$

где Z(p) — операторное сопротивление параллельного соединения выходного конденсатора C и сопротивления нагрузки R, определяемое выражением

$$Z(p) = \frac{R(\tau_{C} p + 1)}{T_{C} p + 1},$$
(1)

 $T_{c} = (R + r_{c})C$ и $\tau_{c} = r_{c}C$ – постоянные времени выходного конденсатора; r_{c} – эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС) выходного конденсатора. В развернутой форме это уравнение имеет вид

$$T_{c}\frac{du_{\text{Bbix}}}{dt} + u_{\text{Bbix}} = R \left[\tau_{c}\frac{d(i_{L} - i_{\text{H},\mathcal{A}})}{dt} + (i_{L} - i_{\text{H},\mathcal{A}})\right].$$

Интегрируя это уравнение за период переключений *T* и разделив на *T*, получим

$$T_{C} \frac{\Delta u_{\text{BMX}}(T)}{T} + u_{\text{BMX.cp}} =$$
$$= R \left[\tau_{C} \frac{\Delta i_{L}(T) - \Delta i_{\text{H.A}}(T)}{T} + i_{Lcp} - i_{\text{H.A.cp}} \right]$$

где $\Delta u_{\text{вых}}(T)$, $\Delta i_L(T)$, $\Delta i_{\text{н.д.}}(T)$ – приращения мгновенных значений выходного напряжения, тока дросселя выходного фильтра и дополнительного тока нагрузки за период *T*.

Средние значения напряжения и токов определяются равенствами

$$u_{\text{BMX.cp}} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} u_{\text{BMX}} dt, \ i_{L.cp} = \frac{1}{T} \int_{0}^{t_{1}+t_{c}} i_{L} dt, \ i_{\text{H.J.cp}} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} i_{\text{H.J}} dt$$

где t_1 — время включенного состояния силового транзистора, t_c — время спада тока дросселя.

Полагая приращения $\Delta u_{\text{вых}}(T)$ и $\Delta i_{\text{н.д.}}(T)$ малыми, принимаем обычные допущения метода усреднения

$$\frac{\Delta u_{\text{вых}}(T)}{dt} = \frac{du_{\text{вых.ср}}}{dt}, \quad \frac{\Delta i_{\text{н.д}}(T)}{dt} = \frac{di_{\text{н.д.ср}}}{dt}$$

Тогда, учитывая, что в РПТ $\Delta i_L(T) = 0$, получим усредненное уравнение выходной цепи понижающего ИППН

$$T_C \frac{du_{\text{вых.ср}}}{dt} + u_{\text{вых.ср}} = R \left[i_{L.\text{ср}} - i_{\text{н.д.ср}} - \tau_C \frac{di_{\text{н.д.ср}}}{dt} \right].$$
(2)

Отметим, что средние значения токов и напряжений за период *T* имеют одно определенное значение и, следовательно, являются дискретными величинами. Непрерывные функции, описывающие эти средние значения, соответствуют непрерывным кривым, проведенным через дискретные точки, соответствующие указанным средним значениям. Известно, что указанные непрерывные функции определяются неоднозначно. Однако при высокой частоте переключений f=1/Tи медленном изменении напряжения $u_{\text{вых}}$ и тока $i_{\text{н.д.}}$ за период T отличие усредненных напряжения и тока от действительных токов и напряжений малы, тогда можно использовать понятие производных усредненных величин.

Усредненное выходное напряжение $u_{\text{вых.ср.}}(t)$ достаточно точно описывает изменение реального выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ в переходных процессах, но не учитывает его высокочастотные пульсации. Далее для упрощения записи будем опускать индекс, указывающий на среднее значение выходного напряжения. Кроме того, постоянная времени $\tau_C = r_C C$ мала, поэто-

му будем опускать слагаемое $\tau_C \frac{di_{\rm H,d,cp}}{dt}$ в правой части уравнения (2). Если среднее значение дополнительного тока нагрузки можно представить в виде

$$i_{\text{h.g.cp}} = \frac{u_{\text{вых}}}{R_{\text{h.g.}}},$$

уравнение (2) принимает более простой вид

$$T_{C \to \kappa B} \frac{du_{B \to IX}}{dt} + u_{B \to IX} = R_{H. \to \kappa B} i_{L c p}, \qquad (3)$$

где $R_{\text{H.ЭКВ}} = R || R_{\text{H.Д}}; T_{C_{\text{ЭКВ}}} = R_{\text{H.ЭКВ}} C$. В общем случае напряжение $u_{\text{вых}}$ и ток $i_{\text{H.Д.ср}}$ изменяются независимо друг от друга и сопротивления $R_{\text{H.}}$ и $R_{\text{H.ЭКВ}}$ будут изменяться от периода к периоду.

Уравнение (2) показывает, что изменение напряжения ивых определяется средним значением тока дросселя i_{Lcp} и не зависит от формы импульса этого тока. Закон изменения тока i_L необходимо знать для определения его среднего значения i_{Lcp} . При этом будем полагать, что выходное напряжение $u_{вых}$ остается постоянным в течение периода *T*, но может изменяться от периода к периоду. Воспользуемся математическими соотношениями, обоснованными в книге [11]. Во всех трех схемах (рис. 1) при принятом допущении $u_{вых}$ = const изменение тока i_L на интервале t_1 открытого состояния силового транзистора описывается обобщенным выражением

$$i_{L}(t) = i_{L}^{t_{1}}(\infty) \left(1 - e^{-t/T_{L}} \right), \tag{4}$$

а на интервале *t*_с спада тока – выражением

$$i_{L}(t) = \left[i_{L}(t_{1}) - i_{L}^{t_{c}}(\infty)\right] e^{-(t-t_{1})/T_{L}} + i_{L}^{t_{c}}(\infty),$$
(5)

где $i_L(t_1)$ — значение тока в момент запирания силового транзистора, определяемое по формуле (4) при $t = t_1$,

$$i_{L}(t_{1}) = i_{L}^{t_{1}}(\infty) \left(1 - e^{-t_{1}/T_{L}}\right);$$
(6)

 $i_{L}^{t_{1}}(\infty)$, $i_{L}^{t_{c}}(\infty)$ – асимптотические значения тока i_{L} соответственно на интервалах t_{1} и t_{c} , приведенные в табл. 1, $T_{L} = L/r$ – постоянная времени цепи.

Таблица 1. Выражения для определения асимптотических значений тока силового дросселя

Схема	$i_L^{t_1}(\infty)$	$i_L^{t_c}(\infty)$
Понижающая	$(u_{\rm BX}-u_{\rm Bbix})/r$	$-(u_{\rm BX} + u_{\rm J, \pi p})/r$
Повышающая	u _{BX} /r	$-(u_{\rm\scriptscriptstyle BX}-u_{\rm\scriptscriptstyle B bix}-u_{\rm\scriptscriptstyle Д. пp})/r$
Инвертирующая	u _{BX} /r	$-(u_{\rm Bbix}+u_{\rm J.np})/r$

В табл. 1 через $u_{д.пр}$ обозначено прямое падение напряжения на силовом диоде, которое приходится учитывать в ИППН с малым входным напряжением; r – активное сопротивление цепи открытого силового транзистора, либо цепи открытого силового диода.

Подставляя в (5) $t = t_1 + t_c$, получаем уравнение для определения времени спада тока t_c

$$\left[i_{L}(t_{1})-i_{L}^{t_{c}}(\infty)\right]e^{-t_{c}/T_{L}}+i_{L}^{t_{c}}(\infty)=0,$$
(7)

также справедливое для всех трех схем.

Интегрируя выражение (4) за время t_1 , выражение (5) за время t_c , получим формулу для определения среднего значения тока силового дросселя

$$\frac{i_{Lcp}}{f} = t_1 i_L^{t_1}(\infty) + t_c i_L^{t_c}(\infty),$$
(8)

справедливое для всех трех схем [11]. Здесь f = 1/T -частота переключений.

Для линеаризации динамической модели возьмем полный дифференциал выражения (8):

$$\frac{\Delta i_{Lcp}}{f} = i_L^{t_1}(\infty)\Delta t_1 + t_1\Delta i_L^{t_1}(\infty) + i_L^{t_c}(\infty)\Delta t_c + t_c\Delta i_L^{t_c}(\infty).$$

Определив полный дифференциал левой части уравнения (7) с учетом (6) и выражения для $\Delta i_L(t_1)$, найденное дифференцированием выражения (6), и решив относительно Δt_c , получим равенство

$$i_{L}^{t_{c}}(\infty)\Delta t_{c} = -i_{L}^{t_{1}}(\infty)e^{-(t_{1}+t_{c})/T_{L}}\Delta t_{1} - -T_{L}e^{-t_{c}/T_{L}}\left(1-e^{-t_{1}/T_{L}}\right)\Delta i_{L}^{t_{1}}(\infty) - T_{L}\left(1-e^{-t_{c}/T_{L}}\right)\Delta i_{L}^{t_{c}}(\infty),$$

с учетом которого предыдущее выражение принимает вид, справедливый для всех трех схем

$$\frac{\Delta i_{Lcp}}{f} = i_{L}^{t_{1}}(\infty) \Big[1 - e^{-(t_{1}+t_{c})/T_{L}} \Big] \Delta t_{1} + \Big[t_{1} - T_{L} e^{-t_{c}/T_{L}} \Big(1 - e^{-t_{1}/T_{L}} \Big) \Big] \Delta i_{L}^{t_{1}}(\infty) + \Big[t_{c} - T_{L} \Big(1 - e^{-t_{c}/T_{L}} \Big) \Big] \Delta i_{L}^{t_{c}}(\infty).$$
⁽⁹⁾

Для понижающего ИППН, учитывая, что согласно табл. 1 справедливы равенства

$$\Delta i_{L}^{t_{1}}(\infty) = \frac{1}{r} \left(\Delta u_{\text{BX}} - \Delta u_{\text{BBIX}} \right)$$
$$\Delta i_{L}^{t_{c}}(\infty) = -\frac{1}{r} \Delta u_{\text{BBIX}},$$

из выражения (9) при $\Delta i_{L,cp} = \Delta i_{BLX,cp}$ получим

$$\Delta i_{\text{вых.ср}} = S_1 \Delta t_1 + b_1 \Delta u_{\text{вх}} - b_2 \Delta u_{\text{вых}}, \qquad (10)$$

$$S_{1} = f i_{L}^{t_{1}}(\infty) \Big[1 - e^{-(t_{1} + t_{c})/T_{L}} \Big],$$

$$b_{1} = \frac{f}{r} \Big\{ t_{1} - T_{L} \Big[e^{-t_{c}/T_{L}} - e^{-(t_{1} + t_{c})/T_{L}} \Big] \Big\},$$
 (11)

$$b_{2} = \frac{f}{r} \Big\{ t_{1} + t_{c} - T_{L} \Big[1 - e^{-(t_{1} + t_{c})/T_{L}} \Big] \Big\}.$$

Полученный вид коэффициентов S_1 , b_1 и b_2 удобен для теоретических исследований, но неудобен для практического использования, поскольку точное значение активного сопротивления цепи дросселя r, а следовательно, и постоянной времени T_L на практике неизвестно. Поэтому заменим экспоненциальные функции времени в выражениях для этих коэффициентов членами степенного ряда до второго порядка включительно. Приближенные выражения для понижающей схемы приведены в табл. 3 в первой строке.

В табл. 2 под $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{вых}}$ понимаются средние значения за период переключений, а $\gamma = t_1/T$; $\gamma_c = t_c/T$.

Выражения, представленные в табл. 2 и 3, можно вывести и, рассматривая кривую тока i_L в предположении r = 0. Тогда ток дросселя в РПТ имеет строго треугольную форму и для понижающей схемы справедливы приближенные выражения

$$\frac{u_{\text{BbIX}}}{R} = i_{Lcp} = \frac{1}{2} I_{L \max} \left(\gamma + \gamma_c \right) =$$

$$= \frac{u_{\text{BX}} - u_{\text{BbIX}}}{2Lf} \gamma \left(\gamma + \gamma_c \right) = \qquad (12)$$

$$= \frac{f \left(u_{\text{BX}} - u_{\text{BbIX}} \right)}{2L} t_1 \left(t_1 + t_c \right).$$

$$t_c = \frac{u_{\text{BX}} - u_{\text{BbIX}}}{u_{\text{BbIX}} + u_{\text{B,IIP}}} t_1. \qquad (13)$$

Согласно уравнению (2) импульсное воздействие на выходную цепь ИППН можно заменить на непрерывное ступенчатое (рис. 2*a*), которое, в свою очередь, можно сформировать на выходе амплитудно-импульс-

Таблица 2. Приближенные выражения для относительных длительностей спада тока дросселя

и всего импульса тока в н				
Схема	$\gamma_{\rm c}$	$\gamma + \gamma_c$		
Понижающая	$\frac{u_{\rm bx} - u_{\rm bbix}}{u_{\rm bbix} + u_{\rm g.np}}\gamma$	$\frac{u_{\rm bx} + u_{\rm g.np}}{u_{\rm bbix} + u_{\rm g.np}} \gamma$		
Повышающая	$\frac{u_{\rm bx}}{u_{\rm bbix} + u_{\rm g.np} - u_{\rm bx}} \gamma$	$\frac{u_{\rm bbix} + u_{\rm d.np}}{u_{\rm bbix} + u_{\rm d.np} - u_{\rm bx}}\gamma$		
Инвертирующая	$\frac{u_{\rm bx}}{u_{\rm bbix}+u_{\rm g.np}}\gamma$	$\frac{u_{\text{bbix}} + u_{\text{bx}} + u_{\text{d.np}}}{u_{\text{bbix}} + u_{\text{d.np}}}\gamma$		

аолица З. І	приолиженные	выражения
<i>R</i>RR KOO		A

Схема	\$1	b1	b2
Понижающая	$\frac{u_{_{\rm BX}} - u_{_{\rm BbIX}}}{L} (\gamma + \gamma_{\rm c})$	$\frac{\gamma(\gamma+2\gamma_{\rm c})}{2Lf}$	$\frac{\left(\gamma+\gamma_{\rm c}\right)^2}{2Lf}$
Повышающая	$\frac{u_{\rm BX}}{L}\gamma_{\rm c}$	$\frac{\gamma_{\rm c}(2\gamma+\gamma_{\rm c})}{2Lf}$	$\frac{\gamma_{\rm c}^2}{2Lf}$
Инвертирующая	$\frac{u_{\rm BX}}{L}\gamma_{\rm c}$	$\frac{\gamma(\gamma+2\gamma_{\rm c})}{2Lf}$	$\frac{\gamma_{\rm c}^2}{2Lf}$

ного элемента 1 рода с прямоугольными импульсами

F Т Т I Т p



Определив полный дифференциал равенства (12), получим

$$\begin{split} \frac{\Delta u_{\text{beam}}}{R} &= \frac{f}{2L} \Big[t_1 \big(t_1 + t_c \big) \big(\Delta u_{\text{bm}} - \Delta u_{\text{beam}} \big) + \big(u_{\text{bm}} - u_{\text{beam}} \big) \big(2t_1 \Delta t_1 + t_c \Delta t_1 + t_1 \Delta t_c \big) \Big], \end{split}$$

длительности Т [13].

Тогда с учетом уравнения (10) можно получать ли-
неаризованную импульсную динамическую модель,
показанную на рис. 26. На этом рисунке импульсный
элемент с прямоугольными импульсами длительности
$$T$$
 и высоты $\Delta i_{\text{вых.ср}}$, обведенный штриховой линией,
представляется в виде последовательного соединения
идеального импульсного элемента, формирующего
последовательность дельта-импульсов с площадями,
равными дискретным значениям $\Delta i_{\text{вых.ср}}(nT)$, где $n -$

$$T \qquad 2T \qquad t$$

$$T \qquad T \qquad T$$

$$T \qquad T \qquad T$$

$$T \qquadT$$

$$T \qquad T$$

$$T \qquadT$$

Рис. 2. Изменения сигнала i_{вых.ср}(t) в переходном режиме (a); линеаризованные структурные динамические модели: импульсная (б) и непрерывная (усредненная) (в)

целое число, и формирующего звена (экстраполятора нулевого порядка) с передаточной функцией

$$W_{\phi_{.3}}(p) = \frac{1}{p} \left(1 - e^{-pT} \right). \tag{14}$$

Отметим, что схема на рис. 26 справедлива для всех трех схем ИППН, причем для понижающей схемы $\Delta i_{\text{вых.ср}} = \Delta i_{L.cp}$, а для повышающей и инвертирующей схем $\Delta i_{\text{вых.ср}} = \Delta i_{\text{д.ср}}$, где $i_{\text{д.ср}}$ – среднее значение тока силового диода.

Поскольку ток $\Delta i_{\text{вых.ср}}(t)$ непрерывен во времени, из импульсной модели (рис. 26) легко получается непрерывная модель (рис. 2в). Для этого импульсный элемент с прямоугольными импульсами необходимо заменить пропорциональным звеном с коэффициентом передачи, равным среднему значению формируемого ИЭ импульса при единичном входном сигнале ИЭ. В нашем случае этот коэффициент равен 1, поэтому получается схема, показанная на рис. 2в.

Передаточное сопротивление от выхода первого суммирующего звена до выхода схемы равно

$$Z_{\rm oc}(p) = \frac{\Delta u_{\rm BMX}(p)}{\Delta i_1(p)} = \frac{Z_0(p)}{1 + b_2 Z_0(p)} = \frac{R_{\rm oc}}{T_{\rm oc} p + 1},$$
 (15)

где

$$Z_0(p) = \frac{R}{T_C p + 1}; \ R_{oc} = \frac{R}{1 + b_2 R}; \ T_{oc} = \frac{T_C}{1 + b_2 R}$$

Передаточная функция для выходного тока

$$W_{\rm T}(p) = \frac{\Delta i_{\rm BMX.cp}(p)}{\Delta i_{\rm l}(p)} = \frac{1}{1 + b_2 Z(p)} = \frac{K_{\rm T}(T_{\rm c}p+1)}{T_{\rm oc}p+1},$$

где $K_{\rm T} = \frac{1}{1 + b_2 R} -$ коэффициент усиления тока в установившемся режиме.

Схемы на рис. 2б и в справедливы и для установившегося режима, когда все переменные изменяются очень медленно. Но при использовании для установившегося режима в схемах на рис. 2а и б необходимо принять p = 0. Тогда для схемы на рис. 2*в* без учета сигнала $\Delta i_{\text{н.л.ср}}$ имеем

где для понижающего ИППН с учетом выражений,

Проверим это равенство, полученное из линеаризованной структурной модели, сравнением с результатом, получаемым линеаризацией уравнений,

приведенных в табл. 3, получаем (17).

описывающих установившийся режим.

$$\Delta u_{\rm Bbix} = R_{\rm oc} \left(S_1 \Delta t_1 + b_1 \Delta u_{\rm Bx} \right), \tag{16}$$

$$R_{\rm oc} = \frac{R}{1+b_2R} = \frac{R}{1+\frac{R}{2Lf}(\gamma+\gamma_{\rm c})^2} = \frac{2Lf}{\frac{2Lf}{R}+(\gamma+\gamma_{\rm c})^2};$$

$$\Delta u_{\rm BMX} = \frac{2Lf}{\frac{2Lf}{R}+(\gamma+\gamma_{\rm c})^2} \left[\frac{f}{L}(u_{\rm BX}-u_{\rm BMX})(t_1+t_{\rm c})\Delta t_1 + \frac{\gamma(\gamma+2\gamma_{\rm c})}{2Lf}\Delta u_{\rm BX}\right] = \frac{2f(u_{\rm BX}-u_{\rm BMX})(\gamma+\gamma_{\rm c})}{\frac{2Lf}{R}+(\gamma+\gamma_{\rm c})^2}\Delta t_1 + \frac{\gamma(\gamma+2\gamma_{\rm c})}{\frac{2Lf}{R}+(\gamma+\gamma_{\rm c})^2}\Delta u_{\rm BX}.$$
(17)

где учтено, что в установившемся режиме

$$\Delta i_{L.cp} = \Delta i_{H.cp} = \Delta u_{Bbix}/R.$$

Аналогично, дифференцируя равенство (13), связывающее t_c с t_1 , получим

$$\begin{pmatrix} u_{\text{вых}} + u_{\text{д.пр}} \end{pmatrix} \Delta t_{\text{c}} + t_{\text{c}} \Delta u_{\text{вых}} = = (u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}}) \Delta t_{1} + t_{1} (\Delta u_{\text{вх}} - \Delta u_{\text{вых}}),$$

откуда следует выражение

$$\Delta t_{\rm c} = \frac{u_{\rm bx} - u_{\rm bbix}}{u_{\rm bbix} + u_{\rm g, np}} \Delta t_1 + \frac{t_1 \Delta u_{\rm bx}}{u_{\rm bbix} + u_{\rm g, np}} - (t_t + t_t) \frac{\Delta u_{\rm bbix}}{u_{\rm bbix} + u_{\rm g, np}},$$

которое подставим в предыдущее равенство и, решая его относительно $\Delta u_{\text{вых}}$, после преобразований с учетом табл. 3 получим выражение (17).

Для повышающего и инвертирующего ИППН выходным током является ток силового диода. Чтобы определить его среднее значение, проинтегрируем ток дросселя за время его спада, описываемый формулой (5). Тогда получим

$$i_{\rm g,cp} = \frac{T_L}{T} \Big[i_L(t_1) - i_L^{t_c}(\infty) \Big] \Big(1 - e^{-t_c/T_L} \Big) + \gamma_c i_L^{t_c}(\infty).$$

С учетом уравнения для определения времени спада тока t_c , получаемого при подстановке $t = t_1 + t_c$, $i_L = 0$ в формулу (5),

$$\left[i_{L}(t_{1})-i_{L}^{t_{c}}(\infty)\right]e^{-t_{c}/T_{L}}+i_{L}^{t_{c}}(\infty)=0$$
(18)

выражение для $i_{\rm д.cp}$ несколько упрощается:

$$i_{\rm g.cp} = \frac{T_L}{T} i_L(t_1) + \gamma_c i_L^{t_c}(\infty), \qquad (19)$$

где $i_L(t_1)$ определяется выражением (6).

Определим полный дифференциал выражения (19) и, с учетом (6), получим

$$\frac{\Delta i_{\mu,cp}}{f} = T_L \Delta i_L(t_1) + i_L^{\prime_c}(\infty) \Delta t_c + t_c i_L^{\prime_c}(\infty),$$

где с учетом (6)

$$\Delta i_{L}(t_{1}) = \frac{1}{T_{L}} i_{L}^{t_{1}}(\infty) e^{-t_{1}/T_{L}} \Delta t_{1} + \left(1 - e^{-t_{1}/T_{L}}\right) \Delta i_{L}^{t_{1}}(\infty).$$

Дифференцируя равенство (18), приходим к уравнению

$$-\frac{1}{T_L} \Big[i_L(t_1) - i_L^{t_c}(\infty) \Big] e^{-t_c/T_L} \Delta t_c + e^{-t_c/T_L} \Big[\Delta i_L(t_1) - \Delta i_L^{t_c}(\infty) \Big] + \Delta i_L^{t_c}(\infty) = 0$$

которое, с учетом (18), упрощается:

$$\frac{1}{T_L}i_L^{t_c}(\infty)\Delta t_c + e^{-t_c/T_L} \Big[\Delta i_L(t_1) - \Delta i_L^{t_c}(\infty)\Big] + \Delta i_L^{t_c}(\infty) = 0.$$

Выражая величину $i_L^{i_c}(\infty)\Delta t_c$ из этого уравнения и подставляя в выражение для $\Delta i_{n,cp}/f$, получим

$$\frac{\Delta i_{\mu,cp}}{f} = i_L^{t_1}(\infty) \Big[e^{-t_1/T_L} - e^{-(t_k + t_l)/T_L} \Big] \Delta t_1 + T_L \Big[1 - e^{-t_1/T_L} - e^{-t_c/T_L} + e^{-(t_1 + t_c)/T_L} \Big] \Delta i_L^{t_1}(\infty) + (20) + \Big[t_c - T_L \Big(1 - e^{-t_c/T_L} \Big) \Big] \Delta i_L^{t_c}(\infty).$$

Если обозначить $\Delta i_{a,cp} = \Delta i_{Bhx,cp}$, то для повышающего и инвертирующего ИППН остается справедливым выражение (10), но с другими коэффициентами S_1 , b_1 и b_1 . Коэффициенты $(S_1)_2$ и $(S_1)_3$ при Δt_1 с учетом табл. 1 оказываются одинаковыми для повышающего $(S_1)_2$ инвертирующего (S1)3 ИППН:

$$(S_1)_2 = (S_1)_3 = \frac{f \, u_{\text{BX}}}{r} \Big[e^{-t_1/T_L} - e^{-(t_t + t)/T_L} \Big], \qquad (21)$$

коэффициенты b_1 и b_2 с учетом (20) и табл. 1 для повышающего ИППН

$$(b_{1})_{2} = \frac{f t_{c}}{r} - \frac{f T_{L}}{r} \Big[e^{-t_{1}/T_{L}} - e^{-(t_{1}+t_{c})/T_{L}} \Big],$$

$$(b_{2})_{2} = \frac{f}{r} \Big[t_{c} - T_{L} \Big(1 - e^{-t_{c}/T_{L}} \Big) \Big],$$
(22)

а для инвертирующего ИППН

$$(b_{1})_{3} = \frac{fT_{L}}{r} \Big[1 - e^{-t_{1}/T_{L}} - e^{-t_{c}/T_{L}} + e^{-(t_{1}+t_{c})/T_{L}} \Big],$$

$$(b_{2})_{3} = \frac{f}{r} \Big[t_{c} - T_{L} \Big(1 - e^{-t_{c}/T_{L}} \Big) \Big].$$
(23)

Приближенные значения коэффициентов выражения (10), полученные заменой экспоненциальных функций начальными членами их разложений в степенные ряды, сведены в табл. 3.

Проверим выражения, приведенные в табл. 3, используя приближенные соотношения, полученные в предположении r = 0. Тогда для повышающего ИППН имеем

$$i_L(t_1) = I_{L\max} = \frac{u_{\text{BX}}}{L}t_1$$

На интервале t_{c} справедливо выражение для тока дросселя

$$i_L = i_L(t_1) + \frac{u_{\text{BX}} - u_{\text{BMX}} - u_{\text{д.пр}}}{L} (t - t_1)$$

Подставляя $t = t_1 + t_c$, $i_L = 0$, получим уравнение для $t_{\rm c}$, откуда найдем

$$t_{\rm c} = \frac{Li_L(t_1)}{u_{\rm BMX} + u_{\rm J,np} - u_{\rm BX}} = \frac{u_{\rm BX}t_1}{u_{\rm BMX} + u_{\rm J,np} - u_{\rm BX}},$$

что соответствует табл. 2.

Тогда

$$\dot{i}_{\text{d.cp}} = \dot{i}_{\text{вых.cp}} = \frac{1}{2} I_{L \max} \gamma_{\text{c}}.$$

В установившемся режиме $i_{\text{вых.ср}} = u_{\text{вых}}/R$ и с учетом выражения для *I*_{Lmax} можем записать уравнение

$$\frac{u_{\text{BMX}}}{R} = \frac{u_{\text{BX}}}{2TL} t_1 t_c.$$

Выражение для определения t_с для облегчения его дифференцирования перепишем в виде

$$\left(u_{\rm BMX}+u_{\rm d.np}-u_{\rm BX}\right)t_{\rm c}=u_{\rm BX}t_{\rm l}.$$

Взяв полный дифференциал обеих частей последних двух равенств, получим уравнения

$$\frac{\Delta u_{\rm BMX}}{R} = \frac{u_{\rm BX}}{2TL} \left(t_{\rm c} \Delta t_{\rm 1} + t_{\rm 1} \Delta t_{\rm c} \right) + \frac{\Delta u_{\rm BX} t_{\rm 1} t_{\rm c}}{2TL},$$
$$\left(u_{\rm BMX} + u_{\rm d.np} - u_{\rm BX} \right) \Delta t_{\rm c} + t_{\rm c} \left(\Delta u_{\rm BMX} - \Delta u_{\rm BX} \right) = u_{\rm BX} \Delta t_{\rm 1} + t_{\rm 1} \Delta u_{\rm BX}.$$

Выражая Δt_c из второго уравнения и подставляя в первое, должны получить выражение (15) с коэффициентами, приведенными в табл. 3. Действительно, используя выражение из табл. 2, получим

$$(R_{\rm oc}S_1)_2 = \frac{2u_{\rm BX}t_{\rm c}}{\frac{2LT}{R} + t_{\rm c}^2};$$

$$(R_{\rm oc}b_{\rm l})_{2} = \frac{\frac{u_{\rm BX}t_{\rm l}(t_{\rm l}+t_{\rm c})}{u_{\rm BMX}+u_{\rm J, ITP}-u_{\rm BX}} + t_{\rm l}t_{\rm c}}{\frac{2LT}{R}+t_{\rm c}^{2}} = \frac{t_{\rm l}t_{\rm c} + (t_{\rm l}+t_{\rm c})t_{\rm c}}{\frac{2LT}{R}+t_{\rm c}^{2}} = \frac{t_{\rm c}(2t_{\rm l}+t_{\rm c})}{\frac{2LT}{R}+t_{\rm c}^{2}}.$$

Из линеаризованной непрерывной модели получим

$$(R_{\rm oc}S_1)_2 = \frac{R}{1+b_2R} \frac{u_{\rm EX}}{L} \gamma_{\rm c} = \frac{Ru_{\rm EX}\gamma_{\rm c}}{\left(1+\frac{R}{2LT}t_{\rm c}^2\right)L} = \frac{2u_{\rm EX}t_{\rm c}}{\frac{2LT}{R}+t_{\rm c}^2};$$

$$(R_{\rm oc}b_1)_2 = \frac{R}{1+\frac{R}{2LT}t_{\rm c}^2} \frac{(2\gamma+\gamma_{\rm c})\gamma_{\rm c}}{2Lf} = \frac{(2\gamma+\gamma_{\rm c})\gamma_{\rm c}}{\left(\frac{2LT}{R}+t_{\rm c}^2\right)f^2},$$

что совпало с полученным путем линеаризации уравнений для установившегося режима.

Поскольку для повышающего и инвертирующего ИППН справедливы равенства

$$I_{L\max} = \frac{u_{\text{BX}}}{L} t_1 = \frac{u_{\text{BX}}}{Lf} \gamma; \quad i_{\text{BAX,cp}} = i_{\text{A,cp}} = \frac{1}{2} I_{L\max} \gamma_c,$$

справедливы выражения

(

$$\gamma = \frac{L f I_{L \max}}{u_{\text{BX}}}; \ \gamma_{\text{c}} = \frac{2 i_{\text{BbX.cp}}}{I_{L \max}}.$$

Тогда получаем выражения для коэффициентов через легко контролируемые переменные (см. табл. 4):

$$(b_{2})_{2} = (b_{2})_{3} = \frac{2}{Lf} \left(\frac{i_{\text{BMX.CP}}}{I_{L \max}}\right)^{2};$$

$$(S_{1})_{2} = (S_{1})_{3} = \frac{2u_{\text{BX}}i_{\text{BMX.CP}}}{LI_{L \max}};$$

$$(b_{1})_{2} = \frac{\gamma\gamma_{\text{c}}}{Lf} + \frac{\gamma_{\text{c}}^{2}}{2Lf} = \frac{2i_{\text{BMX.CP}}}{u_{\text{BX}}} + \frac{2}{Lf} \left(\frac{i_{\text{BMX.CP}}}{I_{L \max}}\right)^{2}$$

$$(b_{1})_{3} = \frac{\gamma_{\text{c}}^{2}}{2Lf} + \frac{\gamma\gamma_{\text{c}}}{Lf} = \frac{2i_{\text{BMX.CP}}}{u_{\text{BX}}} + \frac{2}{Lf} \left(\frac{i_{\text{BMX.CP}}}{I_{L \max}}\right)^{2}$$

Литература

- 1. Белов, Г. А. Динамика импульсных преобразователей. Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2001. – 528 с.
- 2. Белов Г.А., Малинин Г. В. Математическое моделирование и исследование динамики импульсных преобразователей. – Электричество, 2008, № 6, С. 40–52.
- 3. Г. А. Белов, Г. В. Малинин, Ю. М. Семенов. Усредненные структурные динамические модели инвертирующего импульсного преобразователя. – Практическая силовая электроника, 2013, № 4, С. 28-35.
- 4. Г.А. Белов. Динамические модели инвертирующего импульсного стабилизатора напряжения. – Электричество, 1990, № 4, C. 48–54.
- 5. Г.А. Белов. Структурные модели и исследование динамики импульсных преобразователей – Электричество, 2008, № 4, C. 40–49.

Схема	<i>s</i> ₁	b ₁	b ₂
Понижающая	$\frac{2(u_{\rm bx}-u_{\rm bbix})i_{\rm bbix.cp}}{LI_{L\rm max}}$	$\frac{i_{Lcp}}{u_{_{\rm BX}}-u_{_{\rm BbIX}}}+\frac{i_{Lcp}}{u_{_{\rm BX}}+u_{_{\rm J.\Pi p}}}$	$\frac{1}{Lf} \left(\frac{i_{Lcp}}{I_{Lmax}} \right)^2$
Повышающая	$\frac{2u_{\rm bx}i_{\rm bblx.cp}}{LI_{L\rm max}}$	$\frac{2i_{\text{BMX.cp}}}{u_{\text{BX}}} + \frac{2}{Lf} \left(\frac{i_{\text{BMX.cp}}}{I_{L \max}}\right)^2$	$\frac{2}{Lf} \left(\frac{i_{\rm bux,cp}}{I_{L\rm max}}\right)^2$
Инвертирующая	$\frac{2u_{\rm bx}i_{\rm bux.cp}}{LI_{L\rm max}}$	$\frac{2i_{\rm BMX,cp}}{u_{\rm BX}} + \frac{Lf}{2} \left(\frac{I_{L\rm max}}{u_{\rm BX}}\right)^2$	$\frac{2}{Lf} \left(\frac{\dot{I}_{\rm BMX,cp}}{I_{L\rm max}}\right)^2$

Габлица 4. Приближенные формулы для коэффициентов равенства (10), выраженные
через величины, которые удобно контролировать в реальных ИППН

- 6. *Г. А. Белов*. Нелинейные дискретные структурные динамические модели силовых частей импульсных ППН. Силовая электроника, 2014, № 3, С. 80–83.
- Г. А. Белов, Дискретные структурные динамические модели понижающего импульсного ППН при модуляции момента включения силового транзистора и двусторонней модуляции. – Силовая электроника, 2015,. № 5 (56), С. 40–44.
- Г. А. Белов, А. В. Серебрянников, С. Г. Гаранин. Расчет и анализ процессов в реверсивных импульсных преобразователях с двусторонней разностной широтно-импульсной модуляцией. – Электричество, 2013, № 2, С. 42–53.
- 9. Г. А. Белов. Преобразование линеаризованных дискретных структурных динамических моделей импульсных преобразователей. – Электричество, 2015, № 7, С. 45–55.
- 10. Г. А. Белов. Линеаризация усредненных структурных динамических моделей импульсных преобразователей

постоянного напряжения в режиме прерывистого тока. – Электричество, 2015, № 9, С. 55–64.

- 11. *Белов Г. А.* Теория импульсных преобразователей. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2016. – 330 с.
- Белов, Г. А. Импульсные преобразователи с системами управления на серийных микросхемах. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2015. – 330 с.
- Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматлит, 1963. – 968 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: dim_dein@bk.ru. С. А. Амелин, М. А. Амелина, С. В. Дроздецкий, И. В. Якименко

СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО КОНТУРА УПРАВЛЕНИЯ ПО ТОКУ ПОНИЖАЮЩЕ-ПОВЫШАЮЩЕГО КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ В СРЕДЕ MATLAB/SIMULINK

S. A. Amelin, M. A. Amelina, S. V. Drozdetskiy, I. V. Yakimenko

В статье рассмотрены особенности синтеза токового контура понижающе-повышающего корректора коэффициента мощности (ККМ) с цифровой системой управления. Показано, как построить нелинейную непрерывную модель силового контура, приведены частотные характеристики преобразователя как объекта управления. Затронуты вопросы устойчивости и синтеза звена коррекции контура тока. Получено выражение в z-области для звена коррекции в виде ПИ-регулятора. Выполнено моделирование ККМ в MATLAB во временной области, представлены диаграммы выхода на режим при различном входном напряжении и выходной мощности.

Ключевые слова: повышающе-понижающий корректор коэффициента мощности, непрерывная модель, обратная связь по току, устойчивость, цифровая система управления.

В [1, 2] рассмотрена новая топология корректора коэффициента мощности (ККМ) на основе понижающе-повышающего преобразователя, позволяющая осуществлять коррекцию без использования входного двухполупериодного мостового выпрямителя. Однако особенности поведения этого преобразователя и коррекции коэффициента мощности в режиме непрерывных токов на данный момент неизвестны. Неизвестны также особенности обеспечения устойчивости и необходимых динамических показателей рассматриваемого ККМ в этом режиме. Также не исследовалась и возможность применения цифрового контура управления для программирования формы входного тока. Решению перечисленного круга задач и посвящена предлагаемая статья.

Развитие вычислительных возможностей современных микроконтроллеров сделало возможным реализацию в цифровом виде сложных алгоритмов подчиненного регулирования ККМ. В отличие от аналоговых, цифровые СУ позволяют обеспечить адаптацию передаточной функции корректирующего звена при изменении режима работы преобразователя. Также в данном случае легко реализуются дополнительные возможности: ведение журнала ошибок, изменение параметров работы преобразователя по внешней команде, вывод измеряемых величин на дисплей, продвинутый алгоритм выхода на режим.

Для возможности исследования новых алгоритмов управления ККМ необходимо знание динамических характеристик силовой части — преобразователя постоянного напряжения. Получить эти характеристики

Synthesis of digital current-mode control loop for buck-boost power factor corrector in MATLAB/Simulink

The article considers specifics of current loop synthesis for a buck-boost power factor corrector (PFC) with digital control system. It demonstrates how to develop a non-linear continuous model of the power stage, and presents frequency response characteristics of the converter as a control object. The article touched upon the issues of stability and current loop compensating element synthesis. The expression for compensating element was obtained in z-domain in the form of PI-regulator. The PFC simulation in the time domain was performed in MATLAB, and the waveforms of start-up operation mode at various input voltages, and output power are presented.

Key words: buck-boost power factor corrector, averaged model, current feedback, stability, digital control.

можно, построив усредненную непрерывную модель преобразователя.

Синтезу непрерывных моделей преобразователей посвящено множество работ в России и за рубежом [3-6]. При переходе от непрерывной нелинейной модели преобразователя к линейной часто используется представление переменных в виде суммы стационарного значения и малосигнального возмущения с последующей ручной линеаризацией при сокращении стационарных и предельно малых величин. Но данный метод достаточно трудоемок, особенно при учете паразитных сопротивлений дросселя и конденсатора силовой части, сильно влияющих на вид передаточных характеристик преобразователя по управлению и, соответственно, устойчивость системы с замкнутой обратной связью. Поэтому более целесообразно построение непрерывной нелинейной модели преобразователя с последующей машинной линеаризацией в среде используемого пакета программ для моделирования.

Одним из программных комплексов, позволяющих проводить анализ в частотной и временной областях, является *MATLAB*. Анализ устойчивости линейных систем управления и синтез звеньев коррекции могут проводиться с помощью пакета *Siso Design Tool*, а моделирование во временной области – с помощью пакета Simulink. В статье рассматриваются вопросы сопряжения микроконтроллера с силовой частью и моделирования ККМ с токовым контуром в *MATLAB/ Simulink*. Для синтеза цифрового токового контура целесообразно использовать следующий подход: 1) Переход от ключевой структуры с переменной конфигурацией к непрерывной структуре с постоянной конфигурацией по методу усреднения в пространстве состояний [4].

2) Линеаризация непрерывной нелинейной модели в окрестности рабочей точки с помощью пакета *MATLAB Linear Analysis Tool*.

3) Синтез звеньев коррекции в s-области с учетом коэффициентов передачи регулируемого параметра от силового контура в СУ. Передаточная функция (ПФ) звена коррекции определяется с помощью метода асимптотических ЛАЧХ и пакета *MATLAB Siso Tool*.

4) Переход от аналогового звена коррекции к цифровому путем применения билинейного преобразования к его передаточной функции в *s*-области.

Структура цифровой системы управления (СУ) корректором коэффициента мощности (ККМ) приведена на рис. 1. В качестве силового контура используется понижающе-повышающий ККМ, рассмотренный в [1, 2]. Входная вольт-амперная характеристика такого преобразователя в режиме непрерывного тока дросселя (РНТ) является нелинейной [1], поэтому СУ обязательно должна содержать контур формирования входного синусоидального тока.

На аналого-цифровой преобразователь (АЦП) микроконтроллера поступают сигналы с датчиков выходного напряжения, входного средне-выпрямленного напряжения, тока дросселя и выпрямленного мгновенного входного напряжения. Сигнал на входе **A** умножителя задает форму тока дросселя в соответствии с выпрямленным напряжением сети, сигнал на входе **B** отвечает за стабилизацию выходного напряжения ККМ, сигнал на входе **C** задает уменьшение уставки тока дросселя при увеличении действующего напряжения сети.

В реальной схеме на входах всех АЦП рис. 1 необходимо дополнительно установить фильтры нижних частот (ФНЧ) первого порядка в виде *RC*-цепи. Эти фильтры будут выполнять следующие функции:

 – ограничение спектра сигнала для защиты от наложения спектров при дискретизации;

– фильтрация сигнала от высокочастотных помех;



Рис. 1. Цифровая двухконтурная СУ ККМ в РНТ

Вход ->d =>iL -> KI -> АЦП -> Коррекция -> ШИМ -> Задержка на такт ШИМ

Рис. 2. Структурная схема разомкнутого токового контура

 – заряд емкости выборки и хранения АЦП за счет емкости фильтра, на порядок и более превышающей емкость выборки и хранения;

 – защита по току схемы согласования измеряемой величины с АЦП, если входной сигнал превышает максимально допустимый уровень.

Частотные характеристики фильтров нижних частот не будут учитываться при синтезе цифровой СУ. Также за рамки статьи выходит влияние дискретизации и квантования на работу преобразователя. При этом учет звена запаздывания на период широтно-импульсной модуляции (ШИМ) обязателен, поскольку измерение переменных и расчет задающих воздействий производится на одном такте ШИМ, а начало их действия — на следующем такте.

При синтезе двухконтурной СУ ККМ с подчиненным регулированием по среднему току дросселя требуется определение передаточных функций "управление – ток дросселя" и "ток дросселя – выходное напряжение". Для сравнения, при синтезе одноконтурной СУ ККМ в РПТ с ОС по выходному напряжению требуется ПФ "управление – выходное напряжение" [2]. На рис. 2 приведена структурная схема разомкнутого токового контура с последовательным корректирующим звеном. Контур содержит следующие звенья

 – звено с ПФ "коэффициент заполнения – ток дросселя" (линеаризованная характеристика силовой части в *s*-области);

 пропорциональные звенья с коэффициентом передачи датчика тока, гальванической развязки и аналого-цифрового преобразователя;

– звено коррекции с искомой ПФ;

 пропорциональное звено с коэффициентом передачи, равным обратному максимальному значению таймера-счетчика (ШИМ);

- звено запаздывания на такт коммутации.

Для получения ПФ "коэффициент заполнения – ток дросселя" необходимо построить непрерывную модель преобразователя и линеаризовать ее в окрестности рабочей точки. Для ККМ установившегося режима по сути не существует, так как входное напряжение и ток дросселя изменяются на каждом интервале ШИМ. Это приводит к изменению коэффициента передачи контура напряжения и сдвигу передаточной функции относительно стационарного значения, соответствующего заданным действующему напряжению сети и мощности нагрузки. Но, как показывает практика, для устойчивой работы ККМ достаточно настроить коррекцию по четырем стационарным граничным режимам с учетом переходных процессов во временной области при выходе на режим. Для частотного анализа принято допущение, что силовой контур работает при постоянном входном напряжении, равном действующему напряжению сети.

Для построения непрерывной модели необходимо выразить производные тока в дросселе и напряжения на конденсаторе через переменные состояния на интервалах импульса и паузы, а затем усреднить их, используя в качестве весовых коэффициентов относительные длительности существования конфигураций: d и (1 – d). Усредненная за период коммутации система ДУ для РНТ при синхронном управлении последовательным и параллельным ключами преобразователя имеет вид:

$$\begin{cases} L \cdot \frac{di_{\rm L}}{dt} = d \cdot u_{\rm BX} - u_{\rm C} \cdot (1-d); \\ C \cdot \frac{du_{\rm C}}{dt} = i_{\rm L} \cdot (1-d) - \frac{1}{R} \cdot u_{\rm C}. \end{cases}$$
(1)

Дроссель и конденсатор безмостового ККМ в РНТ подвергаются воздействию нелинейных зависимых источников напряжения и тока в соответствии с (1). В стационарном режиме производная тока дросселя равна нулю, поэтому из первого уравнений системы можно выразить средний коэффициент заполнения управляющих импульсов:

$$D = \frac{U_{\rm BMX}}{U_{\rm BMX} + U_{\rm BX, J}}$$

Приведенное выше выражение представляет собой постоянную составляющую коэффициента заполнения и задает рабочую точку преобразователя.

Линеаризацию системы уравнений (1) и последующее получение функции передачи можно сделать как вручную с получением в итоге аналитического выражения в частотной области, так и с помощью программ схемотехнического моделирования, например, *MATLAB* или *Micro-Cap*. Во втором случае в итоге строятся диаграммы Боде, амплитудно-фазовая характеристика на комплексной плоскости и т. п. Аналитически можно показать, что ПФ "коэффициент заполнения – ток дросселя" с учетом эквивалентного последовательного сопротивления (ЭПС) конденсатора фильтра (R_{ESR}) и активного сопротивления дросселя (R_{IND}) имеет вид (2).

Функцию (2) также можно получить и проанализировать с помощью *MATLAB*. Непрерывная нелинейная модель безмостового ККМ в *MATLAB/Simulink* показана в верхней части рис. 3. Результат ручной линеаризации с учетом и без учета звена запаздывания на такт ШИМ приведен в нижней части рис. 3.

Для снятия частотных характеристик определены входной и выходной порты модели. Входной порт (малосигнальное возмущение коэффициента заполнения) подключается к одному из входов сумматора, на другой вход сумматора подается стационарное значение коэффициента заполнения. В свойствах порта выбран тип "Open-loop input". Выходной порт типа "Output measurement" подключен к датчику тока дросселя.

Для определения коэффициентов П Φ силового контура необходимо знать индуктивность дросселя, емкость конденсатора и коэффициент заполнения. Для определённости будем считать, что преобразователь-ККМ используется в типовом режиме: диапазоны входного действующего напряжения и выходной мощности равны 85-265 В и 200-800 Вт соответственно, частота коммутации — 100 кГц, выходное напряжение ККМ — 144 В, пульсации выходного напряжения не более 2,5%.

Индуктивность дросселя определяем по формуле (3).

С учетом разброса индуктивности, составляющего 20%, номинальное значение индуктивности дросселя следует принять равным 270 мкГн. Общее активное сопротивление датчика тока и дросселя принято равным 0,01 Ом.

Емкость конденсатора определятся режимом работы преобразователя и частотой сети:

$$C = \frac{P_{\rm H}}{2 \cdot U_{\rm BbIX}^2 \cdot \omega_{\rm C} \cdot k_{\rm H}} = \frac{800}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0.025 \cdot 144^2} = 2456,1 \,{\rm MK}\Phi$$

С учетом разброса параметров электролитических конденсаторов 20%, номинальное значение этой емкости следует выбрать равным 3000 мкФ. Для такого конденсатора эквивалентное последовательное сопротивление составляет 80 мОм.

Средний коэффициент заполнения при максимальном действующем напряжении сети:

$$D_{\text{MMH}} = \frac{U_{\text{BMX}}}{U_{\text{BMX}} + U_{\text{BX}, \text{II}, \text{MAKC}}} = \frac{144}{144 + 256} = 0,352.$$

Рассчитанные значения следует подставить в модель на рис. 4 и в ПФ "коэффициент заполнения – ток дросселя" (2). Согласно (2) ПФ будет иметь нуль в левой полуплоскости (*LHP-zero*) и комплексно-со-

$$\frac{\tilde{i}_{L}}{\tilde{d}} = \frac{U_{\text{BbIX}} \cdot C \cdot [R + R_{ESR} \cdot (1+D)] \cdot s + U_{\text{BbIX}} \cdot (1+D)}{LCD(R + R_{ESR})s^{2} + [LD + R_{IND}DC(R + R_{ESR}) + (1-D)^{2}DCRR_{ESR}]s + R_{IND}D + (1-D)^{2}DR}.$$
(2)

$$L_{\rm PHT_\GammaP} = \frac{2 \cdot U_{\rm BX___MAKC}^2 \cdot U_{\rm BbIX}^2}{P_{\rm H_MHH} \cdot \pi \cdot f_{\rm K} \cdot (U_{\rm BX___MAKC} + U_{\rm BbIX}) \cdot (U_{\rm BX___MAKC} \cdot \sqrt{2} + U_{\rm BbIX})} = \frac{2 \cdot 265^2 \cdot 144^2}{200 \cdot \pi \cdot 10^5 \cdot (265 + 144) \cdot (265 \cdot \sqrt{2} + 144)} = 218,5 \text{ MkTH.}$$
(3)



Рис. 3. Нелинейная и линеаризованная модели безмостового ККМ в РНТ

пряженный полюс. Модель преобразователя следует дополнить звеном чистого запаздывания, которое учитывает вступление в силу задающего воздействия на следующем такте ШИМ после измерения реального значения тока дросселя. Трансцендентную функцию данного звена можно достаточно точно представить дробно-рациональной функцией. В модели в качестве звена запаздывания используется передаточная функция 4 порядка, полученная с помощью диагональной аппроксимации Паде [7]. ПФ звена задержки на 10 мкс (длительность одного такта ШИМ при частоте коммутации 100 кГц) имеет вид:

$$W_{DELAY} = e^{-\tau \cdot s} = e^{-10^{-5} \cdot s} \approx$$
$$\approx \frac{s^4 - 2 \cdot 10^6 \cdot s^3 + 1,8 \cdot 10^{12} \cdot s^2 - 8,4 \cdot 10^{17} \cdot s + 1,68 \cdot 10^{23}}{s^4 + 2 \cdot 10^6 \cdot s^3 - 1,8 \cdot 10^{12} \cdot s^2 + 8,4 \cdot 10^{17} \cdot s + 1,68 \cdot 10^{23}}$$

На рис. 4 приведена передаточная характеристика "коэффициент заполнения — ток дросселя" с учетом задержки на один такт ШИМ и ненулевыми паразитными сопротивлениями дросселя и конденсатора. Для сравнения на том же графике показана характеристика без учета задержки и паразитных сопротивлений.

Частоты расположения нулей и полюсов в различных режимах приведены в табл. 1. В режиме непрерывного тока коэффициент заполнения управляющих импульсов определяется соотношением входного и

Двойной полюс Нуль 60 с учетом паразитных R 20 и задержки на 45 такт ШИМ 45 -90 -135 -180 10 10 10 10 cy (Hz) Frequ

Рис. 4. ЛАЧХ и ЛФЧХ передаточных функций "коэффициент заполнения – ток дросселя"

выходного напряжений и меняется в процессе работы преобразователя. Также смещаются частоты двойного полюса и нуля, зависящие от коэффициента заполнения. Положение нуля дополнительно зависит от нагрузки. Семейство передаточных характеристик "управление — выход" не ограничивается режимами, приведенными в табл. 1. При синтезе не рассматриваются предельные режимы работы токового контура, например, переход входного напряжения через нуль, при котором коэффициент заполнения стремится к единице. Но, как показывает опыт настройки аналогичных СУ, для корректной работы в предельных режимах достаточно обеспечить средние запасы устойчивости в установившихся режимах.

В отличие от аналоговой СУ, в случае цифровой СУ сложнее найти компромисс между шириной полосы пропускания и запасами устойчивости по фазе и амплитуде из-за влияния звена запаздывания.

Средний ток дросселя, частоты нуля и двойного полюса для заданных диапазонов действующего напряжения и нагрузки меняются в несколько раз. Корректирующее звено должно обеспечить устойчивую работу контура тока во всех режимах табл. 1. Получить одинаковые запасы устойчивости в разных режимах без использования адаптивного корректирующего звена невозможно, но это и не требуется.

Для построения в *MATLAB* частотных характеристик разомкнутого токового контура необходимо дополнить непрерывную модель, изображенную на рис. 3, коэффициентами передачи звена измерения тока, АЦП и ШИМ на линейном участке. Пусть тракт передачи тока дросселя в микроконтроллер имеет оптическую гальваническую развязку на микросхеме ACPL-C79A. Коэффициент передачи гальванической развязки на этой микросхеме равен 1,25/0,3 B/B, допустимо увеличение тока при перегрузке на 20%. Коэффициент передачи резистивного датчика тока с сопротивлением 0,01 Ом равен 0,01 B/A. Тогда общий коэффициент передачи звена измерения тока равен:

$$K_I = K_R \cdot K_{ISO_I} = 0,01 \cdot \frac{1,25}{0,3} = \frac{0,125}{0,3}.$$

Таблица 1. Частоты расположения нулей и полюсов передаточной функции "коэффициент заполнения – ток дросселя" в РНТ в различных режимах

Режим работы	Средний коэффициент заполнения импульсов, <i>D</i>	Средний ток дросселя, А	Частота LHP-нуля, Гц	Частота двойного полюса, Гц	Коэффициент передачи на частоте 0,01 Гц, дБ
$U_{\text{BX}_{\mathcal{A}}} = \min,$ $P = \max$	0,629	14,97	3,32	65,6	40,3
$U_{\text{BX}_A} = \min,$ $P = \min$		3,74	0,83		28,3
$U_{\text{BX_A}} = \max,$ $P = \min$	0,352	2,14	0,69	114,6	22,1
$U_{\text{BX}_{\mathcal{A}}} = \max$, $P = \max$		8,57	2,76		34,2

1

2019 г.

Коэффициент передачи 12-разрядного АЦП с опорным напряжением 3,3 В равен:

$$K_{ADC} = \frac{2^n - 1}{V_{REF_ADC}} = \frac{2^{12} - 1}{3,3} = \frac{4095}{3,3}$$

Коэффициент передачи широтно-импульсного модулятора определяется амплитудой генератора линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН). В случае цифровой СУ амплитудой ГЛИН является максимальное значение таймера-счетчика, которое определяется частотой коммутации преобразователя f_{PWM} и частотой тактирования таймера-счетчика $f_{COUNTER}$:

$$K_{PWM} = \frac{1}{N_{\text{MAX}}} = \frac{f_{PWM}}{f_{COUNTER}}.$$

При частоте ШИМ, равной 100 кГц, и частоте тактирования таймера счетчика, равной 72 МГц, коэффициент передачи ШИ-модулятора будет равен:

$$K_{PWM} = \frac{f_{PWM}}{f_{COUNTER}} = \frac{100 \cdot 10^3}{72 \cdot 10^6} = \frac{1}{720}$$

Классическим методом нахождения ПФ звена коррекции является метод асимптотических ЛАЧХ. Для устойчивой работы преобразователя с приемлемыми динамическими свойствами необходимо обеспечить пересечение ЛАЧХ уровня 0 дБ под наклоном –20 дБ/дек и спад ЛАЧХ после частоты усиления с наклоном –40 дБ/ дек или более. ЛАЧХ звена коррекции находится вычитанием ЛАЧХ разомкнутого токового контура из желаемой ЛАЧХ скорректированного контура. Если пренебречь условием наклона скорректированной ЛАЧХ на –40 дБ/ дек после частоты единичного усиления, то устойчивой работы можно добиться с помощью ПИ-регулятора. Функция ПИ-регулятора формируется добавлением интегратора и действительного нуля, расположенного после резонансного пика в области верхних частот:

$$K_{CORRECT_I} = K_P + \frac{K_{INT}}{s} = 0.5 + \frac{14000}{s}.$$
 (3)

На рис. 5 показаны ЛЧХ скорректированного контура тока на примере одного из граничных режимов: минимального действующего напряжения сети и максимальной мощности нагрузки. Там же обозначены частоты расположения нуля и полюса силового контура до коррекции, а также нуля звена коррекции.

На рис. 6 показаны ЛЧХ токового контура до и после коррекции, а также ЛЧХ корректирующего звена.

Свойства скорректированной разомкнутой системы приведены в табл. 2.

На рис. 7 приведены выходное напряжение и ток дросселя в двух граничных режимах: минимальное напряжение, максимальная мощность и максимальное напряжение, минимальная мощность. Бросок пускового тока отсутствует, так как инерционный контур OC по напряжению ограничивает скорость нарастания уставки тока. Применяя билинейное преобразование

$$s \approx \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1}$$

и принимая частоту дискретизации равной удвоенной частоте коммутации, можно выразить передаточную функцию цифрового звена коррекции контура тока в *z*-области:

$$K_{CORRECT_I_DIGITAL} = 0,5 + 14000 \cdot \frac{z+1}{2 \cdot 200 \cdot 10^{3} \cdot (z-1)} =$$
$$= \frac{0,535 \cdot z - 0,465}{z-1} = \frac{0,535 - 0,465 \cdot z^{-1}}{1-z^{-1}}$$

Таблица 2. Запасы по амплитуде и фазе скорректированного контура тока в различных режимах

Режим	Запас	Запас	Частота
работы	по алири ()до, до	по фасо, граді	усиления, кГц
$U_{\text{BX}_{\mathcal{A}}} = \min,$ $P = \max$	12,9	31,9	6,03
U _{вх_Д} = min, P = min	12,9	31,9	6,03
U _{BX_Д} = max, P = min	7,85	30,8	9,55
U _{вх_д} = max, P = max	7,84	30,7	9,56



Рис. 5. ЛЧХ скорректированного контура тока при минимальном действующем напряжении сети и максимальной мощности нагрузки



Рис. 6. ЛЧХ контура тока с учетом задержки на такт до и после коррекции



Рис. 7. Выходное напряжение и ток дросселя при выходе на режим

Приведенное выше выражение соответствует передаточной функции рекурсивного фильтра первого порядка следующего вида:

$$H_1(z) = \frac{b_1 + b_0 \cdot z^{-1}}{1 + a \cdot z^{-1}}.$$

ПФ цифрового фильтра можно реализовать с помощью элементарных операций: сложения, задержки на такт и умножения на коэффициент. На рис. 8 показана структура синтезированного фильтра, легко реализуемого в программном виде.

Выводы

1. Основной проблемой при проектировании токового контура управления данного ККМ является обеспечение устойчивой работы в широком диапазоне входного напряжения и выходной мощности, поскольку при этом изменяются положения характерных точек (полюсов и нулей) частотной характеристики разомкнутого тракта.

2. Недостаток, указанный в п. 1, достаточно легко устраняется использованием цифрового адаптивного корректирующего звена.

3. Установлено, что для обеспечения устойчивости цифрового контура управления по току повышающепонижающего ККМ достаточно ПИ-регулятора.

Литература

- Дроздецкий С. В., Кругликов И. А., Ширяев А. О., Якименко И. В. Безмостовой корректор коэффициента мощности для автономных энергосистем. – Практическая силовая электроника. 2017. № 2. С. 32–37.
- 2. Дроздецкий С. В. Синтез системы управления безмостовым корректором коэффициента мощности в режиме прерывистого тока. – Вестник МЭИ. 2018. № 3. С. 66–72. DOI: 10.24160/1993-6982-2018-3-66-72.
- Мелешин В. И., Овчинников Д.А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. – М.: Техносфера, 2011. – 576 с.
- 4. *Миддлбрук Р. Д.* Малосигнальное моделирование ключевых преобразователей мощности с широтно-импульсным регулированием. — ТИИЭР. 1988. Т. 76, № 4. С. 46–59.



Рис. 8. Структура цифрового ПИ-регулятора в 1-й канонической форме

- Иванов А. Г., Белов Г. А., Сергеев А. Г. Системы управления полупроводниковыми преобразователями. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2010 – 448 с.
- Nirgude G., Tirumala R., Mohan N. A new, large-signal average model for single-switch DC-DC converters operating in both CCM and DCM. Power Electronics Specialists Conference, 2001, vol. 3, pp. 1736-1741.
- 7. *Ибряева О. Л.* Новый алгоритм вычисления аппроксимаций Паде и его реализация в MATLAB. – Вестник ЮУрГУ. 2011. № 37. С. 99–107.

Амелин Сергей Александрович, к. т. н., доцент кафедры "Электроника и микропроцессорная техника" филиала федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования "Национальный исследовательский университет "МЭИ" в г. Смоленске. Тел. +7 (4812) 65 14 61, факс: +7 (4812) 39 11 38, Web-caйт: http://www.sbmpei. ru/, e-mail: amImtr@gmail.com;

Амелина Марина Аркадьевна, к. т. н., доцент кафедры "Электроника и микропроцессорная техника" филиала федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования "Национальный исследовательский университет "МЭИ" в г. Смоленске. Тел. +7 (4812) 65 14 61, факс: +7 (4812) 39 11 38, Web-сайт: http://www.sbmpei. ru/, e-mail: amelina.marina@gmail.com;

Дроздецкий Сергей Владимирович, ассистент кафедры "Электроника и микропроцессорная техника" филиала федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования "Национальный исследовательский университет "МЭИ" в г. Смоленске. Тел. +7 (4812) 65 14 61, факс: +7 (4812) 39 11 38, Web-сайт: http://www.sbmpei. ru/, e-mail: thrush007@yandex.ru;

Якименко Игорь Владимирович, д. т. н., заведующий кафедры "Электроника и микропроцессорная техника" филиала федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования "Национальный исследовательский университет "МЭИ" в г. Смоленске. Тел. +7 (4812) 65 14 61, факс: +7 (4812) 39 11 38, Web-caйт: http://www.sbmpei. ru/, e-mail: jakigor@rambler.ru.

А. П. Манукян

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ БЕСКОНТАКТНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

A. P. Manukyan

На основе способа бесконтактного фазового регулирования напряжения разработан тиристорный регулятор напряжения силового трансформатора. В пределах каждого полупериода напряжения на нагрузку подается полное напряжение обмотки трансформатора или пониженное напряжение отпайки посредством переключения их тиристорных коммутаторов. Фаза переключения коммутаторов автоматически регулируется в пределах каждого полупериода напряжения сети таким образом, что действующее значение напряжения на выходе трансформатора всегда поддерживается равным номинальному. Целесообразной схемой сопряжения регулятора с силовым трансформатором является исполнение регулятора в виде самостоятельного блока с внутренним автотрансформатором, которое не требует доработки силового трансформатора. Обеспечиваются существенно высокая точность стабилизации выходного напряжения и быстродействие в пределах полупериода напряжения сети.

Ключевые слова: действующее напряжение, фазовое регулирование, регулятор напряжения, тиристорный коммутатор.

В настоящее время по мере развития технологии производственных процессов и бытового потребления электроэнергии предъявляются более повышенные требования к качеству питающей электроэнергии. Это вызвано как более совершенными техническими характеристиками потребителей, так и требованиями большей экономической эффективности – снижения потерь энергии и повышения надежности оборудования и систем электроснабжения.

Одними из наиболее важных показателей качества электроэнергии являются величины стационарных и переходных отклонений напряжения на шинах потребителей.

Государственным стандартом на качество электроэнергии [1] в распределительных сетях 0,4 кВ установлены допустимые отклонения медленных изменений напряжения в "точке передачи электрической энергии" на уровне ±10% от номинального или некоторого "согласованного" значения напряжения. Длительности провалов и прерываний напряжения установлены Стандартом от 1 до 111 с – в зависимости от величин провалов и прерываний. Такой широкий допуск отклонений напряжения объективно диктуется принятой схемой электроснабжения, использованием автоматически нерегулируемых трансформаторов, разноудаленностьюотдельных потребителей от трансформаторной подстанции, резко переменными графиками нагрузки и пр. В реальности напряжение на шинах по-

Quick-Speed Contactless Voltage Stabilizers of Power Transformers

Thyristor voltage regulator of power transformer has been developed based on the voltage contactless phase regulation method. Within each voltage half-cycle, the full voltage of the transformer winding or the stepped-down voltage of the tap-off is fed to the load by switching their thyristor switches. The switching phase of the switches is being regulated automatically within each mains voltage half-cycle, so that the rms value of the transformer voltage is always kept equal to the rated one. A practical scheme of the regulator coupling with the power transformer is the regulator fabrication as a separate unit with internal auto-type transformer, which does not require the power transformer modifying. An appreciably high precision of the output voltage and quick- response within the mains voltage half-cycle are ensured herewith

Keywords: root-mean-square voltage, phase control, voltage regulator, thyristor switch.

требителей часто отклоняется в еще большей степени, чем это установлено Стандартом. Такие изменения напряжения, даже в допустимых Стандартом пределах, приводят к большим потерям электроэнергии и снижению технических характеристик потребителей [2, 3] и объективно не могут быть признаны удовлетворительными.

Недопустимость подобных отклонений напряжения косвенно подтверждается тем, что для автономных источников электроэнергии — дизель-электроагрегатов — допустимые отклонения напряжения установлены на уровне нескольких процентов от номинального напряжения, а длительность переходных отклонений напряжения — порядка 1 ... 2 с.

Разработаны способ бесконтактного фазового регулирования напряжения трансформаторов по специальному алгоритму при одной отпайке обмотки трансформатора с использованием силовых коммутационных тиристоров [4], а также тиристорный регулятор напряжения трансформатора, где реализован упомянутый способ.

Работа трансформатора с разработанным регуляторм описывается ниже на примере однофазного трансформатора с отпайкой на стороне низкого напряжения. Данный способ регулирования применим также для трехфазных трансформаторов, либо при выполнении отпайки на стороне высокого напряжения (на входе со стороны питающей сети). Схема трансформатора с тиристорным регулятором напряжения приведена на рис. 1.

Коэффициенты трансформации трансформатора при использовании существующих отпаек (или при выполненных специально) подбираются следующим образом:

$$K_{1} = \frac{W}{W_{1}} = \frac{U_{\min}}{U_{1}} = \frac{1 - \Delta U}{U};$$

$$K_{2} = \frac{W}{W_{2}} = \frac{U_{\min}}{U_{2}} = \frac{1 - \Delta U}{U},$$
(1)

где W — число витков первичной обмотки; W_1 , W_2 — числа витков, соответственно, полной и отпайки вторичной обмотки; U_{max} , U_2 — максимально допустимое напряжение на первичной обмотке и, соответственно, напряжение на отпайке вторичной обмотки; U_{min} , U_1 —

Рис. 1. Схема трансформатора с регулятором напряжения: 1 – конец вторичной обмотки трансформатора, 2 – отпайка вторичной обмотки трансформатора, 3 – нагрузка, 4, 5 – тиристорные коммутаторы конца и отпайки вторичной обмотки трансформатора, 6 – система управления,7, 8 – каналы управления тиристорными коммутаторами отпайки и конца обмотки

минимально допустимое напряжение на первичной обмотке и, соответственно, напряжение на полной вторичной обмотке; ΔU –допустимое одностороннее отклонение напряжения от номинального напряжения на входе трансформатора в долях единицы от номинального; U – номинальное напряжение на выходе трансформатора (на нагрузке).

В разработанном устройстве на нагрузку подается напряжение, регулируемое по фазе в пределах каждого полупериода посредством переключения тиристорных коммутаторов по сигналу системы управления. Величина и вид напряжения на нагрузке (рис. 2) зависят от фазы переключения α тиристорных коммутаторов в зависимости от величины напряжения на входе трансформатора.

Стабилизация напряжения выполняется следующим образом. Рассмотрим следующие состояния напряжения на входе трансформатора.

Состояние 1 (рис. 2а). Напряжение на входе трансформатора находится на предельно допустимом нижнем уровне $U_{\text{вх}} = (U - \Delta U)$; оно значительно меньше номинального напряжения U. Входное напряжение здесь и далее на рис. 2 приведено к выходному напряжению. Система управления непрерывно контролирует (измеряет) величину выходного напряжения. По сигналу системы управления автоматически включается тиристорный коммутатор 4 конца вторичной обмотки и отключается тиристорный коммутатор 5 отпайки вторичной обмотки, и на выход (на нагрузку) подается напряжение всей обмотки U_{вых(1)}. В соответствии с назначенными коэффициентами трансформации (1) выходное напряжение равно номинальному $U_{\text{вых(1)}} = U$. Форма выходного напряжения синусоидальна - она повторяет форму напряжения сети. Это состояние коммутаторов, вид и величина напряжения на выходе остаются неизменными до тех пор, пока напряжение на входе находится на минимальном уровне $U_{\text{вх}} = (U - \Delta U)$. Если напряжение на входе увеличивается, то система переходит в состояние 2.



Рис.2. Величина и вид напряжения на нагрузке в зависимости от величины напряжения на входе трансформатора: *a* – состояние 1, б – состояние 2, *в* – состояние 3



Состояние 2 (рис. 2б). Напряжение на входе трансформатора находится в интервале предельно допустимых отклонений: $U - \Delta U < U_{\text{вх}} < U + \Delta U$. В начале каждого следующего полупериода напряжения включается тиристорный коммутатор 5 отпайки вторичной обмотки, отключается тиристорный коммутатор 4 конца вторичной обмотки, и мгновенные напряжения на выходе (на нагрузке) следуют по синусоиде 2 напряжения отпайки. В зависимости от величины напряжения на входе, которое проходит на выход и непрерывно измеряется системой управления, формируется сигнал переключения, который имеет фазу α. (Фаза сигнала переключения называется углом управления). В момент времени а по сигналу переключения отключается тиристорный коммутатор 5 отпайки вторичной обмотки, включается тиристорный коммутатор 4 конца вторичной обмотки, и мгновенные напряжения на выходе (на нагрузке) следуют далее по синусоиде 1 до конца полупериода. Угол управления α формируется системой управления таким, что действующее значение разрывной функции напряжения, приведенной на рис. 26, равно номинальному напряжению U. При изменении напряжения на входе трансформатора U_{вх} автоматически изменяются угол управления и фаза переключения тиристорных коммутаторов таким образом, что действующее значение выходного напряжения всегда равно номинальному.

Форма кривой выходного напряжения несколько отклоняется от синусоидальной формы, но, как показали испытания, коэффициент искажения синусоидальности кривой выходного напряжения во всем интервале допустимых отклонений входного напряжения практически соответствует требованиям Стандарта [4].

Состояние 3 (рис. 2в). Напряжение на входе трансформатора находится на предельно допустимом верхнем уровне $U_{\text{вх}} = (U + \Delta U)$; оно предельно больше номинального напряжения U. По сигналу системы управления автоматически включается тиристорный коммутатор 5 отпайки вторичной обмотки и отключается тиристорный коммутатор 4 конца вторичной обмотки, и на выход (на нагрузку) подается напряжение отпайки обмотки U_{вых(2)}. В соответствии с назначенными коэффициентами трансформации (1) выходное напряжение равно номинальному $U_{\text{вых}(2)} = U$. Форма выходного напряжения синусоидальна – она повторяет форму напряжения сети. Это состояние коммутаторов, вид и величина напряжения на выходе остаются неизменными до тех пор, пока напряжение на входе находится на минимальном уровне $U_{\rm вx} = (U - \Delta U)$. Если напряжение на входе уменьшается, то система переходит в состояние 2.

При соединении этого регулятора с существующими или вновь разработанными трансформаторами обеспечивается автоматическая стабилизация напряжения на вторичной стороне трансформатора с высокой точностью и высоким быстродействием при изменениях напряжения на первичной стороне и изменениях нагрузки трансформатора; исключается необходимость сезонных переключений отпаек трансформатора; исключаются недостатки, присущие существующим способам и устройствам регулирования напряжения трансформаторов посредством механического переключения отпаек.

Сопряжение регулятора напряжения с силовым трансформатором может быть выполнено по одному из следующих схемно-конструктивных вариантов, каждый из которых имеет свои достоинства и недостатки.

Вариант 1. Регулятор напряжения в составе: тиристорные коммутаторы 4, 5 и система управления 6 (рис. 1) размещаются внутри бака силового трансформатора.

Внешний вид трансформатора, его установочные и присоединительные размеры, внешняя схема соединения, электрические параметры и условия эксплуатации не изменяются.

Достоинства: неизменность внешней конструкции, условий размещения и эксплуатации трансформатора, а также повышение надежности регулятора вследствие размещения его внутри бака трансформатора в масле.

Недостатки: необходимость доработки трансформатора в заводских условиях, трудность реализации на установленных и эксплуатируемых трансформаторах.

Вариант 2. Регулятор напряжения выполняется в виде отдельного блока, который включается между трансформатором и нагрузкой.

Необходима конструктивная доработка трансформатора с целью извлечения из трансформатора конца отпайки 2 вторичной обмотки (рис. 1) посредством дополнительного вывода для подключения к регулятору.

Достоинства: регулятор напряжения изготавливается в виде самостоятельного изделия, не связанного с трансформатором.

Недостатки: необходимость доработки трансформатора в заводских условиях.

Вариант 3. Регулятор напряжения выполняется в виде отдельного блока, который включается между трансформатором и нагрузкой, без необходимости конструктивной доработки трансформатора с целью извлечения из трансформатора конца отпайки вторичной обмотки (рис. 3).



Рис. 3. Схема регулятора напряжения и его соединения по варианту 3

Достоинства: трансформатор не подвергается конструктивной доработке, регулятор напряжения изготавливается в виде самостоятельного изделия, не связанного с трансформатором.

Недостатки: в составе самостоятельного регулятора напряжения используется дополнительный автотрансформатор.

В вариантах 1 и 2 необходимость доработки трансформатора в заводских условиях является заметным недостатком для изготовленных и эксплуатируемых трансформаторов, так как требует возвращения трансформаторов на завод-изготовитель с целью выполнения доработки. При этом могут возникнуть вопросы организационного и коммерческого характера.

Вариант 3 не требует доработки трансформатора и поэтому свободен от указанного выше недостатка. Это важное достоинство, которое позволит широко внедрить изложенный способ регулирования, придаст трансформаторам новое качество, повысит качество электропитания в системах электроснабжения и, в конечном итоге, технико-экономическую эффективность.

Учитывая изложенное, вариант 3 является предпочтительным. Схема регулятора напряжения и его соединения по варианту 3 приведены на рис. 3.

Силовой трансформатор Т и схема его обмоток остаются без изменения. В регуляторе напряжения используется дополнительный автотрансформатор АТ, имеющий основную обмотку 1-2-3, на которую подается напряжение U_2 вторичной обмотки трансформатора. От основной обмотки автотрансформатора выведена отпайка 2, а на магнитопроводе автотрансформатора размещена дополнительная обмотка 3-4; К1 и К2 – тиристорные коммутаторы, соответственно, конца и отпайки обмотки автотрансформатора; Z – сопротивление нагрузки.

При предельно минимальном напряжении U_1 на входе силового трансформатора и, соответственно, U_2 на основной обмотке автотрансформатора 1-2-3 в течение полупериода напряжения сети включен тиристорный коммутатор K1, и на нагрузку подается повышенное напряжение полной обмотки 1-2-3-4 так, что на нагрузке имеет место номинальное напряжение U.

При предельно максимальном напряжении U_1 на входе силового трансформатора и, соответственно, U_2 на основной обмотке автотрансформатора 1–2–3 в течение полупериода напряжения сети включен тиристорный коммутатор К2, и на нагрузку подается пониженное напряжение части обмотки 1–2 так, что на нагрузке имеет место номинальное напряжение U.

Числа витков дополнительной обмотки W_{34} и отпайка части обмотки W_{23} выполнены таким образом, что при указанных предельных отклонениях напряжения на входе эти отклонения напряжения компенсируются, и на нагрузке имеет место номинальное напряжение U. Так при предельно пониженном напряжении U_2 к нему суммируется напряжение U_{34} дополнительной обмотки W_{34} ; при предельно повышенном напряжении U_2 от него вычитается напряжение U_{23} части обмотки W_{23} . Следовательно, напряжения U_{34} и U_{23} при предельных отклонениях напряжения U_2 равны величине этого отклонения Δ :

$$\begin{split} & U_{2\min} + U_{34} = U; \ U(1 - \Delta) + U_{34} = U, \\ & U_{2\max} - U_{23} = U; \ U(1 + \Delta) - U_{23} = U, \end{split}$$

откуда

$$U_2 = U_{2\min} = U(1 - \Delta)U_{34} = \Delta$$

при

$$U_2 = U_{2\min} = U(1 - \Delta)U_{34} = \Delta.$$
 (2)

В соответствии с изложенным коэффициенты трансформации должны быть:

$$\frac{W_{13}}{W_{34}} = \frac{U_{13}}{U_{34}} = \frac{1 - \Delta}{\Delta},$$

$$\frac{W_{13}}{W_{23}} = \frac{U_{13}}{U_{23}} = \frac{1 + \Delta}{\Delta}.$$
(3)

Процесс регулирования напряжения и алгоритм переключения тиристорных коммутаторов такой же, как для совмещенного регулятора (рис. 1).

Определим габаритную мощность автотрансформатора в качестве силового элемента регулятора напряжения (рис. 3).

Установленная электрическая мощность автотрансформатора определяется в относительных единицах по максимальным напряжениям и токов его обмоток. Номинальные величины напряжения, тока и полной мощности в относительных единицах принимаются равными единице: U = 1; I = 1; S = 1, в предельных режимах $I_{2max} = I = 1$, $I_{3max} = I = 1$ (рис. 3).

Максимальный ток в основной обмотке автотрансформатора 1-2-3 имеет место при предельно минимальном напряжении U_{2min} :

$$I_{1\max} = \frac{S}{U_{2\min}}.$$
 (4)

Максимальная установленная электрическая мощность основной обмотки автотрансформатора:

$$S_{13} = U_{2\max} \left(I_{1\max} - I_{2\max} \right) =$$

= $\left(1 + \Delta \right) \left(\frac{1}{1 - \Delta} - 1 \right) = \frac{\Delta (1 + \Delta)}{1 - \Delta}.$ (5)

Максимальная установленная электрическая мощность дополнительной обмотки автотрансформатора:

$$S_{34} = U_{34} \cdot I = \Delta \cdot 1 = \Delta. \tag{6}$$

Максимальная установленная электрическая мощность автотрансформатора:

$$S_{am} = S_{13} + S_{34} =$$

$$= \frac{\Delta(1+\Delta)}{1-\Delta} + \Delta = \frac{2\Delta}{1-\Delta}.$$
(7)

Габаритная мощность автотрансформатора определяется в долях от габаритной мощности силового трансформатора. При этом следует учесть, что силовой трансформатор должен быть рассчитан на максимальное напряжение $U_{2\text{max}} = U(1 + \Delta)$ и на максимальный ток $I_{\text{max}} = I(1 + \Delta)$. Соответственно, максимальная электрическая мощность силового трансформатора:

$$S_m = U_{2\max} I_{I\max} = U(1+\Delta)I(1+\Delta) =$$

= $S(1+\Delta)^2 = (1+\Delta)^2$. (8)

При определении габаритных мощностей силового трансформатора и автотрансформатора следует учесть, что в силовом трансформаторе электрическая мощность размещается в трех конструктивных единицах: магнитопроводе, первичной обмотке и вторичной обмотке, а в автотрансформаторе — в двух конструктивных единицах: магнитопроводе и одной совмещенной обмотке.

Габаритная мощность автотрансформатора регулятора напряжения S_m^* относительно габаритной мощности силового трансформатора S_{am}^* :

$$S_{am}^* = KS_m^*.$$

Коэффициент габаритной мощности автотрансформатора регулятора напряжения относительно габаритной мощности силового трансформатора Копределяется, учитывая изложенное, следующим образом:

$$K = \frac{S_{am}^*}{S_m^*} = \frac{2S_{am}}{3S_m} = \frac{4\Delta}{3(1-\Delta)(1-\Delta)^2} =$$

$$= \frac{4 \cdot 0.1}{3 \cdot 0.9 \cdot 1.1^2} = 0.122,$$
(9)

где S_{am} , S_m — максимальные электрические мощности, соответственно, автотрансформатора и силового трансформатора; 2, 3 — количество конструктивных единиц, соответственно, автотрансформатора и силового трансформатора.

Габаритная мощность автотрансформатора регулятора напряжения относительно габаритной мощности силового трансформатора составляет таким образом 12,2%.

Проведены испытания опытно-экспериментального образца регулятора напряжения:

a) $U_{\text{BX}} = 198 \text{ B} (U_{\text{HOM}} - 10\%), \alpha = 28,8^{\circ}, U_{\text{BMX}} = 218,5 \text{ B};$ 6) $U_{\text{BX}} = 220 \text{ B} (U_{\text{HOM}}), \alpha = 86,4^{\circ}, U_{\text{BMX}} = 220 \text{ B};$ B) $U_{\text{BX}} = 242 \text{ B} (U_{\text{HOM}} + 10\%), \alpha = 144^{\circ}, U_{\text{BMX}} = 219,5 \text{ B}.$

Как показали результаты испытаний, точность стабилизации напряжения на выходе регулятора при отклонениях напряжения на входе трансформатора в пределах $\pm 10\%$ от номинального и изменениях нагрузки от холостого хода до номинальной составила

примерно $\pm 0.5\%$ от номинального, коэффициент искажения синусоидальности выходного напряжения практически соответствует требованиям Стандарта.

Выводы

1. Одними из наиболее важных показателей качества электроэнергии являются величины стационарных и переходных отклонений напряжения на шинах потребителей. Реально существующие в сетях отклонения напряжения, даже в пределах требований Стандарта, приводят к большим потерям электроэнергии и снижению технических характеристик потребителей. Стабилизация напряжения посредством внешних устройств является актуальной задачей.

2. На основе способабесконтактного фазового регулирования напряжения трансформаторов разработан тиристорный регулятор напряжения силового трансформатора, который обеспечивает существенно высокую точность стабилизации выходного напряжения и быстродействие в пределах полупериода напряжения сети.

3. Наиболее целесообразной схемой сопряжения регулятора с силовым трансформатором является исполнение регулятора в виде самостоятельного блока с внутренним автотрансформатором, которое не требует схемно-конструктивной доработки силового трансформатора. Габаритная мощность автотрансформатора составляет примерно 12% от мощности силового трансформатора.

Литература

- Межгосударственный стандарт ГОСТ 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. www.GOST_523144-2013(2).
- 2. *Манукян А. П.* Влияние отклонения напряжения на шинах 0,4 кВ распределительных сетей на работу потребителей. – Вестник ИАА, 2017, Том 14, № 2, С. 234–237.
- Сергеев П. С., Виноградов Н. В., Горяинов Ф. А. Проектирование электрических машин. – Москва: Энергия, 1969. – 632 с.
- Костенко М. П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Ч. 2. Машиныпеременного тока. – М.: Госэнергоиздат, 1958. – 651 с.
- www. einsteins.ru/gidravlika. Зависимость подачи, напора и мощности от числа оборотов насоса. www. einsteins.ru/ gidravlika. Зависимость подачи, напора и мощности от числа оборотов насоса.

Манукян Арам Паргевович, старший программист, компания Dijitain, тел.: +37455743442, e-mail: aram.manukyan92@ gmail.com. В. И. Авдзейко, В. М. Рулевский, Е. С. Паскаль, В. И. Карнышев

ПАТЕНТНЫЙ АНАЛИЗ КАК ИНСТРУМЕНТ ДЛЯ ВЫЯВЛЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ НАПРАВЛЕНИЙ РАЗВИТИЯ DC/DC КОНВЕРТОРОВ

V. I. Avdzeyko, M. V. Rulevskiy, E. S. Paskal, V. I. Karnyshev

Выявление перспективных направлений развития технических (технологических) решений предлагается осуществлять с помощью патентного анализа. Перспективность и достоверность этого метода объясняется свойством патентной информации опережать по времени практическую реализацию научно-технических достижений. Эффективность патентного анализа подкрепляется постоянным увеличением количества подаваемых заявок и регистрируемых патентов практически во всех патентных ведомствах мира. Одним из известных подходов к патентному анализу является использование баз данных патентов на основе Международной патентной классификации (МПК), которая позволяет осуществлять эффективный поиск и классификацию любого технического решения. Анализ временных рядов выданных патентов позволяет дать оценку тренда развития конкретной технической (технологической) области.

Ключевые слова: конвертеры (преобразователи) энергии, патентный анализ, МПК, патентное ведомство США, временные ряды, тиристоры, транзисторы, прогнозные оценки.

Выбор наиболее перспективного направления развития является залогом успешности любого технического (технологического) проекта. Практическое применение методов прогнозирования развития во многом облегчает эту задачу и позволяет концентрировать финансовые, материальные, кадровые и иные ресурсы на решение актуальных задач, сократить сроки проведения исследований, разработки и выпуска новой техники, увеличить ее жизненный цикл, обеспечить максимальную прибыль от реализации готовой продукции.

Прогнозирование направлений развития технологий на базе патентного анализа

Исследованию и совершенствованию методов опережающего прогнозирования уделяется большое внимание. Эти методы направлены на выявление перспектив конкретных технических (технологических) направлений.

Интуитивные методы прогнозирования все чаще уступают методам, основанным на анализе статистической информации, содержащей предысторию развития анализируемой области техники. Так, по мнению авторов [1] большое распространение получил библиометрический метод, основанный на свойстве научно-технической информации (публикации в журналах и трудах конференций, патенты, диссертации,

Patent Analysis as a Tool for Promising Trends Identification in DC/DC Converters Advancement

The authors suggest identify promising trends in the technical (technological) solutions advancement employing patent analysis. This method prospective and reliability of is explained by the fact that patent information goes ahead of the of the scientific and technological achievements practical implementation. The patent analysis effectiveness is supported by the steady increase in the number of applications filed for a patent and patents being registered, practically in all patent offices around the world. One of the well-known approaches to the patent analysis is the use of patent databases based on the International Patent Classification (IPC), which allows efficient search for and classify any technical solution. The time series analysis of the issued patents allows estimate a trend in the specific technical (technological) field advancement.

Key words: energy converters, thyristors, transistors, patent analysis, International Patent Classification, USPTO, time series, predictive appraisals.

монографии и т. д.) отражать и опережать по времени практическую реализацию научно-технических достижений.

К библиометрическим методам прогнозирования относят патентный метод, публикационный метод, цитатно-индексный метод, а также метод значимости открытий и изобретений.

Наиболее часто при формировании прогнозных оценок используют патентную информацию, которая содержит, помимо прочего, большой объем конкретных сведений о технических (технологических) решениях. Дополнительным преимуществом патентной информации является то, что в ее основе лежит унифицированная Международная патентная классификации (МПК), принятая во всем мире.

Патентная статистика служит надежным и устойчивым индикатором направлений развития различных технических направлений. Так, авторы [2] показали, что данные о патентах можно рассматривать в качестве инструмента прогнозирования для принятия решений на национальном, отраслевом и корпоративном уровнях. В работе [3] отмечается, что статистический анализ данных о международных патентах является ценным инструментом при решении задач корпоративного технологического прогнозирования и планирования. Таким образом, количественный и качественный анализ патентов является в настоящее время одним из лучших способов фиксации технических и технологических изменений, так как он позволяет предсказывать появление новых разработок минимум за 6—18 месяцев до их фактического производства и появления на рынках.

Использование Международной патентной классификации (МПК)

Патентный метод прогнозирования основан на анализе больших объемов данных, что связано со значительными затратами ресурсов на обработку информации. Заметно снизить и даже устранить эти недостатки за счет использования МПК предложено в работе [4]. Авторами [5] предложена методика прогнозирования направлений технического (технологического) развития, основанная на проведении патентного анализа с помощью МПК. Использование Международной патентной классификации и ранжирование патентов по дате подачи заявок или по дате регистрации патентов позволяет выявлять тенденции развития исследуемых технологий [6].

Патентный анализ на основе ресурсов патентного ведомства США

Одной из крупнейших мировых баз данных патентов является Патентное ведомство США (USPTO). Отличительной особенностью этого ресурса является практически неограниченный и непосредственный доступ к полнотекстовым описаниям патентов США в формате html и pdf, начиная с 1976 года. С учетом особенностей доступа к патентной информации USPTO в работах [7, 8] был рассмотрен подход, позволяющий в автоматическом режиме создавать постоянно обновляемые локальные базы данных полнотекстовых описания патентов, формировать временные ряды с распределением выданных патентов США для заданного временного интервала, произвольных групп (подгрупп) МПК, заданных ключевых слов и т. п., проводить обработку и анализ полученных временных рядов.

В работе, на базе МПК и патентов США на изобретения, анализируются перспективные направления развития в конкретной области техники, описываемой основной группой МПК H02M3/00 "Преобразование энергии постоянного тока на входе в энергию постоянного тока на выходе".

Анализ преобразователей постоянного напряжения на входе в постоянное напряжение на выходе (DC/DC)

Преобразователи типа DC/DC (конверторы) предназначены для согласования параметров напряжения постоянного тока питающей сети или источника питания с требуемыми параметрами входного напряжения питания подключаемой нагрузки.

В соответствие с МПК, конверторы могут быть выполнены без промежуточного преобразования (БПП) в переменный ток: подгруппы H02M3/02 – H02M3/20; и с промежуточным преобразованием (СПП) в переменный ток: подгруппы H02M 3/22 – H02M3/44.

Конверторы БПП применяются в случаях, когда, например, по техническим условиям не требуется обеспечивать гальваническую развязку между первичным источником питания (аккумуляторной батареей) и нагрузкой; или, когда один или несколько источников питания собственных нужд или отдельных блоков преобразователей схемы управления требуется подключить непосредственно к питающей сети. В последнее время данные схемы нашли широкое применение в устройствах микроэлектроники.

Конверторы СПП в переменный ток используются для гальванической развязки питающей сети и нагрузки. В этом случае последовательное преобразование постоянного тока в переменный (DC/AC) и переменного тока в постоянный (AC/DC) осуществляется с повышенной частотой для обеспечения высоких массогабаритных показателей преобразователей.

Для проведения патентного анализа конверторов была сформирована база данных (БД) патентов США на изобретения для группы МПК H02M3 в интервале 1976—2017.

На рис. 1 приведены диаграммы регистрации количества патентов США для двух основных способов – без промежуточного преобразования в переменный ток и с промежуточным преобразованием в переменный ток. Общее количество патентов в группе H02M3, выданных за период с 1976 по 2017 гг., составило 14312 ед.; из них 6864 ед. для конвертеров БПП и 7844 ед. для случая конвертеров СПП.

До 2002 года число патентов для обоих способов преобразования росло, а затем с 2002 по 2006 г. произошло резкое снижение их количества. Начиная с 2006 года снова происходит рост количества выдаваемых патентов с 42 ед. до 1410 ед. в 2017 году для схем БПП, и с 183 ед. до 841 ед., соответственно, для схем СПП.

Такое изменение числа патентов в период с 2002 по 2006 год можно объяснить следующими причинами:

 проведением реформы Международной патентной классификации с 1999 по 2005 годы, итогом





которой стало вступление в силу 8-ой редакции МПК с 01.01.2006 года;

 общим снижением выданных патентов США более чем на 20400 ед. в 2005 году;

 – резким увеличением выпуска промышленных образцов преобразователей с различными входными и выходными параметрами;

 подачей заявок на изобретения в другие группы и подгруппы МПК, а также рядом других факторов.

Учитывая подобную динамику патентования, далее анализ направлений развития схем конверторов ограничивается периодом с 2007 по 2017 годы, что достаточно для формирования краткосрочных (2–3 года) прогнозных оценок.

Анализ преобразователей без промежуточного преобразования в переменный ток

В соответствии с МПК конверторы БПП и СПП могут быть выполнены с помощью статических (СП), динамических преобразователей (ДП) или путем сочетания статических и динамических преобразователей, а также путем сочетания электромашинных и других динамических и/или статических преобразователей.

В связи с тем, что в настоящее время на практике применяются только статические преобразователи, анализ конверторов, выполненных на их основе, был проведен за последние 10 лет (рис. 2).

За этот период на конверторы БПП выдано 3738 патентов США, а на конверторы СПП – 4235 ед. Однако, если еще в 2014 году схемы СПП по количеству патентов опережали конверторы БПП, то, начиная с 2015, БПП схемы опережают конвертеры СПП по темпу роста. За последние три года число патентов на схемы БПП выросло по сравнению с СПП почти в 1,44 раза (соответственно, 3183 и 2199 ед.).

Рассмотрим, на основе какой элементной базы, то есть каких типов полупроводниковых приборов, патентуются сравниваемые схемы конверторов. В соответствие с МПК схемы конверторов БПП могут выполняться на тиристорах (H02M3/125 - H02M3/142) и транзисторах (H02M3/145 - H02M3/158). За период с 2007 по 2017 гг. на тиристорные схемы было выдано только 12 патентов США, а на транзисторные – 2869 ед. Отсюда можно сделать однозначный вывод о том, что, тиристорные схемы конверторов не могут считаться перспективными решениями из-за больших габари-



на изобретения (2007–2017 гг.) для конверторов БПП (H02M3/02 – 3/20) и СПП (H02M3/22 – H02M3/44) тов и необходимости использования дополнительных устройств "гашения".

Далее рассмотрим, по каким схемам реализуются транзисторные конверторы. На рис. 3 приведены временные ряды с числом патентов США, выданных на схемы с автоматическим управлением напряжением или током с цифровым управлением (H02M3/157) и выполненных с использованием нескольких полупроводниковых приборов в качестве оконечного управляющего устройства для одной нагрузки (H02M3/158).

Очевидно, что в подгруппе H02M3/158 в 2017 году было выдано почти в 6,4 раза больше патентов, чем в подгруппе H02M3/157. Почти такой же перевес (в 5,6 раза) наблюдается по числу патентов, выданных в подгруппе H02M3/158 за последние три года. Следовательно, наиболее перспективными техническими решениями необходимо признать транзисторные конверторы, использующие нескольких полупроводниковых приборов в качестве оконечного управляющего устройства для одной нагрузки.

Анализ преобразователей с промежуточным преобразованием в переменный ток

Аналогично можно провести анализ конверторов с промежуточным преобразованием в переменный ток. Также, как и у схем БПП схемы на транзисторах значительно опережают схемы конверторов, выполненных на тиристорах. За последние 10 лет на транзисторные схемы выдано 884 патента, а на тиристорные только 30, что утверждает перспективность использования в качестве полупроводниковых приборов в выходных устройствах транзисторов. Выявление перспективных схем конверторов проиллюстрировано рис. 4, на котором приведены временные ряды патентов



Рис. 3. Число патентов, выданных на транзисторные схемы с цифровым управлением с одним полупроводниковым прибором (H02M3/157), и с несколькими полупроводниковыми приборами, используемыми в качестве оконечного управляющего устройства для одной нагрузки (H02M3/158)



конверторов (H02M3/337), и на схемы с автоколебаниями (H02M3/338)

США, выданных на двухтактные схемы (H02M3/337) и схемы с автоколебаниями (H02M3/338). На двухтактные схемы в 2017 году было выдано 102 патента, а на схемы с автоколебаниями только 13 патентов, что позволяет отнести последние схемные решения к менее перспективным.

Выводы

1. Патентный анализ, проведенный на примере одной группы МПК, доказывает возможности выявления перспективных технических направлений. Кроме того, полученные результаты позволяют формировать прогнозные оценки развития этих направлений на два-три ближайших года.

2. Рассмотренный подход к патентному анализу с использованием МПК позволяет выявлять тупиковые технические (технологические) направления.

3. Преимущество схем конверторов без промежуточного преобразования (БПП) в переменный ток обусловлено быстрым развитием и современными достижениями в области микроэлектроники.

4. Конверторы с промежуточным преобразованием (СПП) целесообразно использовать для конверторов с повышенной выходной мощностью или при значительных различиях величины напряжения первичного источника питания и требуемого выходного напряжения конвертора.

5. При разработке конверторов БПП с автоматическим управлением напряжением или током перспективнее использовать схемы с несколькими переключаемыми полупроводниковыми приборами.

6. Конверторы СПП, выполненные на базе двухтактных схем, имеют существенное преимущество по сравнению со схемами с автоколебаниями.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках поддержанного научного проекта № 18-07-01270 А.

Литература

- Ayse Kaya Firat, Wei Lee Woon, Stuart Madnick. Technological Forecasting – A Review. Working Paper CISL# 2008-15, September 2008.
- Campbell R. S. Patent trends as a technological forecasting tool. – World Patent Information. Vol. 5, pp. 137-143 (1983).

- Mogee M. E. Using patent data for technology analysis and planning. – Research Technology Management. Vol. 34, pp. 43-49 (1991).
- Jun S. IPC code analysis of patent documents using association rules and maps-patent analysis of database technology. – Communications in Computer and Information Science. Vol. 258, (2011), pp. 21-30.
- Kim J., Hwang M., Jeong Do-Heon, Jung H. Technology trends analysis and forecasting application based on decision tree and statistical feature analysis. – Expert Systems with Applications. Vol. 39 (2012), pp. 12618-12625.
- Bengisu M., Nekhili R. Forecasting emerging technologies with the aid of science and technology databases. Technological Forecasting & Social Change. Vol. 73, (2006), pp. 835-844.
- 7. В. И. Авдзейко, В. И. Карнышев, Р. В. Мещеряков, Л. В. Парнюк. Прогнозирование тенденций развития и выявление перспективных технологий в области преобразовательной техники. – Известия вузов. Электромеханика. 2017, том. 60, № 2, С. 51–56.
- 8. В. И. Авдзейко, В. И. Карнышев, Р. В. Мещеряков, Л. В. Парнюк. Прогнозирование направлений развития силовой электроники на основе временных рядов по данным Международной патентной классификации. – Электротехнические и информационные комплексы и системы. № 2, т.12, 2016, С. 23–28.

Авдзейко Владимир Игоревич, к. т. н., с. н. с., заместитель начальника научного управления, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, тел.: +7 (909) 546-48-86, e-mail: avi@main.tusur.ru;

Карнышев Владимир Иванович, к. т. н., начальник патентно-информационного отдела, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, тел.: +7 (961)095-92-21, e-mail: pio@main.tusur.ru;

Рулевский Виктор Михайлович, к. т. н., проректор по научной работе и инновациям, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, тел.: +7(382) 251-43-02, e-mail: rvm@tusur.ru;

Паскаль Евгения Сергеевна, м. н. с., аспирант, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, тел.: +7 (913) 887-64-62, e-mail: evgeniapascal@ gmail.com.

Фам Ван Бьен, Щербаков В. Г.

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ НА ВИБРОАКТИВНОСТЬ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫХ МАШИН

Pham Van Bien, Shcherbakov V. G. Developing a technique for experimental studies of electromagnetic disturbances impact on vibration activity of switched reluctance machines

В работе представлена разработка методики экспериментального исследования влияния электромагнитных возмущений на виброактивность вентильно-индукторных машин (ВИМ). Создана методика экспериментального определения влияния электромагнитных возмущений на виброактивность вентильно-индукторных машин, которая в отличие от известных позволила обнаружить существенное возрастание уровня вибраций и разработать рекомендации для улучшения вибрационных характеристик ВИМ в рабочем режиме.

Ключевые слова: вибрация электромашины, вентильно-индукторный двигатель, уровень вибрации ВИД, виброактивность.

Виброакустические характеристики являются одним из важных потребительских свойств любого электромеханического преобразователя. Однако известно, что для вентильно-индукторного электропривода (ВИП), который выполняется на базе индукторной машины с двойной зубчатостью магнитной системы, вызывающей шум и пульсации момента [1]. В рабочем режиме уровень вибрации зависит от многих факторов, такие как форма тока, подаваемого в обмотки, частота вращения, качество подшипниковых узлов, воздушный зазор между ним. Вибрация совсем принесет вредность электроприводу, создает виброшумов, снижает ресурс всех узлов ВИМ и особенно подшипниковые узлы, поэтому проблема уменьшения шумов и вибраций особенно актуальна.

Однако в технической литературе недостаточно освещены вопросы по нахождению причин, вызывающих в ВИМ вибрации и решения для уменьшения ее уровня, особенно отсутствует экспериментальное исследование влияния электромагнитных возмущений на вибрацию ВИМ.

В [2] описан способ снижения шума и вибрации вентильно- индукторного двигателя, заключающийся в том, что к обмотке двигателя с помощью преобразователя частоты прикладывают один или несколько импульсов напряжения, включая два ключа VT1 и VT2 (рис. 1), в конце зоны подачи напряжения выключают указанные ключи и с помощью диодов прикладывают к обмотке напряжение обратной полярности, отличающийся тем, что после выключения ключей замедляют уменьшение тока, включая и выключая один из укаThe article presents the development of a technique for experimental study of electromagnetic disturbances impact on the vibration activity of switched reluctance machines (SRM). In contrast to the conventional techniques, the developed technique for experimental determination of electromagnetic disturbances effect on the vibration activity of switched reluctance machines allowed detect significant increase in vibrations level and develop recommendations for the SRM vibration characteristics improvement in operation mode.

Keywords: electric machine vibration, switched reluctance motor (SRM), SRM vibrations level, vibration activity.

занных ключей. На рис. 2 показаны формы фазного тока и напряжения и соответствующие им сигналы управления ключами.

Согласно результатам, описанным в [2] форма фазного тока влияет на уровень шума и вибрации ВИМ, можно уменьшать уровень шума и вибрации путем управления коммутацией ключей.



Рис. 1. Схема полумоста одной фазы ВИМ





В работе рассматривается методика проведения экспериментов и определения влияния электромагнитных возмущений на виброактивность ВИМ в разных ситуациях на примере двух ВИМ с расчетной мощностью 7,5 кВт и частотой вращения 3000 об/мин, имеющих конфигурацию магнитной системы: $Z_s/Z_r = 6/4$ и 8/6. Первоначальные опыты проводились при неподвижном положении ротора, соответствующем согласованному положению зубцов. Затем приведена серия опытов при вращении ротора.

Схема и методика проведения экспериментов с неподвижным ротором

На рис. 3 приведена схема проведения экспериментов по возбуждению и регистрации импульсов тока и виброускорения. Для возбуждения акустических колебаний использовалась одна фаза двигателя, подключенная к соответствующим выводам статического коммутатора — преобразователя электроэнергии. Управление силовыми ключами фазы преобразователя и формирование прямоугольных импульсов напряжения с плавно изменяющейся частотой следования осуществлялось с помощью разработанной специальной программы регулируемого генератора частоты ГИ, загружаемой в оперативную память микропроцессорной системы управления силовым преобразователем [4].

Для изменения частоты использовались два канала управления: для грубого задания — сигнал $T_{_{3ад}}$ с движка потенциометра, подаваемый на один из аналоговых входов **ADC** микроконтроллера, для точной подстройки частоты — сигналы $+\Delta T u - \Delta T c$ двух кнопок управления, подаваемые на два дискретных входа микроконтроллера **DIO**. Для ограничения тока фазы при низких



Рис. 3. Схема проведения экспериментов по возбуждению и регистрации импульсов тока и виброускорения частотах повторения и большой длительности импульсов прикладываемого к фазе напряжения, а также для защиты силовых ключей в программном обеспечении регулируемого генератора частоты предусмотрен релейный регулятор тока **PPT**. Уставка токоограничения I_{max} задается программно в виде константы, а сигнал обратной связи по току *I* поступает на аналоговый вход микроконтроллера с датчика тока **ДТ**, включенного в силовую цепь возбуждаемой фазы ВИМ. Силовой преобразователь получает питание от регулируемого источника постоянного напряжения, реализованного с помощью трехфазного автотрансформатора и мостового выпрямителя. Амплитуда прикладываемых к фазе импульсов напряжения регулируется изменением напряжения источника питания.

Первоначальные опыты проводились при неподвижном положении ротора, соответствующем согласованному положению зубцов ротора и возбуждаемой фазы статора — максимальному значению проводимости магнитной цепи и, следовательно, максимальному значению индуктивности фазы.

Исследование ВИМ с конфигурацией 6/4 при неподвижном роторе

На рис. 4 представлены зависимости среднего квадратического значения виброускорения а от частоты возбуждающих импульсов f [3]. Оба графика получены при напряжении питания $U_n = 150$ В.

На рис. 5 приведена осциллограмма при частоте возмущающих воздействий f = 562 Гц, что в 2,8 меньше, чем в предыдущем случае. При этом среднее квадратическое значение виброускорения а снижается более чем в три раза, а амплитудные значения — примерно в два раза. Максимальные положительные и отрицательные значения амплитуды наблюдаются сразу после максимума тока, а период возбуждаемых колебаний составляет около 0,33 мс, что близко к периоду колебаний на предыдущей осциллограмме и примерно соответствует частоте 3225 Гц зарегистрированного наиболее высокочастотного максимума виброускорения на рис. 4. В период следования возмущающих импульсов $T_{\rm ком} = 1,78$ мс укладывается около 5,5 пе-



Рис. 4. Зависимость виброускорения а от частоты возмущающих импульсов тока f для двух ВИМ с высотой оси 132 мм с конфигурацией 6/4 и 8/6

риода высокочастотных колебаний. Следовательно, новый возмущающий импульс поступает примерно в противофазе с высокочастотными колебаниями от предыдущего импульса, что может быть причиной снижения уровня виброускорения.

Осциллограмма на рис. 6 при частоте возмущающих воздействий f = 247 Гц показывает, как возрастает значение виброускорения и изменяется его спектральный состав при относительно небольшом изменении частоты возмущений. В момент изменения производной тока при его максимуме можно выявить более высокочастотные колебания, которые проявляются в появлении локальных экстремумов, близких по времени к абсолютным экстремумам. Увеличение уровня колебаний можно объяснить тем, что момент изменения производной тока и связанное с этим возмущение совпадают по фазе с колебаниями, вызванными предыдущим возмущением.

Подводя предварительные итоги рассмотрения осциллограмм виброускорения для ВИМ с конфигурацией 6/4, можно утверждать следующее. Высокочастотные колебания с частотой около 3200 Гц присутствуют в большинстве осциллограмм сразу после возмущающего воздействия — скачкообразного изменения производной тока в районе его максимального значения. Эти колебания затухают на интервале около 3 мс, если период возмущений существенно превышает этот интервал. При периоде возмущений меньше 3 мс форма сигнала виброускорения и его среднее квадратическое значение зависят от фазы



Рис. 5. Осциллограмма тока фазы и виброускорения при f = 562 Гц ($T_{KOM} = 1,78$ мс), по прибору a = 1,9 м/с²



Рис. 6. Осциллограмма тока фазы и виброускорения при f = 247 Гц ($T_{\rm KOM}$ = 4,05 мс), по прибору a = 3,6 м/с²

колебаний, вызванных предшествующим импульсом тока, к моменту максимума последующего импульса успевают полностью затухнуть.

Вторая частота, присутствующая в сигнале виброускорения, имеет значение около 1250 Гц. Она проявляется при частотах возмущений, меньших 600 Гц, но наиболее заметна к концу периода возмущений при частотах меньших 300 Гц.

Работа релейного регулятора тока вызывает в сигнале виброускорения возникновение незатухающих высокочастотных колебаний даже при отсутствии видимых колебаний в сигнале тока.

Исследование ВИМ с конфигурацией 8/6 при неподвижном роторе

Перейдем к анализу графика a(f) для ВИМ с конфигурацией 8/6 (рис. 4). Для этой машины наибольшие значения виброускорения зарегистрированы в области высоких частот при частотах возмущений 2080 Гц и 1075 Гц. Их отношение близко к двум, поэтому можно предположить, что форма вибраций на них одинакова и близка к гармонической с постоянной частотой. Частоты 520, 417, 347, 298 и 260 Гц также являются субгармониками частоты 2083,3 Гц и максимумы на этих или близких частотах могут быть связаны с колебаниями на основной частоте. Дальнейшее повышение уровня вибраций в диапазоне 100...200 Гц и особенно несколько близких максимумов в диапазоне 100...120 Гц трудно напрямую связать с высокочастотными колебаниями. Спектральный состав осциллограмм в этом диапазоне требует специального детального рассмотрения. На последующих рисунках приведены осциллограммы тока и виброускорения для ВИМ с конфигурацией 8/6, аналогичные полученным ранее для ВИМ конфигурации 6/4. Следует заметить, что они были получены не одновременно с графиком a(f) рис. 4, условия их регистрации отличаются от условий получения этого графика, уровень виброускорения в целом для этих осциллограмм ниже, чем на графике. Поэтому их следует рассматривать только на качественном уровне, как иллюстрации изменения формы виброускорения при постепенном уменьшении частоты возмущающих импульсов тока.

Исследование ВИМ с конфигурацией 6/4 при вращении ротора от внешнего двигателя

Предварительная оценка влияния положения ротора на виброактивность электромагнитных сил может быть получена при принудительном вращении вала ВИМ от внешнего двигателя. В данном случае в качестве такого двигателя использовалась сочлененная с валом ВИМ машина постоянного тока, которая в рабочих режимах использовалась как нагрузочное устройство.

На рис. 7 приведена осциллограмма при возбуждении фазы частотой 960 Гц и вращении ротора с n = 333 об/мин. Из общего вида (рис. 7) следует, что амплитуда импульсов тока модулируется функцией обратной



Рис. 7. Осциллограмма тока фазы и виброускорения при возбуждении фазы частотой 960 Гц и вращении ротора со скоростью *n* = 333 об/мин

величины индуктивности фазы. В рассогласованном положении зубцов имеем максимальные значения амплитуда импульсов тока, а по мере увеличения степени перекрытия зубцов растет значение индуктивности и амплитуды импульсов тока уменьшаются. В форме сигнала виброускорения наблюдается более сложная картина. Минимальный уровень вибраций соответствует интервалу с максимальными импульсами тока, что вполне объяснимо, поскольку это интервал с минимальной индуктивностью фазы и ее незначительным изменением в функции поворота ротора. Следовательно, на этом интервале не возникает значительных электромагнитных сил. Затем начинается постепенное уменьшение амплитуды импульсов тока, что сопровождается сначала нарастанием, а затем некоторым уменьшением амплитуды вибраций. Первоначальное усиление вибраций связано с началом перекрытия зубцов, при котором появляются как радиальные, так и тангенциальные составляющие электромагнитных сил. Затем увеличение значения индуктивности приводит к уменьшению амплитуды импульсов тока, следовательно, и электромагнитных сил. К концу периода изменения сигналов, соответствующего полюсному делению ротора, уменьшается площадь перекрытия зубцов, индуктивность начинает уменьшаться, что вызывает нарастание амплитуд в сигнале виброускорения. Обратим внимание на то, что на этом интервале уровень вибраций превосходит их уровень на начальном этапе перекрытия зубцов. Этому могут способствовать два фактора. Во-первых, это участок генераторного режима работы ВИМ, где ЭДС вращения, увеличивающаяся по мере роста тока, направлена согласно с прикладываемым к фазе внешним напряжением, что способствует более резкому нарастанию тока и, следовательно, большему скачку производной тока в момент отключения фазы. Во-вторых, возможно усиление вибраций за счет резонансных явлений, связанных с совпадением фазы колебаний с фазой возмущающих импульсов.

Уменьшение примерно вдвое частоты вращения ротора при неизменной частоте возмущающих импульсов (рис. 8) не изменяет характера протекания описанных ранее процессов и частоту возбуждаемых колебаний.



Рис. 8. Осциллограмма тока фазы и виброускорения при возбуждении фазы частотой 960 Гц и вращении ротора со скоростью *n* = 158 об/мин

Увеличение частоты вращения ротора до величины 517 об/мин при неизменной частоте возмущающих импульсов 2,4 кГц (рис. 9) фактически сохраняет характер процессов предыдущего опыта. Уменьшается только амплитуда импульсов тока, а амплитуды вибрации становятся менее стабильными.

Заключение

Возбуждение колебаний виброускорения импульсами тока в фазе ВИМ за счет приложения прямоугольных импульсов напряжения при неподвижном роторе дает стабильную, постоянно воспроизводимую форму сигналов виброускорения, что облегчает их регистрацию и спектральный анализ. Плавное изменение периода повторения прямоугольных импульсов напряжения при питании ими фазы ВИМ в согласованном положении зубцов позволяет выявить основные частоты колебаний ВИМ под действием радиальных электромагнитных сил. График зависимости виброускорения а от частоты возмущающих импульсов тока f позволяет оценить качество подшипниковых узлов, неравномерности воздушного зазора между зубцовыми парами в разных положениях ротора. Такие проблемы имеются на примере ВИМ 8/6, так как обнаружено существенное возрастание уровня вибраций, как на высоких, так и на низких частотах. При подвижном роторе опять появятся эти колебания и не зависят от частоты вращения ротора. В общее изменение частоты



Рис. 9. Осциллограмма тока фазы и виброускорения при возбуждении фазы частотой 2380 Гц и вращении ротора со скотостью *n* = 517 об/мин

вращения ротора при неизменной частоте возмущающих импульсов фактически сохраняет характер вибрации. Таким образом, не рекомендуется на рабочем режиме подавать питание с такими частотами. Факторами, определяющими график a(t), являются частота повторения возмущающих импульсов, длительности импульсов тока и бестоковых пауз, напряжения, прикладываемые к фазе на этапах нарастания и спадания тока, угол поворота ротора и т. п.

Литература

- Способ управления вентильно-индукторным электродвигателем. Патент РФ 2241302, кл. Н02Р6/12/, Н02Р8/00 Бычков М. Г., Семенчук В. А., Опубл. 27.11.2004.
- Способ снижения шума реактивного индукторного двигателя. Пат. 2166228 РФ, Н02Р6/00, Н02Р8/00 Пахомин С. А., Сулейманов У. М., и др., Опубл. 27.04.2001, Бюл. № 4.
- 3. *Бычков М. Г.* Основы теории, управление и проектирование вентильно-индукторного электропривода: Дис.

на соискание ученой степени д-ра техн. наук. – М., 1999. – 354 с.

 Темирев А. П., Анисимов А. В., Нгуен Куанг Кхоа. Анализ и синтез электрогидравлической системы "вентильноиндукторный привод—центробежный насос" дизельэлектрической подводной лодки: Монография, ЮРГТУ (НПИ). – Новочеркасск: ЛИК, 2013 г. – 428 с.

Фам Ван Бьен, аспирант кафедры "Электромеханика и электрические аппараты", Южно-Российский государственный политехнический университет (Новочеркасский политехнический институт) им. М. И. Платова. e-mail: myloveu2006@mail.ru;

Щербаков Виктор Гаврилович, д. т. н., професор кафедры "Электромеханика и электрические аппараты", Южно-Российский государственный политехнический университет (Новочеркасский политехнический институт) им. М. И. Платова, e-mail:SVG3622@yandex.ru.

О. И. Овсянников

РАСЧЕТ И ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Ovsyannikov O. I.

Design and Study of DC-DC Converters Thermal Operation Modes

В статье рассмотрены вопросы проектирования и расчета теплового режима работы маломощного вторичного источника питания. На практическом примере понижающего DC-DC преобразователя проведены исследования температурных режимов работы всего устройства и его отдельных компонентов. Установлены допустимые и критические режимы работы ИП с точки зрения надежности, проведен анализ методов по улучшению температурного режима.

Ключевые слова: температурный режим, вторичный источник питания, преобразователь, надежность, мощность. The presented article considers the issues of design and study of the low-power secondary power source. The studies of thermal operation modes of the total unit and its separate components was performed on a practical example of the buck DC-DC converter. Acceptable and critical operation modes of the power source from the viewpoint of reliability were established, and analysis of methods for the thermal mode improvement was performed.

Keywords: thermal operation mode, DC-DC converter, power.

В связи с развитием информационных систем мониторинга, видеонаблюдения и т. д. встает задача организации (обеспечения) питания устройств таких систем. Одним из решений этой задачи является технология *Power over Ethernet* (*PoE*). Принцип действия *PoE* заключается в использовании *Ethernet* кабеля для питания и передачи информации одновременно. Существует несколько стандартов реализации технологии (ныне действующие IEEE 802.3af-2003 и IEEE 802.3at-2009) отличающихся пропускной способностью протокола, напряжениями питания, уровнями передаваемой мощности. Для снижения потерь на активном сопротивлении проводников кабеля используются уровни напряжения до 56 В.

Рассмотрим пример проектирования блока питания для устройства информационной системы визуального оповещения. Поскольку в системе применяется протокол Ethernet 10/100Base-T, который использует две витых пары из четырех, то две свободные будут задействованы по т. н. *passive PoE* технологии (табл. 1).

Требования к источнику питания устройства:

входное напряжение 24 В;

выходное напряжение 5 В;

-гальваническая развязка не требуется;

7	Габлица

Passive PoE Ethernet RJ-45			
1	Tx+		
2	Tx-		
3	Rx+		
4	V+		
5	V+		
6	Rx-		
7	V–		
8	V-		

- выходной ток продолжительный 1 А;
- выходной ток кратковременный (не более 1мин с интервалом 5 мин) 4 А;
- максимальная температура окружающей среды +35°C;
- малые габариты.

Проведем оценочный расчет тепловых потерь в случае применения классического линейного стабилизатора напряжения.

Режим постоянной нагрузки:

$$P_{\text{TEILIL}} = (U_{\text{BX}} - U_{\text{BAX}}) \cdot I_{\text{IIOTE}} = (24 \text{ B} - 5 \text{ B}) \cdot 1 \text{ A} = 19 \text{ BT}.$$

Режим кратковременной нагрузки:

 $P_{\text{тепл.}} = (24 \text{ B} - 5 \text{ B}) \cdot 4 \text{ A} = 76 \text{ BT}.$

Низкий КПД и большие тепловые потери делают бессмысленным применение подобного схемотехнического решения. В качестве альтернативы были рассмотрены импульсные преобразователи понижающего типа (*Buck converter*) и выбран контроллер AOZ1284PI [1]. Микросхема выполнена корпусе SO-8 с дополнительной теплоотводящей контактной площадкой, содержит схему управления, силовой ключ с допустимым током 4 А, встроенную защиту от перегрева и позволяет проектировать устройства с КПД преобразования до 95%.

Одним из наиболее важных факторов, влияющих на ресурс работы электронных компонентов, является температурный режим [2]. Для оценки тепловых потерь проведен упрощенный расчет на силовых элементах преобразователя в режиме постоянного и максимального выходных токов[3].

Потери в диоде VD1 (MBRS540):

$$P_{\text{диод}} = (1 - U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}) \cdot I_{\text{вых}} \cdot U_{\text{пр}}$$

где $U_{\rm np} = 0,45$ В — прямое падение напряжение на открытом диоде.



Рис. 1. Принципиальная схема блока питания

$$P_{\rm gp} = I_{\rm BMX}^2 \cdot R_{\rm gp} \cdot 1,1$$

где $R_{\rm np} = 0,019$ Ом активное сопротивление обмотки.

Потери на встроенном в контроллер силовом ключе на основе МДП-транзистора (*MOSFET*) делятся на два типа. Статические — возникают при открытом состоянии транзистора на активном сопротивление канала, а динамические — в момент коммутации, т. е. в моменты отпирания и запирания транзистора. Для расчета необходимы данные, которые зачастую не приводятся в документации на контроллеры с интегрированными силовыми ключами. Для грубой оценки тепловых потерь на микросхеме воспользуемся следующей методикой.

Согласно документации КПД преобразователя составляет ~87% при условиях $U_{\text{вх}}$ =24 В, $U_{\text{вых}}$ =5 В. Таким образом, общие тепловые потери определятся как:

$$P_{\rm ofill, lioteph} = P_{\rm BMX} / 0.87 - P_{\rm BMX}.$$

Мощность, рассеиваемая микросхемой в виде тепла, определится как:

$$P_{\rm MC} = P_{\rm obili.notepb} - P_{\rm диод} - P_{\rm Др}$$

Результаты расчетов тепловых потерь на силовых элементах при различном выходном токе приведены в табл. 2.

Поскольку в режиме номинальной выходной мощности суммарная мощность потерь не превышает 1 Вт, а режим максимальной выходной мощности носит циклический характер с ограничениями, в процессе проектирования конструкции было решено отказаться от использования дополнительных внешних радиаторов. Теплоотводящим элементов является печатная плата преобразователя, а охлаждение осуществляется по принципу естественной конвекции.

На рис. 2 представлена печатная плата устройства, элементы преобразователя выделены.

				Таблица 2
Выходной	Тепловые потери, Вт			
ток преобразо- вателя	AOZ1284PI	MBRS540	CDRH125NP-100MC	Общие
1 A	0,38	0,35	0,02	0,75
4 A	1,23	1,42	0,33	2,98

Плата 2-х сторонняя, изготовлена из стеклотекстолита марки FR4, толщина проводников 35 мкм. Все элементы схемы смонтированы на одной стороне для удешевления процесса серийного производства.

Высокая частота преобразования накладывает жесткие ограничения к расположению компонентов. При разработке топологии были учтены требования к длинам проводников цепей с большими токами частоты преобразования (1МГц). В связи с этим все силовые компоненты (DA4, L2, VD1) расположены на участке платы размером 2 × 2 см.

С точки зрения температурного режима это участок платы является наиболее "нагруженным". Для проверки правильности решения об отказе от внешних радиаторов и оценки температурного режима работы устройства проведены следующие эксперименты и исследования тепловизором FLUKE TI 125 в следующих режимах:

- 1) выходной ток 1 А, продолжительность работы 1 час.
- 2) выходной ток 4 А, продолжительность работы 1 мин.
- выходной ток 4 А, продолжительность работы 30 мин.

Результаты экспериментов приведены в табл. 3.

Согласно условиям ТЗ максимально допустимая температура окружающей среды +35°С. Учитывая разницу



Рис. 2. Топология печатной платы

			Таблица З	
•	Температура корпуса, °С			
эксперимент	AOZ1284	VD1	L2	
1	57,4	49	43	
2	85,4	78	59	
3	106,5	96	74	
Температура окружающей среды (t) 27 1°C				

 $t_{\text{макс}} - t_{\text{ср.эксп}} = 35 - 27, 1 = 7,9^{\circ}\text{C},$

можно предположить, что в наименее благоприятных условиях работы преобразователя температура DA4 не превысит 94°C.

Микросхема имеет внутреннюю защиту от перегрева кристалла с порогом срабатывания 145°С и гистерезисом 45°С. Во время эксперимента 3 (нештатный режим работы) срабатывания внутренней защиты не происходило, т. е. при температуре корпуса 106,5°С температура кристалла не превышала порогового значения. Следует учитывать, что работа полупроводниковых элементов в режимах повышенных температур отрицательно сказывается на ресурсе устройства. Дополнительный нагрев рядом расположенных электролитических конденсаторов снижает их гарантированный срок службы.

Экспериментальные данные подтверждают корректность оценочных расчетов теплового режима. В условиях продолжительной постоянной нагрузки 1 А температура исследуемых элементов с запасом не превышает допустимую производителем. В режиме кратковременной нагрузки 4 А значения температур не приближаются к критическим в течении 1 мин, времени когда печатная плата выступает в роли аккумулятора тепла и запасает тепловую энергию с последующей ее отдачей в окружающую среду.

При продолжительном времени работы в режиме максимальной мощности, температура контроллера приближается к критическим значениям так как тепловое сопротивление цепи кристалл—корпус—плата окружающая среда достаточно велико, а теплоемкость печатной платы и скорость отвода тепла недостаточны для исключения перегрева.

В рассмотренном примере ограничением максимальной продолжительной мощности преобразователя является конструкция. Все электрические параметры элементов способны обеспечить максимальные значения токов.

Существует несколько простых способов обеспечения необходимых температурных условий работы полупроводниковых элементов в режиме максимальной нагрузки:

- применение дополнительного радиатора,

- использование принудительной конвекции,

Как любое техническое решение, перечисленные методы имеют свои недостатки и компромиссы.

В первом случае следует отдельно учитывать стоимость проектирования и изготовления нестандартного элемента конструкции. Во втором - вентилятор сам является дополнительным элементом ненадежности и в случае своего отказа с высокой степенью вероятности послужит причиной выхода из строя преобразователя и как следствие устройства в целом. Выбор решения либо их комбинации определяется требованиями к условиям работы, надежности, стоимости разрабатываемого устройства.

Литература

- URL: http://aosmd.com/res/data_sheets/AOZ1284PI.pdf (дата обращения: 24.08.2017).
- Darvin Edwards, Hiep Nguyen. Semiconductor and IC Package Thermal Metrics. Application Report SPRA953C – December 2003–Revised April 2016 URL: http://www. ti.com/lit/an/spra953c/spra953c.pdf (дата обращения: 12.05.2018).
- Джордж Касторена, Дональд Шелле. Советы по проектированию понижающих преобразователей. – URL: https:// www.compel.ru/lib/ne/2007/8/7-sovetyi-po-proektirovaniyuponizhayushhih-preobrazovateley (дата обращения: 14.05.2018)

Овсянников Олег Игоревич, инженер НИО-307 кафедры "Технология приборостроения. Конструирование и технология производства средств информационно-вычислительной техники" Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499) 158-46-48.

Р. Х. Тукшаитов, Р. Р. Шириев

К УСТРАНЕНИЮ РАЗНОЧТЕНИЯ И НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ В ПРЕДСТАВЛЕНИИ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ СВЕТОДИОДНЫХ ОСВЕТИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

R. H. Tukshaitov, R. R. Shiriev

Рассмотрены требования к форме представления наименования термина "коэффициент мощности". Показано, что применяемая форма представления коэффициента мощности и приводимое его численное значение являются источниками разночтения. Последнее обусловлено тем, что значение коэффициента мощности не раскрывает определяющие его составляющие. Отмечено, что коэффициент гармонических искажений коэффициента мощности ниже нормативных значений определяется главным образом скважностью импульсного входного тока прибора.

Ключевые слова: коэффициент мощности, светодиодный осветительный прибор, коэффициент мощности искажения, соsф, коэффициент гармонических искажений, коэффициент нелинейных искажений.

В технической документации многих производителей светодиодных осветительных приборов продолжают допускаться ошибки в представлении целого ряда параметров, в силу чего они могут быть отнесены к типовым [1–4]. Одним из важных параметров, учитываемый при проектировании осветительных систем внутреннего и наружного освещения, является коэффициент мощности. Не менее важным он остается и для характеристики энергоэффективности многих электротехнических приборов и устройств (персональных компьютеров, телевизоров, электронных драйверов, тиристорных регуляторов напряжения и т. п.).

Между тем, данный параметр во многих публикациях и технических паспортах приводится в разном написании (табл. 1). Это ведет не только к его разночтению, но и к ошибочной интерпретации характера реактивности нагрузки и абсолютного значения коэффициента мощности. Так, при одной из форм представления наименования параметра его значение специалистами может быть частично отнесено к соsф, а при другой – полностью к соsф. Форму наименования

Таблица 1. Ошибочные [8–12] и требуемое наименования коэффициента мощности

Неправильное наименование параметра	Правильное наименование параметра
Коэффициент мощности (cos φ)	
Коэффициент мощности, (cos φ)	
Коэффициент мощности, cos φ	W 11
Коэффициент мощности – соя ф	Коэффициент мощности
PFC (cosφ)	
PFC, cosφ	

On discrepancy and uncertainty elimination in power factor representation of LED lighting devices

The authors consider requirements to the form of representation of the "power factor" term naming. The article demonstrates that the conventionally, used form of the power factor representation, and its quoted numerical value are the sources of discrepancies. The latter is stipulated by the fact that the power factor value does not disclose the components, determining it. It is noted total harmonic distortion of the power factor below the standard values is determined mainly by the relative pulse duration of the device input pulsed current.

Keywords: power factor, LED lighting device, power factor distortion, $\cos \varphi$, harmonic distortion factor, total harmonic distortion.

"коэффициент ($\cos \varphi$)" использовали в технической документации для пояснения того, что $\cos \varphi$ и есть коэффициент мощности. В действительности $\cos \varphi$ является лишь показателем значения, который в определенной степени определяет коэффициент мощности. Такая интерпретация $\cos \varphi$ приводится лишь в единичных работах [5–7].

Практически большинство светотехников, электротехников и энергетиков приводимые значения коэффициента мощности относят только к соs φ, что недопустимо и по той причине, что электрические нагрузки или, так называемые, токоприемники могут имеют самый разный характер, а именно, как активно-реактивно-линейный, так и активно-реактивнонелинейный.

При этом возможно многообразие вариантов электрической схемы нагрузки с преобладанием как реактивного, так нелинейного характера. Поэтому принятая форма представления наименования коэффициента мощности является скорее ошибочной, чем некорректной.

Для устранения неопределенности в интерпретации коэффициента мощности нагрузки и избегания изначальной ошибки в его представлении, все нагрузки следует рассматривать как активно-реактивно-нелинейные с последующим приведением их эквивалентных электрических схем к более простому виду путем пренебрежения малыми значениями их компонентов. Тогда написание единственно пригодного наименования должно быть в виде "коэффициент мощности".

В качестве простейшего пассивного корректора мощности иногда применяют дроссель, обозна-

чаемый аббревиатурой в виде *PFC* (*Power Factor Correction*). Такой корректор мощности применяют для ослабления эмиссии высших гармоник входного тока в электросеть, а не для сдвига фазы входного тока. Кроме того, при подключении дросселя уровень коррекции коэффициента мощности определяется не им самим, а результирующей схемой нагрузки. Поэтому сочетать *PFC* и $\cos \varphi$ в его наименовании представляется неприемлемым.

Применяемые разновидности формы написания наименования коэффициента мощности нагрузки очевидно в немалой степени исходят и из содержания приказа Минпромэнерго России № 49 от 22.02.2007 [13]. В нем коэффициент мощности для самых разных нагрузок в низковольтных электросетях (до 380 В) представлен только предельно допустимыми значениями tg φ, равном 0,35 и соs φ, равном 0,94, что соответствует максимально допустимому сдвигу фазы входного тока, равном 20°.

Не только форма написания наименования коэффициента мощности (λ), но и его значение несет неопределенность в отношении характера нагрузки. Как достаточно высокие его значения, так и небольшие –меньше требуемых значений ГОСТ Р 55705-2013 [14], не позволяют по абсолютному значению коэффициента мощности определить преобладающую в нем составляющую – это значение соз φ или коэффициент мощности искажения (ε). Приводимые в табл. 2 значения коэффициента мощности (λ), не позволяют усмотреть, что при его нормативном значении, равном 0,70 и 0,85 коэффициент гармонических искажений у светодиодных ламп (СДЛ) превышает 100–150%.

Таблица 2. Н	ормативные знач	чения коэффициента
ощности свето	одиодных ламп п	о Г ОСТ Р 55705-2013

Мощность, Вт	до 8	с 8 до 20	более 20
Коэффициент мощности, более	0,70	0,85	0,90

Коэффициент гармонических искажений и коэффициент нелинейных искажений в англоязычной технической литературе обозначаются одной аббревиатурой *THD* (*Total Harmonic Distortion*), но с поясняющими подиндексами. При использовании этой аббревиатуры в отечественной литературе подиндекс не приводится, что является еще одним источником разночтения. Для того, чтобы однозначно и оперативно различать коэффициент гармонических искажений от коэффициента нелинейных искажений предлагается в подиндексе аббревиатуры дополнительно пояснять, что он вычислен относительно первой гармоники спектра входного тока, представляя его в виде *THDi*₁.

Кратко напомним порядок определения λ, ε и *THD* и связь между ними. Коэффициент мощности первоначально целесообразно представлять в следующем обобщенном виде [15–18]:

$$\lambda = \varepsilon \cdot \cos \phi. \tag{1}$$

Из (1) следует, что коэффициент мощности искажения

$$\varepsilon = \frac{\lambda}{\cos\varphi}.$$
 (2)

Практическое применение коэффициента є ограничено тем, что при значениях эмиссии высших гармоник в пределах допустимых по нормативным документам значений и за его верхним пределом, кратность его изменения не превышает двух, в то же время коэффициент гармонических искажений при этом изменяется в десятки и сотни раз (от 3-5% до 200-250%), верхнее значения которого в несколько раз превосходит предельное значение коэффициента нелинейных искажений. Коэффициент гармонических искажений и коэффициент нелинейных искажений имеют достаточно близкие значения при фазовом сдвиге тока до 30%. Далее коэффициент нелинейных искажений постепенно приближается к своему предельному значению, равному 100%, в то время как коэффициент гармонических искажений в силу снижения доли первой гармоники в спектре тока только продолжает расти. Поэтому коэффициент гармонических искажений является более чувствительным параметром для характеристики спектра импульсного тока большой скважности. Очевидно, по этой причине практическая зарубежная электротехника пользуется коэффициентом $THDi_1$. Измерив $\cos \varphi$ и λ , можно легко вычислить коэффициента гармонических искажений в процентах по формуле [18]:

$$THDi_{1} = 100 \cdot \sqrt{\left(\frac{\cos\varphi}{\lambda}\right)^{2} - 1} \%.$$
(3)

Для тех нагрузок, у которых $\cos \phi$ близок к единице вычисления выражение *THDi*₁ дополнительно упрощается.

Для устранения неопределенности в интерпретации значения коэффициента мощности и ошибочного приписывания нагрузке только реактивный характер, следует в технической документации светодиодных осветительных приборов (СОП) наряду с его значением приводить значение коэффициента гармонических искажений входного тока (*THDi*₁). Такое требование к коэффициенту мощности было представлено в одном из первых вариантов IEC 61000-3-2 [19]. К сожалению, это требование уже в последующих изданиях данного документа по неизвестным причинам отсутствует. Необходимая форма характеристики коэффициента мощности осветительных приборов встречается в зарубежных каталогах [20] и паспортах радиоприемных устройств [21].

Для измерения составляющих коэффициента мощности использовали измеритель качества электроэнергии TS-836A и JANINZA 96, первый предназначен для измерения λ , а второй — соs φ . Два других показателя — коэффициент мощности искажения (ε) и коэффициент гармонических искажений (*THDi*₁) вычисляли по формулам (2) и (3). Для иллюстрации существующих соотношений между ε , соs φ и *THDi*₁ были проведены измерения составляющих коэффициента мощности у 5 светодиодных светильников (СДС) большой мощности и 11 светодиодных ламп (СДЛ) разных фирм, результаты которых представлены в табл. 3.

Как следует из табл. 3, значения коэффициента мощности у светодиодных светильников достаточно высокие и находится в пределах 0,95-0,98. Это достигается благодаря возможности размещения и применения в них корректора мощности. Даже при таких малых его значениях коэффициент мощности искажения соизмерим с соя ф. У отдельных экземпляров СДС роль коэффициента мощности искажения в формировании коэффициента мощности даже выше, чем значения соѕф.

У светодиодных ламп значения коэффициента мощности значительно меньше требуемых норм (табл. 3), находятся в большинстве случаев в пределах 0,45-0,66 и определяется по существу только коэффициентом мощности искажения, поскольку соѕф близок к единице. При этом повышение полной мощности нагрузки происходит за счет большой скважности входного тока, обусловленного малым углом его отсечки, а не нелинейностью вольтамперной характеристики светодиодов и выпрямительных диодов СОП.

Таким образом, независимо от значения коэффициента мощности он определяется в большинстве случаев как соѕф, так и коэффициентом гармонических искажений. Поэтому наименование этого параметра следует в технической документации приводить только в виде "коэффициент мощности" с указанием его значения и коэффициента *THDi*₁.

Следует остановиться еще на одной неопределенности в отображении коэффициента мощности. Так, в нормативных документах выработано ограничение к коэффициенту мощности без учета реального степени сопряжения реактивности тока нагрузок с реактивностью системы энергоснабжения на разных участках до точки ее присоединения. Этот вопрос ранее несколько поднимался в работах [23-25]. Очевидно в нормативных документах требования к коэффициенту мощности должны приводиться и с учетом характера реактивности общей нагрузки, подсоединяемой к энергосистеме.

Большинство основных нагрузок электросети обладают индуктивным характером. Поэтому дополнительное подключение к электросети нагрузок с индуктивным характером, например газоразрядных источников света с электромагнитными пускорегулирующими устройствами, вызывает дальнейшее повышение потребляемого тока, что ведет к потерям электроэнергии в электросетях и соответственно к снижению ее перетекания.

Подключение емкостного характера нагрузок, например, СОП, не содержащих драйверы [18, 26], будет, наоборот, способствовать перетекпнию электроэнергии, также как и специальное применение конденсаторных установок [26]. Отсюда следует, что при нормирование коэффициента мощности приборов

	1 .		P . P .	<i>r</i> . <i>r</i> .		
Тип нагрузки	Модель прибора	<i>Р</i> _{заяв} , Вт	λ	з	cosφ	THDi ₁ ,%
	СП-02 ІР54	35	0,98	0,99	0,99	10
	ДПП 17-137-50	142	0,97	0,99	0,98	45
	ДСП 08-125-50	130	0,95	0,98	0,97	64
сдс	ДСП 07-70-50	60	0,95	0,99	0,96	44
	CCB -37-4000	32	0,95	0,97	0,98	79
	СП-13/96-80	80	0,95	0,96	0,99	91
	Wolta (шар)	18	0,58	0,86	0,99	61
	ASD	11	0,53	0,57	0,99	159
сдл	Geniled	10	0,53	0,63	0,84	122
	Compak	20	0,57	0,66	0,87	112
	ЭРА	13	0,73	0,76	0,96	82
	Sylvanu	12	0,46	0,49	0,93	175
	Jazzway	10	0,45	0,45	0,99	197
	Philips	10	0,64	0,69	0,92	105
	Gauss	5	0,55	0,55	1,00	150
	Онлайт	10	0,61	0,65	0,94	118
	Estaris	5,5	0,57	0,60	0,94	132
	Компьютер Genius	90	0,63	0,63	1,0	120
Приборы*	Источник питания Б5-48	75	0,63	0,63	1,0	120
	Телевизор Sony	60	0,43	0,44	0,97	200
	Бездрайверная лампа SY-A-K-164	8,0	0,27	0,96	0,28	30
	Бездрайверный светильник на базе Downlight	13	0,19	0,86	0,22	39
10111110 201110		TH [22]				

Таблица З. Значения электрических параметров ряда применяемых нагрузок

и оборудования необходимо учитывать и характер реактивности нагрузки до точки их присоединения к электросети. Это может способствовать дальнейшему энергосбережению.

Для устранения отмеченного недостатка целесообразно в техническом паспорте в наименовании коэффициента мощности дополнительно указывать характер реактивности каждой нагрузки, представляя его с дополнительным подиндексом в виде λ_{ind} или λ_{cope} . Определенное достоинство СОП, не содержащих драйверы, состоит в том, что они вызывают меньшее искажение входного тока, чем импульсные драйверы без корректора мощности. Применяя СОП, не содержащих драйверы, как следует из табл. 3 и [18, 27], удается повысить значение є с 0,45–0,55 до 0,86–0,96 (табл. 3).

Выводы

1. Для устранения разночтения и неопределенности в оценке коэффициента мощности целесообразно его наименование приводить только в виде "коэффициент мощности".

2. Для устранения неопределенности в значении коэффициента мощности следует в паспорте нагрузок наряду с его значением указывать значение коэффициента гармонических искажений.

3. Для оптимального сопряжения нагрузки с электросетью и дальнейшего повышения ее энергоэффективности целесообразно принятое буквенное обозначение коэффициета мощности приводить с соответствующим подиндексом для отражения характера реактивности каждой нагрузки.

Литература

- 1. Петрушенко Ю. Я., Тукшаитов Р. Х. Типовые ошибки представления технических характеристик светодиодных светильников в каталогах. Современная светотехника. 2011, № 3. С. 76.
- Тукшаитов Р. Х., Нигматуллин Р. М. К устранению разночтения при анализе диаграмм силы света светодиодных осветительных приборов. Энергетика Татарстана. 2016, 2. С. 72–75.
- 3. Тукшаитов Р. Х. О типовых ошибках, тиражируемых в технических характеристиках светодиодных светильников ведущих фирм страны. В сборнике: Приборостроение и автоматизированный привод в топливно-энергетическом комплексе и жилищно-коммунальном хозяйстве. Материалы IV Национальной научно-практической конференции. Ч. 1. 2018. С. 500–504.
- Тукшаитов Р. Х. Системный анализ типовых ошибок, допускаемых в каталогах светодиодных осветительных приборов. Первая типовая ошибка – Полупроводниковая светотехника, 2019, № 1. С.17–19.
- ГОСТ 2933-83. Аппараты электрические низковольтные методы испытаний. – М.: Стандартинформ, 26 с.
- Иванов И. И., Соловьев Г. И., Равдоник В. С. Электротехника: Учебник. 3-е изд., стер. – СПб.: изд. "Лань", 2005. 496 с.

- Прянишников В. А. Теоретические основы электротехники. Курс лекций. Изд. 6-е. СПб.: КОРОНА принт. 2009. 368 с.
- ГОСТ 183-74. Машины электрические вращающиеся. Общие технические требования. – М.: Изд. стандартов, 1993. 42 с.
- 9. Каталог продукции фирмы "ТД "ФЕРЕКС", 2018. 126 с.
- Каталог светотехнической продукции фирмы EFLIGHT. 82 с.
- 11. Светодиодные лампы высокой мощности Uniel. Полупроводниковая светотехника, 2018. № 6. С. 25.
- 12. *Геворкян М.* РFС-дроссели EPCOS для ограничения гармоник тока бытовой электроники. Компоненты и технологии, 2002, № 4. С. 66–69.
- 13. 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.
- ГОСТ Р 55705-2013. Приборы осветительные со светодиодными источниками света. Общие технические условия. Издание официальное. – М.: Стандартинформ, 2014. 8 с.
- Verderber R. R., Morse O. C., Alling G. R. Harmonics From Compact Fluorescent lamps. – IEEE Transactions on Industry Applications. – 1994, V. 29, No 3, P. 670–674.
- Мазумдар С., Мандал Р. С., Мухерджи А., Сур А. К. Коэффициент мощности и гармонический анализ компактных люминесцентных ламп со встроенными ПРА. – Светотехника, 2010, № 1, С. 32–37.
- Тукшаитов Р. Х., Абдуллазянов Э. Ю., Нигматуллин Р. М., Айхайти Исыхакэфу. О коэффициенте мощности светодиодных ламп в связи (с требованиями ГОСТ Р 55705-2013). – Светотехника. 2018, № 1, С. 49–51.
- Айхайти Исыхакэфу. Метод комплексного контроля качества светодиодных осветительных приборов на основе исследования их характеристик. – Автореферат дисс. на соис. уч. степ. канд. технич. наук. Казань: КГЭУ, 2018. 16 с.
- 19. IEC 61000-3-2. Elecromagnetic comhatibility (EMC). 62 p.
- 20. Каталог LEDES TERMEKEK фирмы HOFEKA. 2015. 47 p.
- 21. Мини спикер радио WSTER WS-239.
- 22. Тукшаитов Р. Х., Шириев Р. Р. Определение уровня нелинейных искажений входного тока разных типов нагрузок на основе измерения коэффициента мощности и его сомножителя соѕφ. – Практическая силовая электроника. 2018, № 4(72), С. 30–36.
- 23. Тукшаитов Р. Х. Методологические аспекты формирования в ГОСТ требований к коэффициенту мощности светодиодных светильников и его структуре. – XII Всеросс. науч.-техн. конф. с Междун. участием "Проблемы и перспективы развития отечественной светотехники и электротехники". Саранск: МГУ им Н. П. Огарева, 2015. С. 64-66.
- 24. Тукшаитов Р. Х., Абдуллазянов Э. Ю., Курмаев И. Х., Нигматуллин Р. М. Доработка ГОСТ Р 55705-2013 - путь к

новым энергосберегающим возможностям светодиодных осветительных систем. – XV Международный симпозиум "Энегоресурсоэффективность и энергосбережение", Казань, 2015, С. 200–203.

- 25. Тукшаитов Р. Х. О принципиальной необходимости доработки требований к коэффициенту мощности в ГОСТ Р55705-2013 и IEC 61000-3-2. В сборнике: Проблемы и перспективы развития отечественной светотехники, Электроники и энергетики, материалы XIII Всероссийской научно-технической конференции с международным участием (Саранск, 15–16 марта 2017 г.) в рамках IV Всероссийского светотехнического форума с международным участием. – Саранск, 2017, С. 395–400.
- 26. Немного теории. Реактивная мощность и конденсаторные установки. http:// slavenergo.ru/reaktivnayamoschnost.

 Тукшаитов Р. Х., Константинов А. Н., Шириев Р. Р., Маркин Ю. С., Айхайти Исыхакэфу. Светильник светодиодный промышленный. Заявл.26.11.2012. Опубл. 20.04.2013.

Тукшаитов Рафаил Хасьянович, д. б. н., профессор, профессор кафедры "Промышленная электроника и светотехника" Казанского государственного энергетического университета, академик РАЕ, тел. 8(987) 184-03-15; e-mail: trh_08@mail.ru;

Шириев Равиль Рафисович, к. т. н., доцент кафедры "Промышленная электроника и светотехника" Казанского государственного энергетического университета, тел.: +7 (960) 038-12-26, e-mail: shrr@list.ru.

Д. В. Сухов, Д. А. Шевцов, Д. М. Шишов

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ РЕГУЛЯТОРОВ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ МЕХАНИЗАЦИИ КРЫЛА

Sukhov D. V., Shevtsov D. A., Shishov D. M.

В статье рассмотрены способы решения некоторых проблем, которые встают перед разработчиками регуляторов электродвигателей переменного тока, входящих в состав проводов механизации крыла ЛА. В частности, проблемы питания регулятора от нескольких бортовых источников электроэнергии и построения системы токовой зашиты.

Ключевые слова: электропривод, механизация крыла ЛА, закрылок, регулятор электродвигателя, токовая защита.

Several issues of developing electric motors' regulators in electric drives of wing-flap systems

The article tackles the certain problems solution which a designer faces while developing AC electric motor drives as a part of a wing-flap system. The problems of regulator powering from several onboard power sources, and current protection designing are considered in particular.

Key words: electric drive, wing-flap system, flap, driver of electric motor, current protection.

Процессы, ведущие к повышению доли электроприводов на борту ЛА идут во всем мире [1][2]. Это связано с целым рядом причин. По сравнению с традиционным гидроприводом, современный электропривод обладает более высоким КПД, большей глубиной регулирования, а также гораздо удобнее в применении. Задача создания надежных и эффективных авиационных электроприводов на сегодняшний день более чем актуальна.

МАИ НИУ совместно с ООО "РЭСТАР" завершили этап опытно-конструкторской работы по созданию вентильного электропривода мощностью 5,5 кВт для управления положением закрылка самолета (рис. 1). В состав электропривода входят:

 – синхронный двигатель с постоянными магнитами на роторе типа *NdFeB* и датчиками положения ротора (ДПР);
 – стояночный электромагнитный тормоз;

 – электронный блок управления (регулятор электродвигателя или сокращенно РЭД).

Узел ДПР сконструирован на базе дискретных датчиков Холла и оснащен собственной магнитной системой. Конструктивно он объединен с электродвигателем.

Этап завершился внутренними испытаниями макетного образца, которые подтвердили основные требования ТЗ на данное изделие. Характеристики устройства, полученные в ходе испытаний, представлены в табл. 1.

В статье описан ряд технических проблем, связанных с разработкой электронного блока управления электродвигателем (регулятора электродвигателя). Эти сложности встают



Рис. 1. Макетный образец вентильного электропривода закрылков ЛА (фото)

перед разработчиком независимо от типа применяемого электродвигателя. Это подчеркивает актуальность представленной информации.

Обеспечение работы привода от двух источников питания

На данный момент на большинстве отечественных самолетов применяются две сети электроснабжения: переменного тока напряжением 115 В частотой 400 Гц, а также постоянного тока напряжением 27 В. Считается, что для обеспечения максимальной надежности системы управления ЛА, необходимо иметь возможность при отказе основной сети (переменного тока) питать привод от сети постоянного тока, чтобы иметь возможность управлять положением рабочих органов, пусть и с меньшей скоростью. Небольшая мощность сети 27 В определяет ограничение по потребляемому приводом току. Таким образом, регулятор ЭД, должен обеспечивать

Таблица 1. Характеристики макетного образца
вентильного электропривода закрылков ЛА

Параметр	Значение
Номинальная мощность на валу	5,5 кВт
Номинальный момент	5,5 Н • м
Пусковой момент	8,6 Н • м
Номинальная частота вращения	10 000 мин-1
Частота вращения холостого хода	12 000 мин-1
Диапазон регулирования частоты вращения	0 Ω _{max}
Напряжение питания	3 фазы 115 В 400 Гц
Возможность работы от сети постоянного тока напряжением 27В при пониженных оборотах	есть
КПД привода в номинальном режиме	86%
Режим динамического торможения	есть
Режим коммутации обмоток фаз	120 градусов
Режим работы	повторно-кратковременный
Момент удержания стояночного тормоза	10 Н • м
Масса электродвигателя с тормозом	5,7 кг
Масса регулятора	3,2 кг
Масса стояночного тормоза	1,5 кг

работу двигателя от двух различных по роду тока и уровню напряжения сетей, а также ограничивать потребляемый ток при питании от сети постоянного тока напряжением 27 В на более низком уровне, чем при питании от сети 115 В, 400 Гц.

Традиционно, РЭД имеет в своей структуре фильтрнакопитель энергии, представляющий собой батарею конденсаторов, пусковой ток заряда которых необходимо ограничивать. Технических решений, способных решить эту задачу существует несколько [2], однако наиболее распространенное для рассматриваемого уровня мощности показано на рис. 2.

При подаче питания на регулятор зарядный ток конденсаторов ограничивается резистором R, который через время $\Delta t \ge 5 RC$ шунтируется силовым транзистором VT, имеющим малое сопротивление в открытом состоянии.

Однако в случае аварийного прекращения подачи электропитания по сети 115 В (привод при этом продолжит работать от сети 27 В) и ее восстановления через неопределенное время вновь возникнет необходимость ограничения зарядного тока конденсаторов фильтра. Решить эту проблему можно, введя в систему датчик входного напряжения (ДВН), и соответствующим образом обрабатывая информацию с него (рис. 3).

ДВН регистрирует появление на входе регулятора напряжения 115 В 400 Гц и передает информацию об этом в схему управления транзистором VT. Транзистор выключается на некоторое время, а затем снова включается. При этом на то же время выключаются все транзисторы инвертора для обеспечения заряда емкости фильтра. Диоды VD1 и VD2 служат для блокировки сети 27В при наличии на входе регулятора напряжения 115 В 400 Гц.

Однако ДВН и схема его обработки имеют некоторое запаздывание. Это приводит к тому, что ток заряда емкостей фильтра при появлении 115 В 400 Гц успевает дорасти до некоторого значения, и лишь после этого запирается зарядный транзистор и ток ограничивается. Поэтому основное требование к схемотехническому и конструктивному решению для данного узла — максимальное быстродействие.

Информация с датчика входного напряжения также подается на узел ограничения тока двигателя. Этот узел меняет уровень уставки для схемы ограничения фазных токов в зависимости от наличия на входе регулятора напряжения 115 В 400 Гц или 27 В. Таким образом осуществляется ограничение мощности, потребляемой из сети постоянного тока напряжением 27 В.

Многоуровневая токовая защита

Во время переходных режимов работы вентильного привода необходимо ограничивать токи фаз электродвигателя. В разработанном электроприводе ограничение фазных токов реализовано на базе релейного алгоритма по принципу "токового коридора". Этот подход прост в реализации и



Рис. 2. Схема ограничения зарядного тока конденсатора: НВ – неуправляемый выпрямитель; ИНВ – инвертор напряжения; ЭД – электродвигатель



Рис. 3. Схема ограничения зарядного тока конденсатора с датчиком входного напряжения: ДВН – датчик входного напряжения; СУ – схема управления

надежен, однако имеет один недостаток: частота коммутации силовых ключей при токоограничении зависит от параметров фазы, таких как сопротивление, индуктивность, противо-ЭДС и напряжение питания. Кроме того, частота может сильно варьироваться в зависимости от способа управления ключами инвертора. Рассмотрим два варианта.

В первом случае (рис. 46) при срабатывании защиты запираются все транзисторы инвертора. Индуктивность разряжается на источник питания и противо-ЭДС, включенные последовательно.

Во втором случае (рис. 4*в*) запирается только один транзистор из двух открытых в данный момент. При этом контур, по которому замыкается ток индуктивности, включает в себя обратный диод, открытый транзистор и противо-ЭДС. Скорость спада тока в первом случае минимум в 2 раза больше, чем во втором. Это означает, что токовая защита будет срабатывать чаще, что напрямую отражается на динамических потерях в транзисторах инвертора. В этой связи при релейном ограничении тока фаз необходимо обеспечить запирание только верхних, либо только нижних транзисторов стоек для снижения динамических потерь.

В разработанном электроприводе реализован режим динамического торможения. Этот режим может вызвать перенапряжение на транзисторах инвертора. Для защиты инвертора от аварии применено хорошо известное решение. Параллельно инвертору включена цепь, состоящая из последовательно соединенных резистора и силового транзистора. Перенапряжение регистрируется с помощью датчика напряжения и по информации от него осуществляется управление транзистором. При динамическом торможении ток в контурах, показанных на рис. 4б и в может не спадать, а нарастать. В связи с этим есть необходимость защитить по току каждый силовой ключ инвертора. Для этого было принято решение отключать верхние и нижние транзисторы при разном токе. Таким образом обеспечивается двухуровневая защита по току при питании инвертора от сети 115 В, 400 Гц переменного тока.

Уровень токоограничения в режиме динамического торможения может быть (а в некоторых случаях должен быть) гораздо меньше, чем при пуске. Это связано с необходимостью ограничения тормозного момента для предотвращения ударных нагрузок на двигатель и связанного с этим механического разрушения деталей конструкции. Значение тока при этом может быть существенно меньше среднего рабочего тока. В разработанном приводе уровень токоограничения для тормозного режима такой же, как и рабочий ток при питании от сети 27В постоянного тока, что упрощает схемотехнику. Необходимо отметить тот факт, что при торможении ток течет по всем трем фазам (открыты три нижних или три верхних ключа инвертора), поэтому ток будет ограничиваться



а







в

на заданном уровне только в двух фазах из трех. В третьей фазе ток будет равен удвоенному значению уставки. Это необходимо учитывать при выборе элементной базы.

Альтернативой релейному методу токоограничения является метод ШИМ. При этом частота коммутации ключей является величиной, жестко заданной разработчиком и не может неконтролируемо возрастать, например, в случае низкой индуктивности нагрузки. Однако при ШИМограничении возможны большие провалы токов фаз вплоть до режима разрывных токов.

Дребезг при отключении автомата защиты

Любой потребитель электроэнергии на борту ЛА подключается к системе питания с помощью автомата защиты. Эти устройства могут быть различных типов и конструкций. Широко распространены электромеханические приборы, отключение которых происходит вследствие деформирования биметаллической пластины, которая нагревается протекающим по ней током. В ходе экспериментов был обнаружен интересный и достаточно опасный эффект дребезга контактов защитного автомата при отключении. Этот эффект проявляется, когда потребляемый ток находится на границе срабатывания. Контакты автомата при этом размыкаются не резко, а с дребезгом. Это означает, что на инвертор поступает сильно пульсирующее по величине напряжение. Во время провалов конденсаторы фильтра успевают разрядиться и в следующий момент, когда контакты автомата защиты опять замыкаются, следует бросок тока, который может вывести из строя диоды выпрямителя и транзистор зарядного узла. Естественно, данная ситуация говорит прежде всего о неправильно подобранной защитной аппаратуре. В результате этого защитное устройство срабатывает как при аварии в регуляторе, однако в данном случае причина и следствие меняются местами: причиной сгоревших элементов регулятора является ложное срабатывание автомата защиты, сопровождаемое дребезгом его контактов. Поэтому защитное устройство является источником аварии регулятора.

Заключение

Несмотря на то, что электропривод давно применяется в различных сферах науки и техники, использование его в авиации до сих пор достаточно ограниченно. Однако существующие тенденции перехода к более электрифицированным летательным аппаратам говорят о необходимости разработки современных электроприводов, которые могут заменить существующие гидравлические агрегаты. На пути решения этой задачи встают системные вопросы, связанные с особенностями применения электрических машин на борту ЛА. Ответы на эти вопросы далеко не всегда очевидны и требуют вдумчивого профессионального подхода для их нахождения.

Литература

- Proceedings of the 8th International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components. Institute Nationale des Sciences Appliquees de Toulouse. ISBN 978-2-87649-067-3.
- Стеблинкин А. И. Работы по электрификации систем рулевых приводов самолетов в рамках международного проекта RESEARCH. Сборник Электрификация летательных аппаратов Труды Научно-технической конференции, посвященной 125-летию со дня рождения академика В. С. Кулебакина. 2016. С. 51–54.
- 3. *Новиков П., Гриднев Н*. Плавный заряд емкости: что выбрать? — Силовая электроника. 2012. Т. 2. № 35. С. 30–32.

Сухов Дмитрий Викторович, старший преподаватель кафедры "Электроэнергетические, электромеханические и биотехническиесистемы" МАИ, тел. +7(499)158-41-95;

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор кафедры "Микроэлектронные электросистемы" МАИ, тел.: +7(499)158-45-59;

Шишов Дмитрий Михайлович, к. т. н., доцент кафедры Электроэнергетические, электромеханические и биотехническиесистемы" МАИ, тел. :+7(916)386-21-16, e-mail: tixi-2@ mail.ru.

Н. Н. Цыбов

МЕТОДЫ КОМПЕНСАЦИИ ВНУТРЕННЕГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ПРЕЦИЗИОННЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

N. N. Tsybov

В соответствии с современной тенденцией увеличения функциональности и точности характеристик промышленно выпускаемых микросхем повышаются и требования к стабильности систем электропитания. Традиционно построение систем электропитания повышенной точности основано на применении цепей с отрицательной обратной связью. В статье предложен метод увеличения стабильности системы электропитания за счет совместного применения цепей с отрицательной и положительной обратной связью. В качестве реализации такого технического решения предложена реализация импульсной системы электропитания с компенсацией выходного сопротивления на базе совместного применения цепей с отрицательной связью по напряжению и положительной обратной связью по току.

Ключевые слова: прецизионный, выходное сопротивление, импульсная система электропитания, импульсное регулирование.

Созданию систем стабилизированного электропитания уделяется особое внимание, поскольку от качества питающего напряжения зависят основные качественные показатели проектируемого электронного устройства. Постоянно растущие требования к производительности, быстродействию и точности современных электронных приборов предполагают создание усовершенствованных стабилизированных систем электропитания. В соответствии с современной тенденцией увеличения функциональности и точности характеристик промышленно выпускаемых микросхем повышаются и требования к стабильности систем электропитания. Проектирование любого электроприбора предполагает наличие источника питания, как правило, вторичного источника питания (ВИП), преобразующего энергию первичной сети в необходимые конкретному электронному устройству величины напряжений и токов. Наиболее актуальными задачами, стоящими перед разработчиками систем электропитания для современных программно-аппаратных средств, являются задачи уменьшения массо-габаритных показателей при высокой стабильности выходных параметров. Задачи миниатюризации модулей питания и повышение стабильности выходных параметров при проектировании конкретного электронного устройства являются наиболее трудно выполнимыми. Особенно сложная проблема - это обеспечение стабильности выходных параметров для мощных стабилизаторов напряжения при больших токах нагрузки. Прецизионные стабилизаторы напряжения необходимы, в первую Internal resistance compensation methods while precision electric power sources design

In accordance with the current trend of commercial microchips characteristics' functionality and accuracy increasing, the requirements for the stability of power supply systems are being increased as well. Traditionally, the high precision electric power systems developing was based on employing negative feedback circuits. The article suggests the technique for the electric power system stability increasing by common use of both negative and positive feedback circuits. As an example of such technical solution realization, the article presents realization of a switched mode power system with output resistance compensation based on common use of voltage negative feedback circuit and current positive feedback circuits.

Keywords: precision, output impedance, impulse system of power supply, impulse regulation.

очередь, разработчикам программно-аппаратных средств при научно-исследовательских работах.

Цель настоящей работы — разработка высокоточных импульсных стабилизаторов напряжения и улучшение их точностных показателей на основе совместного использования цепей с положительной (ПОС) и отрицательной обратной связью (ООС).

Коэффициент нестабильности от всех дестабилизирующих факторов промышленно-выпускаемых стабилизаторов постоянного напряжения, как правило, составляет 1-2,5%. Такой точности вполне достаточно для обеспечения электропитанием основной массы электронных приборов. Но для ряда устройств необходимы системы электропитания повышенной стабильности с коэффициентом нестабильности от всех дестабилизирующих факторов менее 0,1%, а в некоторых случаях – менее 0,01%.

Параметры модулей стабилизированного питания оценивают по следующим характеристикам: $K_{\text{стаб}}$ – коэффициент стабилизации выходного напряжения; $K_{\text{нес.}U}$ – коэффициент нестабильности по напряжению; $K_{\text{нес.}T}$ – коэффициент нестабильности по току; $K_{\text{нес.}T}$ – коэффициент нестабильности по температуре; $R_{\text{вых}}$ – выходное сопротивление.

Вышеперечисленные параметры определяются выражениями (1)–(5):

$$K_{\rm cra6} = \frac{\Delta U_{\rm BX} / U_{\rm BX HOM}}{\Delta U_{\rm BMX} / U_{\rm BMX HOM}} = \frac{\Delta U_{\rm BX} \cdot U_{\rm BMX HOM}}{\Delta U_{\rm BMX} \cdot U_{\rm BMAM}};$$
(1)

$$K_{\text{Hec}U} = \frac{\Delta U_{\text{BMX}}}{U_{\text{BMX HOM}}};$$
(2)

$$K_{\text{Hec}I} = \frac{\Delta U_{\text{BMX}}}{U_{\text{BMX}\Delta I}};$$
(3)

$$K_{_{\rm HeCT^{\circ}}} = \frac{\Delta U_{_{\rm BMX}}}{\Delta T^{\circ}}; \tag{4}$$

$$R_{\rm BMX} = \frac{\Delta U_{\rm H}}{\Delta I_{\rm H}},\tag{5}$$

где $\Delta U_{\rm вx}$ – входное изменение напряжения;

 $\Delta U_{\rm вх \ ном}$ – номинальное входное напряжения;

 $\Delta U_{\text{вых}}$ – отклонение выходного напряжения;

- $\Delta U_{\text{вых ном}}$ выходное напряжение при неизменном токе нагрузки;
- $\Delta U_{{}_{\rm BMX}\,\Delta I}$ отклонение выходного напряжения при изменении тока нагрузки и при постоянном входном напряжении;
- △*U*_н отклонение выходного напряжения при изменении тока нагрузки;

 $\Delta I_{\rm H}$ – изменение тока нагрузки.

Общая нестабильность выходного напряжения будет соответствовать выражению:

$$K_{\text{общ нес}} = K_{\text{нес } U} + K_{\text{нес } I} + K_{\text{нес } T}.$$
 (6)

Построение прецизионных систем электропитания, при значительных изменениях входного питающего напряжения, для разработчиков особых сложностей не представляет. Сложнее обеспечить высокую стабильность мощных систем электропитания при изменениях сопротивления нагрузки.

Традиционно стабилизация выходных параметров систем электропитания при изменениях сопротивления нагрузки, производится с применением цепей с отрицательной обратной связью. Но этот метод при значительных токах нагрузки имеет свои ограничения. Более эффективным методом решения проблемы повышения стабильности напряжения при изменениях сопротивления нагрузки является метод совместного использования цепей с отрицательной связью (ООС) по напряжению и положительной обратной связью по току (ПОС). Этот метод применим как для линейных, так и для импульсных систем электропитания.

В качестве примеров совместного использования цепей с отрицательной (ООС) и положительной обратной связью по току (ПОС) в данной статье приведены примеры построения импульсных систем электропитания с применением ООС и ПОС.

Вариант реализации прецизионной импульсной системы электропитания

Проектирование мощных систем стабилизированного электропитания с высокими массо-габаритными показателями на современном этапе основано на применении систем импульсного регулирования. Применение импульсных систем стабилизированного электропитания обусловлено повышенным относительно линейных систем коэффициентом полезного действия (КПД). Малые тепловые потери на регулирующем элементе позволяют уменьшить габариты теплоотводящих радиаторов. Также в отличие от линейных (компенсационных) стабилизаторов импульсные преобразователи обладают рядом неоспоримых преимуществ. Их удельная мощность достигает 1500–2000 Вт/дм³, а их выходное напряжения может быть по величине как меньше, так и больше входного питающего напряжения [1].

К недостаткам импульсных систем стабилизированного питания можно отнести наличие большего уровня помех и пульсаций, а также наличие переменной составляющей тока нагрузки.

Традиционно импульсная система стабилизированного питания в простейшем виде содержит транзисторный регулирующий элемент, делитель цепи обратной связи, ШИМ-контроллер, представляющий собой компаратор, на один из входов которого подается сигнал обратной связи, а на другой — пилообразный сигнал. В соответствии с соотношением величин сопротивлений делителя цепи обратной связи на выходе компаратора формируется сигнал широтно-импульсной модуляции, ширина импульсов которого обратно пропорциональны величине сигнала обратной связи [2].

Поддержание выходного напряжения в заданных пределах во всех импульсных системах обеспечивается за счет изменения времени включенного и выключенного состояния ключей (на полевых или биполярных транзисторах). Наиболее распространенными методами управления импульсных стабилизаторов являются методы широтно-импульсной и частотно-импульсной модуляции. Наиболее широко применяемым методом управления является метод широтно-импульсной модуляции, формирующий регулирующие сигналы в виде импульсов, изменяющихся по ширине при неизменной частоте следования.

Проектирование реальных импульсных систем электропитания в настоящее время производится с использование интегральных функционально законченных модулей, предназначенных для этой цели. Наиболее популярны интегральные модули систем электропитания фирмы National Semiconductor [3, 4]. Для стабилизаторов малой и средней мощности фирма National Semiconductor выпускает интегральные модули, содержащие практически все необходимые для стабилизатора узлы. Разработчику системы питания при проектировании необходимо добавить только диод, емкостной и индуктивный элементы, а также в случае если выходное напряжение регулируемое, то внешний резистивный делитель напряжения. Наиболее часто применимы интегральные модули серии LM2674-79 [3]. Особый интерес представляет "суперэффективный" модуль LM2651, с КПД 97%, ток нагрузки которого может достигать 1,5 А. Но стабильность систем стабилизированного электропитания, построенных на этих модулях составляет 1–1,5%. С КПД 90–92% фирма производит модули с током нагрузки до 5 А при стабильности 1,5–2,5 % [5, 6].

Мощная прецизионная импульсная система электропитания, предлагаемая в этой работе, использует основные интегральные модули фирмы *Texas Instrument* и функционирует с током нагрузки до 50 А.

Блок схема варианта реализации прецизионной импульсной системы электропитания представлена на рис. 1, 2 и 3. (Патент КР №2031) [7]. На рис. 1 узел корректировки коэффициента мощности (ККМ) (4) выполняет роль бустерного преобразователя, позволяющего равномерно потреблять мощность из сети.

Прецизионная импульсная система электропитания представляет собой термостабильный стабилизатор постоянного напряжения с регулируемым внутренним сопротивлением.

Функцию шим-контроллера в системе электропитания выполняет интегральный контроллер TL494 фирмы Texas instrument, функцию драйвера ключей верхнего и нижнего уровней выполняет интегральный драйвер R2110.



- Рис. 1. Прецизионная импульсная система электропитания:
- Синфазный фильтр фильтрует синфазные помехи, создаваемые импульсным стабилизатором, а также фильтрует
- помехи, приходящие из сети; 2 – силовой выпрямитель первичной питающей сети 220 В;
- 2 силовои выпрямитель первичнои питающе
- 3 узел питания цепей управления;
- 4 выходная часть узла корректировки коэффициента мощности;
 5 узел ШИМ-контроллера узла корректировки коэффициента мощности:
- 6 узел ШИМ-контроллера преобразователя напряжения;
- 7 ШИМ-контроллер преобразователя напряжения;
- 8 делитель напряжения сигналов обратной связи по перегрузке по току нагрузки;
- 9 делитель напряжения сигналов обратной связи по току нагрузки;
- 10 делитель напряжения сигналов обратной связи по напряжению;
- терморезистор для дополнительной компенсации температурной нестабильности;
- 12 силовой узел преобразователя напряжения;
- 13 драйвер ключей верхнего и нижнего уровня (R2110);
- 14 узел защиты;
- 15 узел формирования выходного напряжения;
- 16 выходной выпрямитель;
- 17 LC-фильтр;
- 18 узел гальванической развязки и формирования обратной связи по току и напряжению;
- 19 датчик Холла в качестве датчика тока;
- 20 оптрон гальванической развязки выходных сигналов

Фильтрацию сетевых и синфазных помех в системе обеспечивает синфазный фильтр (рис. 1 узел 1).

Режим равномерного потребления мощности из первичной сети обеспечивает бустерный преобразователь, выполненный в виде узла корректировки коэффициента мощности (ККМ) (см. рис. 1 узлы 4 и 5).

Стабилизация выходного напряжения, при воздействии всех дестабилизирующих факторов, в прецизионной импульсной системе электропитания обеспечивается использованием цепи ООС по выходному напряжению (делитель напряжения узел 10 рис. 1, узел 10 рис. 2).

С целью увеличения термостабильности системы электропитания в нижнее плечо делителя напряжения цепи ООС узла 10 (рис. 2) включен компенсирующий терморезистор (рис. 2 узел 11).

Для увеличения коэффициента стабилизации выходного напряжения при вариациях сопротивления нагрузки в дополнение к функционированию цепи



Рис. 2. Блок схема узла шим-контроллера преобразователя напряжения:

- 6 узел ШИМ-контроллера преобразователя напряжения;
- 7 ШИМ-контроллер преобразователя напряжения;
- 8 делитель напряжения сигналов обратной связи по перегрузке по току нагрузки;
- 9 делитель напряжения сигналов обратной связи по току нагрузки;
- 10 делитель напряжения сигналов обратной связи по напряжению;
- 11 терморезистор для дополнительной компенсации температурной нестабильности



Рис. 3. Блок схема узла формирования выходного напряжения: 15 – узел формирования выходного напряжения;

- 16 выходной выпрямитель;
- 17 *LC*-фильтр;
- 18 узел гальванической развязки и формирования обратной связи по току и напряжению;
- 19 датчик Холла в качестве датчика тока;
- 20 оптрон гальванической развязки выходных сигналов

ООС используется корректирующее звено цепи положительной обратной связи по току (ПОС) (рис. 2 делитель напряжения узел 9 и рис. 3 узел 18), получающая сигнал о изменениях сопротивления нагрузке с датчика Холла (рис 4 узел 19) [8]. Компенсация выходного напряжения при изменении тока нагрузки производится регулировкой соотношения резисторов узла 9 (см. рис. 2).

В вышеприведенном варианте (см. рис. 1, рис. 2, и рис. 3) реализации прецизионной импульсной системы электропитания компенсация внутреннего сопротивления происходит следующим образом.

При воздействии любых дестабилизирующих факторов, в том числе и при изменениях тока нагрузки, сигнал отрицательной обратной связи с выхода стабилизатора подается на вход первого усилителя ошибки (Error Amp 1 микросхемы TL494) интегрального ШИМ-контрорллера (узел 7 на рис.2), в результате чего влияние изменения тока нагрузки на выходное напряжение частично компенсируется. Одновременно при изменении тока нагрузки сигнал положительной обратной связи с датчика тока (с датчика Холла см. узел 19 на рис.3) поступает на вход второго усилителя ошибки (Error Amp 2 микросхемы TL494) интегрального ШИМ-контрорллера (см. узел 7 на рис.2), в результате чего происходит дополнительная коррекция величины выходного напряжения. Регулируя соотношение резисторов делителя напряжения сигнала положительной обратной связи по току (узел 9 на рис. 2) для конкретной величины тока нагрузки можно полностью скомпенсировать отклонение выходного напряжения стабилизатора.

Рассмотрим следующий вариант компенсации внутреннего сопротивления импульсных стабилизаторов.

Если в процессе проектирования возникает необходимость задействовать второй усилитель ошибки (Еггог Amp 2 см. рис 4) для других схемотехнических целей, то сигнал положительной обратной связи по току можно ввести в устройство посредством сложения его на токовом сумматоре с опорным напряжением (вывод (Vref.) 14 микросхемы TL494 см. рис 4). При токах нагрузки порядка 50 А величина сопротивления датчика тока Ri не превышает (0,02–0,1) мОм (подбирается при настройке). В остальном построение системы электропитания не отличается от варианта описанного выше (рис. 1, 2 и 3).

Рассмотрим следующий вариант компенсации внутреннего сопротивления импульсных стабилизаторов.

Чтобы избежать дополнительных погрешностей, создаваемых сумматором тока (см. рис. 4) сигнал положительной обратной связи по току можно ввести в устройство непосредственно. Но при этом необходимо воспользоваться отдельным источником опорного напряжения, так как в интегральном шим-контроллере TL494 опорное напряжение (Vref) посредством внутренних связей жестко соединено с общим проводом микросхемы. Вариант реализации такого решения представлен на рис. 5.

Датчик тока Ri включен между общим проводом узла опорного напряжения и общим проводом нагрузки. При таком включении через датчик тока проходит ток нагрузки и создает падение напряжения, пропорциональное току нагрузки. При величине сопротивления Ri, равном (0,02-0,1) мОм при токе нагрузки 50 А падение напряжения на нем составит (1-5) мВ. Эта величина будет суммироваться с нужным знаком в зависимости от схемотехнического решения с величиной опорного напряжения, тем самым формируя сигналы управления, приводящие к компенсации внутреннего сопротивления стабилизатора.

Заключение

Представленные схемотехнические решения с использованием цепей отрицательной и положительной обратной связи позволяют, как минимум, на порядок увеличить стабильность выходного напряжения мощных стабилизаторов при изменениях тока нагрузки.

Для конкретных значений нагрузки при использовании цепей с положительной обратной связью возможно полностью скомпенсировать отклонение выходного напряжения. Применение описанных схемотехнических решений, с учетом нелинейности



Рис. 4. Вариант введения сигнала положительной обратной связи через токовый сумматор



Рис. 5. Вариант непосредственного введения сигнала положительной обратной связи в источник опорного напряжения

цепей управления, позволяет уменьшить нестабильность системы электропитания при значительных отклонениях тока нагрузки до 0,001%.

Литература

- 1. *Климов В*. Современные источники бесперебойного питания: классификация и структуры однофазных ИДП. Часть 1. Электронные компоненты. 2008. № 6.
- Карпиленко Ю., Климов В., Климова С., Смирнов В. Прецизионный стабилизатор напряжения с двойным преобразованием энергии. – Силовая электроника. 2009. № 23. С. 69–71.
- 3. Штрапенин Г. Интегральные стабилизаторы с малым падением напряжения фирмы National Semiconductor. Компоненты и технологии. 2004. № 7. С. 58–61.
- 4. Штрапенин Г. Интегральные импульсные стабилизаторы напряжения фирмы National Semiconductor. – Компоненты и технологии. 2005. № 1. С. 50–53.
- 5. Linear/Mixed-Signal Designer's Guide Summer 2002. National Semiconductor. 2002.

- 6. The Art of Analog 2003. Linear Applications Seminar. National Semiconductor. 2003.
- Пат. № 2031 Кыргызская Республика, МПК Н02М 3/335, G05F 1/56 Импульсный термостабильный стабилизатор постоянного напряжения с регулируемым внутренним сопротивлением / Цыбов Н.Н. Бишкек. №20170076.1; заявл. 20.06.17; опубл. 28.02.18, интеллектуалдык менчик расмий бюл. №2/2018 – 2 с.: ил.
- Волович Г. Интегральные датчики Холла. Режим доступа: https://www.soel.ru/upload/clouds/1/iblock/1e0/1e0882a25 eb1ede1ced3d346bcc78478/200402026.pdf (дата обращения 31.05.18.

Цыбов Николай Николаевич, к. т. н., заведующий лабораторией электронного моделирования кафедры информационных систем и технологий, Кыргызский Государственный университет строительства, транспорта и архитектуры им. Н. Исанова, г. Бишкек, Кыргыская республика, тел.: (996) 772360235, e-mail: Nikolay_research@mail.ru. В. М. Бардин, А. А. Воронков, Н. И. Кривошеев

СПОСОБ ЭКСПРЕСС-ОЦЕНКИ ВЕЛИЧИНЫ ТЕПЛОВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

V. M. Bardin, A. A. Voronkov, N. I. Krivosheev

Измерение величины теплового сопротивления силовых полупроводниковых приборов с высокой точностью является процессом достаточно сложным и длительным (десятки минут). Предложена методика прогнозной оценки величины теплового сопротивления (Rth) силовых транзисторов, которая позволяет уменьшить продолжительность измерений до нескольких десятков секунд. Апробация предложенной методики на партии транзисторов подтвердила приемлемую для практики точность оценки величины теплового сопротивления силовых транзисторов.

Ключевые слова: экспресс-оценка, тепловое сопротивление, силовой полупроводниковый прибор.

Тепловое сопротивление (R_{ih}) любого силового полупроводникового прибора СПП (диода, тиристора, транзистора) является одним из главных параметров, позволяющих оценить степень нагрева полупроводниковой структуры СПП в реальных режимах эксплуатации.

Для определения величины теплового сопротивления необходимо знать количественные значения трех показателей: мощность потерь в приборе (P), температуру его корпуса ($T_{\rm K}$) и температуру полупроводниковой структуры ($T_{\rm C}$), тогда

$$R_{th} = \frac{T_{\rm C} - T_{\rm K}}{P} \left[\frac{{}^{\circ}{\rm C}}{{}^{\rm B}{\rm T}}\right]. \tag{1}$$

Даже в пределах одной партии СПП и при одинаковом нагрузочном токе, параметры, входящие в формулу (1), имеют некоторый разброс по величине. Поэтому и результирующие значения R_{th} могут существенно различаться.

Различие в величинах R_{th} приводит к заметной разнице в нагреве транзисторов, что существенным образом влияет на их ресурсные показатели: срок службы и вероятность безотказной работы. Поэтому при проектировании преобразователей желательно иметь информацию о величине R_{th} каждого СПП.

Известно несколько способов измерения величины Rth [1]. Различия между ними в основном заключаются в методах оценки величин параметров, входящих в формулу (1). Измерение мощности потерь P и температуры корпуса $T_{\rm K}$ обычно не вызывают серьезных трудностей. Более сложной задачей является измерение температуры структуры $T_{\rm C}$ полупроводникового прибора. Поскольку непосредственное измерение величины $T_{\rm C}$ корпусированных приборов не представ-

A method for express-evaluation of power semiconductor devices thermal resistance value

Power semiconductor devices thermal resistance measuring with high accuracy is rather complicated and durable (up to tens of minutes) process. The authors propose a method of predictive estimate of the Rth value of power transistors, which allows reduce the measurements duration to several tens of seconds. This technique approbation on a batch of power transistors confirmed the accuracy of the thermal resistance value measuring acceptable for the practice.

Key words: express-evaluation, thermal resistance, power semiconductor device.

ляется возможным, поэтому прибегают к различным косвенным методам, например, путем использования различных термочувствительных параметров (ТЧП) прибора.

Практически все параметры и характеристики СПП зависят от температуры. Различия состоят лишь в точности и сложности измерений ТЧП и характере их изменений (линейные, нелинейные). Наиболее часто в качестве ТЧП, например, силовых транзисторов, используется величина падения напряжения $U_{\rm EP}$ или *U*_{КЭ} при протекании через прибор электрического тока небольшой величины. Для каждого транзистора с использованием термокамеры или другого нагревательного устройства строится график зависимости ТЧП от температуры – "градуировочная зависимость". В дальнейшем эта зависимость используется для оценки *Т*_с в процессе измерения теплового сопротивления. Процедура построения градуировочной зависимости является рутинной и достаточно трудоемкой, но обеспечивает приемлемую точность оценки R_{th} . Все остальные способы, позволяющие исключить процесс построения градуировочной зависимости связаны с усложнением технической реализации без гарантии обеспечения высокой точности измерения.

Если не ставится задача достижения высокой точности измерения R_{th} , а ограничиваются только приблизительной оценкой величины этого параметра, что допустимо, например, для выявления и отбраковки приборов с аномально большими значениями R_{th} , то к решению задачи можно подойти иначе.

Процесс нагрева (и остывания) СПП принято отображать с помощью электротепловой модели прибора. Электротепловая модель (рис. 1) представляет собой цепочку последовательно соединенных *RC*-звеньев,



Рис. 1. Упрощенная электротепловая модель транзистора

каждое из которых отражает ход теплового процесса в конкретном соединении конструктивных элементов СПП. Например, между полупроводниковой структурой и корпусом прибора. Такая модель позволяет проследить ход теплового процесса на этапах нагрева и охлаждения прибора.

Электрический процесс в каждом звене модели описывается экспоненциальной зависимостью, параметры которой определяются материалом и конструктивными особенностями контактирующих элементов, в том числе, корпуса прибора с внешней средой. Полная электротепловая модель СПП с учетом его взаимодействия с внешней средой является произведением частных экспонент звеньев модели. Поэтому можно полагать, что она также имеет экспоненциальный характер. То есть

$$Z(t) = \prod_{i=1}^{n} A_i \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R_i C_i}}\right) = B \cdot \prod_{i=1}^{n} A_i \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}\right).$$
(2)

Если считать, что параметры τ_i такой модели не изменяются при изменении температуры в процессе нагрева (охлаждения), то величина любого ТЧП также изменяется по экспоненциальному закону. При неизменной мощности потерь в СПП и условий охлаждения через некоторое время после его включения наступит стационарное тепловое состояние и изменение ТЧП прекратится. В этот момент величина теплового сопротивления СПП достигнет своего установившегося значения. Исходя из того, что процесс изменения ТЧП носит экспоненциальный характер, по нескольким точкам на начальном участке кривой нагрева можно оценить величину постоянной времени этой экспоненты и экстраполировать зависимость на более длительный интервал времени, вплоть до установившегося состояния. Величина ТЧП на этом участке будет связана с величиной теплового сопротивления прибора. Если такие измерения провести на партии СПП, то будет получен "веер" зависимостей, по которому можно оценить характер и количественные показатели статистического распределения величины ТЧП и связанного с ним теплового сопротивления. На рис. 2 представлены результаты экспериментальной проверки такой методики. Ввиду большого количества измерений на графике показаны результаты для восьми транзисторов. В качестве ТЧП было принято падение напряжения UKЭ на транзисторе при протекании через него стабилизированного по величине постоянного тока 4 А. Полученные таким образом результаты

позволяют судить о качестве технологического процесса изготовления СПП и выявлять экземпляры с аномальными отклонениями от средней величины.

Если тем или иным способом для достаточно представительной выборки СПП будут получены данные об истинных значениях R_{th} приборов и построены соответствующие функции распределения, то по значениям ТЧП и R_{th} можно оценить коэффициент корреляции между этими параметрами. Это дает возможность оценить величину R_{th} каждого прибора при помощи функции пересчета.

Для апробации данной методики с использованием градуировочных зависимостей были проведены измерения и вычислены реальные R_{th} для партии транзисторов. Полученное распределение R_{th} , построенное по результатам испытаний партии транзисторов STGW20NC60VD (40 приборов), представлено на рис. 3.

Далее для каждого транзистора на интервале времени до 120 секунд строилась зависимость ТЧП. Гистограмма распределения ТЧП приведена на рис. 4.

Затем таким же образом по трем значениям ТЧП на интервале времени до 40 секунд были построены прогнозные графики изменения ТЧП на интервале до 120 секунд. Прогнозные значения ТЧП приведены на рис. 5.



Рис. 2. Прогнозные значения ТЧП по трем точкам для восьми транзисторов из партии (1-я: 30 сек, 2-я: 35 сек, 3-я: 40 сек)



Рис. 3. Гистограмма распределения величин *R*_{th} для партии транзисторов



Рис. 4. Гистограмма распределения измеренных величин ТЧП для партии транзисторов



Рис. 5. Гистограмма распределения прогнозных величин ТЧП для партии транзисторов

Для оценки прогнозных величин R_{th} по прогнозным значениям ТЧП была построена функция пересчета (рис. 6), связывающая истинные значения R_{th} (рис. 3) с прогнозными значениями ТЧП. На рисунке в виде точек отображены истинные значения R_{th} приборов. Путем линейной аппроксимации по этим точкам была построена линейная зависимость, которая соответствует функции пересчета для данной партии транзисторов:

$$R_{th(\pi \text{por})} = -15,797 \cdot T\Pi \Psi_{\pi \text{por}} + 18,68.$$
(3)

С помощью этой функции были оценены значения прогнозных величин R_{th} , и построена соответствующая гистограмма распределения (рис. 7).

Определен коэффициент корреляции между истинными и прогнозными значениями R_{th} . Он оказался равным 0,88, что соответствует достаточно хорошей сходимости результатов. Средняя погрешность прогнозной оценки величины R_{th} не превышает 10%.

Как следует из рис. 6 в партии из 40 приборов оказался один транзистор с чрезмерно большим значением R_{th} . Очевидно, что он должен быть в дальнейшем отбракован.

Выводы

Традиционный способ оценки величины установившегося теплового сопротивления силового



Рис. 7. Гистограмма распределения величин R_{th} для прогнозных значений



Рис. 6. Зависимость реальных *R_{th}*, полученных традиционным способом, от прогнозных значений ТЧП (40 приборов)

полупроводникового прибора основан на необходимости построения для каждого прибора градуировочной характеристики, которая отображает связь какого-либо термочувствительного параметра прибора с температурой. Процесс этот рутинный и длительный (до десятков минут). Существенно сократить длительность процесса измерения R_{th} позволяет предложенный метод прогнозной оценки, основанный на электротепловой модели. Метод не требует построения градуировочной зависимости. В процессе нагрева транзистора нагрузочным током с помощью компьютера определяется ход изменения ТЧП за время в несколько десятков секунд и оценивается величина ТЧП в конце этого временного интервала.

Проведение такой операции на партии транзисторов позволило получить функцию пересчета для оценки теплового сопротивления по прогнозным значениям ТЧП. В дальнейшем данная функция может использоваться для приближенной оценки величины Rth любых транзисторов того же типа. Среднее значение ошибки при оценке R_{th} таким способом не превышает 10%, что вполне допустимо для классификации СПП на группы по тепловому критерию и отбраковки потенциально ненадежных образцов.

Литература

- Бардин В. М., А. А. Воронков. Способы измерения тепловых сопротивлений силовых полупроводниковых приборов. – Практическая силовая электроника, 2017, № 3 (67), С. 38–41.
- 2. Давидов П. Д. Анализ и расчет тепловых режимов полупроводниковых приборов. – М.: "Энергия", 1967.
- Рабинерсон А. А., Ашкинази Г. А. Режимы нагрузки силовых полупроводниковых приборов. М.: "Энергия", 1976. – 293 с.
- Бардин В. М., Моисеев Л. Г., Сурочная Ж. Г., Чебовский О. Г. Аппаратура и методы контроля параметров силовых полупроводниковых вентилей. – М.: "Энергия", 1971. – 184 с.

Бардин Вадим Михайлович, к. т. н., профессор кафедры радиотехники, ФГБОУ ВО "Мордовский государственный университет имени Н. П. Огарева", тел.: 8(8342) 29-05-79, e-mail: markiz.bardin@yandex.ru;

Воронков Антон Александрович, старший преподаватель кафедры радиотехники, ФГБОУ ВО "Мордовский государственный университет имени Н. П. Огарева", тел.: 8(8342) 29-05-59, e-mail: voronkovaa@mrsu.ru;

Кривошеев Никита Игоревич, студент кафедры радиотехники, ФГБОУ ВО "Мордовский государственный университет имени Н. П. Огарева", тел.: 8 (960) 334-61-80, e-mail: krivosheev-nik@list.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

Статья должна содержать

- ♦ Ф. И. О. авторов на русском и английском языках;
- ♦ заголовок (на русском и английском языках);
- ♦ аннотацию (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;
- ^ФИсполнение 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 (С_д, L_{m1} и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- Шрифт обозначений параметров (С емкость, І – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное + цифровое окончания обозначения параметров (I_1 , L_s , U_{ynp1} и т. п.);
 - виндексе, 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.

Р. С. Абуэлсауд, А.Г. Гарганеев

УПРАВЛЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЕМ ТРЕХФАЗНОГО АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С НУЛЕВЫМ ПРОВОДОМ НА ОСНОВЕ ПРОПОРЦИОНАЛЬНО-РЕЗОНАНСНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

R. S. Aboelsaud, A. G. Garganeev

Рассмотрены особенности управления трехфазным автономным инвертором напряжения (АИН) с нулевым проводом и с выходным LC-фильтром на основе пропорционально-резонансных регуляторов (ПР-регуляторов) в составе автономной системы электроснабжения (СЭС). Предложенный метод характеризуется независимым управлением кажлым фазным напряжением нагрузки в системе координат АВС. Система управления АИН состоит из внешнего контура управления напряжением и внутреннего контура управления током. В предлагаемой схеме управления используется один сигнал обратной связи по току конденсатора вместо того, чтобы использовать две обратные связи для токов нагрузки и инвертора. Это приводит к снижению стоимости датчиков и повышению быстродействия системы управления. Для анализа устойчивости СЭС и проектирования системы управления использован метол корневого голографа и лиаграммы Боле. Для управления ключами АИН используется скалярная ШИМ. Исследования режимов работы СЭС проведены с использованием MATLAB/SIMULINK. Предложенный метод показывает хорошее слежение за выходным напряжением в статических и динамических режимах работы СЭС.

Ключевые слова: система электроснабжения, ПР-регуляторы, автономный инвертор, ШИМ

Voltage Control of Autonomous Three-Phase VSI with Neutral Wire Based on Proportional-Resonant Controllers

The article considers the specifics of control of the three-phase inverter with neutral wire and output LC-filter based on the proportional-resonant regulators (PR-regulators) as a part of a power supply system (PSS). The proposed method is characterized by the independent controlling of each load voltage phase in the ABC system of coordinates. The inverter control system consists of external voltage-control loop, and internal current-control loop. The proposed control circuit employs one capacitor current feedback signal instead of employing two feedbacks for load and inverter currents. This leads to the sensors cost reduction, and increase of the control system response speed. The authors used root-locus method and Bode diagrams to the control system analysis and design. The scalar PWM is used for the inverter power switches control. The power supply system operation modes studies were performed employing MATLAB/Simulink. The proposed method demonstrates good output voltage tracking in both static and dynamic operation modes of the power supply system.

Key words: power supply system, PR regulators, off-line inverter, PWM.

В настоящее время силовые электронные преобразователи напряжения находят широкое применение в различных системах электроснабжения (СЭС), в частности, летательных аппаратов, наземного и морского транспорта, бесперебойного электропитания ответственных потребителей, микрогридах, гибридных энергосистемах промышленного и бытового назначения и т. п. [1, 2].

В автономных СЭС мощность входного источника ограничена, а нагрузки непредсказуемы, что определяет случайный характер режима работы СЭС как по величине активной мощности, так и по характеру – нагрузки могут быть одно- или трехфазными, сбалансированными (симметричными) или несбалансированными, линейными или нелинейными. Несимметрия и гармонические искажения напряжения могут вызвать серьезные проблемы с оборудованием, такие как вибрация, перенапряжение, перегрев и т. д. [3, 4].

Трехфазная СЭС с дополнительной (четвертой) стойкой автономного инвертора напряжения (АИН) обладает способностью эффективно обрабатывать

несбалансированные нагрузки при организации четырехпроводной системы [1, 4]. В этой топологии нейтральный провод подключен к искусственно созданной средней точке "n" в транзисторной стойке с сигналами управления S_n , Sn' (рис. 1), что не только исключает использование больших и дорогих конденсаторов, но и обеспечивает более низкую пульсацию напряжения в звене постоянного тока АИН. Для целей регулирования выходных напряжений АИН в СЭС этого типа может применяться ряд способов, основанных, например, на широтно-импульсной модуляции (ШИМ) или на пространственно-векторной модуляции (ПВМ). Методы ПВМ обеспечивают хорошее использование возможностей преобразователя, таких как получение максимального выходного напряжения при заданном напряжении звена постоянного тока, а также низкого значения коэффициента гармоник выходных токов и напряжений при заданной частоте коммутаций [5]. Однако, несмотря на упомянутые преимущества, эти методы включают в себя большое количество сложных вычислений [6]. ШИМ проще ПВМ, но имеет некоторые недостатки, в частности обеспечивает худший



Рис. 1. Схема СЭС на основе АИН с нулевым проводом

гармонический состав и не "отрабатывает" модуляцию напряжения нулевой последовательности в нейтральной линии [7–9].

Для достижения высокой способности инверторов компенсировать дисбаланс напряжения и гармонические искажения требуется надлежащее управление [10]. Линейные регуляторы хорошо подходят для управления модулированным напряжением АИН. Наиболее распространенными регуляторами, используемыми в этих приложениях, являются пропорциональные-интегральные дифференциальные (ПИД) регуляторы в координатах dq0 [11] и пропорциональные резонансные (ПР) регуляторы [12] в координатах $\alpha\beta0$.

ПИД-регуляторы работают с величинами постоянного тока, обеспечивая нулевую ошибку установившегося состояния. При этом реализуется преобразование Парка в систему dq0 [13]. Это может быть недостатком при реализации ввиду дополнительного привлечения вычислительных ресурсов. Кроме этого, при ПИД-управлении, нужна компенсация взаимной связи между осями d и q в системе координат dq0. ПР-регуляторы не требуют "вращательных" преобразований и могут работать в стационарной системе координат $\alpha\beta0$ при отсутствии связи между управляющими сигналами в координатах $\alpha\beta0$. Более того, ПР-регулятор имеет хорошую устойчивость к изменениям параметров системы и быстрый динамический отклик.

В предлагаемой статье представлена улучшенная схема управления на основе ПР-регуляторов для трехфазного АИН с нулевым проводом, решающая задачу обеспечения нагрузки АИН симметричным напряжением с низкими гармоническими искажениями в условиях ее несбалансированности и нелинейности. Для обработки модуляции АИН с выбирается скалярный тип ШИМ.

Основными преимуществами этого метода являются простота, малая величина ошибки отслеживания напряжения и быстрый переходный процесс. В статье объясняется проектирование предлагаемой системы управления, исследуется его эффективность при различных условиях нагрузок. Теоретические результаты проверены путем моделирования.

Модель системы электроснабжения

На рис.1 представлена схема СЭС. Возобновляемые источники питания и их преобразователи в СЭС представлены источником питания постоянного тока с внутренним сопротивлением R_s. *LC*-фильтр подключен на выходе АИН для подадвления высокочастотных гармоник.

Для синтеза математической модели важно получить алгоритмическую связь между состояниями переключения и выходными напряжениями АИН. Существует четыре управляющих сигнала переключения для четырехфазного инвертора с обозначениями: S_a , S_b , S_c и S_n [14, 15]. Эти сигналы образуют в общей сложности $2^4 = 16$ возможных состояний переключения преобразователя.

Выходные напряжения в соответствии с сигналами переключения:

$$e_{an} = \left(S_a - S_n\right) V_{dc} \,, \tag{1}$$

$$\boldsymbol{e}_{bn} = \left(\boldsymbol{S}_b - \boldsymbol{S}_n\right) \boldsymbol{V}_{dc} \,, \tag{2}$$

$$\boldsymbol{e}_{cn} = \left(\boldsymbol{S}_c - \boldsymbol{S}_n\right) \boldsymbol{V}_{dc} \,, \tag{3}$$

где *V_{dc}* – входное напряжение звена постоянного тока АИН. Управляющие сигналы переключения могут быть выражены как:

$$S_k = \begin{cases} 1, \, верхний ключ замкнут, нижний разомкнут; \\ 0, верхний ключ разомкнут, нижний замкнут, (4) \end{cases}$$

где k = a, b, c, n.

Математическая модель системы в системе координат *АВС* может быть описана следующими выражениями:

$$\begin{bmatrix} e_{an} \\ e_{bn} \\ e_{cn} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix};$$
(5)

$$\begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix};$$
(6)

На рис. 2 показано однофазное представление трехфазной СЭС с *LC*-фильтром. Входное напряжение инвертора моделируется как идеальный источник напряжения (е), импеданс нагрузки представлен Z_L [15]. Блок-схема СЭС для каждой фазы изображена на рис. 3.



Рис. 2. Однофазное представление СЭС



Рис. 3. Блок-схема СЭС

Структура ПР-регуляторов

Предлагаемая система управления АИН состоит из внешнего контура управления напряжением нагрузки и внутреннего контура управления выходным током АИН. В предлагаемой стратегии управления основной задачей является управление инвертором для обеспечения сбалансированных (симметричных) напряжений трехфазной нагрузки с низкими гармоническими искажениями.

Скалярный ПР-регулятор регулирует мгновенные напряжения нагрузки СЭС в системе координат *ABC*, тогда как в контуре управления тока используется простой пропорциональный регулятор. Передаточная функция ПР-контроллера определяется [16]:

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_i\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_n^2},$$
(7)

где k_p – пропорциональное усиление, k_i – интегральный коэффициент усиления резонансного регулятора, ω_n – угловая частота выходного сигнала и ω_c – частота полосы пропускания резонанса. ПР-регулятор обеспечивает высокий коэффициент усиления на основной частоте напряжения нагрузки ($\omega_n = 2 \cdot \pi \cdot 50$ рад/с) и низкий коэффициент усиления для других частот. Частота ω_c характеризует снижение чувствительности контроллера любого отклонения частоты опорного сигнала при неидеальных условиях. График Боде передаточной функции ПР-регулятора представлен нарис. 4, где $k_n = 1, k_i = 100, \omega_n = 314$ рад/с и $\omega_c = 1$ рад/с.

Контур регулирования тока

Из (5) падение напряжения на индуктивности *LC*фильтра могут быть выражены как:

$$\begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix}.$$
 (8)

При взаимодействии П-регуляторов с сигналами падения напряжения



Рис. 4. График Боде ПР-регулятора

$$\begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} i_{oa}^* - i_{oa} \\ i_{ob}^* - i_{ob} \\ i_{oc}^* - i_{oc} \end{bmatrix}, \qquad (9)$$

где i_{oa}^* , i_{ob}^* , i_{oc}^* – опорные значения для выходных токов инвертора, k – коэффициент усиления пропорционального регулятора. С учетом выражений (9) и (5), имеем:

$$\begin{bmatrix} e_{an} \\ e_{bn} \\ e_{cn} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} i_{oa}^* - i_{oa} \\ i_{ob}^* - i_{ob} \\ i_{oc}^* - i_{oc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}.$$
(10)

Контур регулирования напряжения

По аналогии с предыдущим контуром, при взаимодействии ПР-регуляторов с сигналами токов конденсаторов *LC*-фильтра имеем:

$$C\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}v_a\\v_b\\v_c\end{bmatrix} = G_{PR}(s)\begin{bmatrix}v_a^*-v_a\\v_b^*-v_b\\v_c^*-v_c\end{bmatrix},$$
(11)

где v_a^*, v_b^*, v_c^* — опорные значения для напряжения нагрузки. Контур регулирования напряжения можно получить, используя (11) для выражения (6):

$$\begin{bmatrix} i_{oa}^{*} \\ i_{ob}^{*} \\ i_{oc}^{*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix} + G_{PR}(s) \begin{bmatrix} v_{a}^{*} - v_{a} \\ v_{b}^{*} - v_{b} \\ v_{c}^{*} - v_{c} \end{bmatrix}.$$
 (12)

Предлагаемая схема использует один сигнал обратной связи тока конденсатора, вместо того использования двух обратных связей по току нагрузки и инвертора. В результате используется один датчик тока, реализуя следующее выражение:

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix}, \qquad (13)$$

где i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} , — токи конденсаторов *LC*-фильтра. С помощью (10), (12) и (13) синтезируем блок-схему системы управления СЭС с предлагаемым способом управления (рис. 5).

Предлагаемая система управления работает в координатах *АВС*, что дает возможность независимо регулировать каждое фазное напряжение нагрузки. Кроме того, не требуются дополнительные невзаимные контуры, что упрощает проектирование контроллера.

Проектирование ПР-регуляторов

Проектирование контура регулирования тока

Модель внутреннего контура управления тока представлена на рис. 6.

Корневой годограф и график Боде соответствующей модели СЭС с контуром управления по току показаны на рис. 7 и 8 соответственно. Корневой годограф показывает, что все корни системы находятся в левой части, а система стабильна для всех значений коэффициента усиления пропорционального регулятора.

Передаточная функция с разомкнутым контуром напряжения модели СЭС и с контуром управления тока может быть записана как:

$$G_{1}(s) = \frac{kZ_{L}Cs}{(CZ_{L}s+1)(Ls+R)+Z_{L}}.$$
 (14)

Коэффициент усиления пропорционального регулятора тока может быть получен в соответствии с требуемой частотой среза полосы пропускания посредством графика Боде [15]. Частота среза ω_{bi} может быть рассчитана исходя из выражения:

$$20 \log[G(j\omega_{bi})] = -20 \,\mathrm{gK},$$
 (15)



Рис.5. Топологическая схема СЭС при управлении АИН на основе ПР-регуляторов

В принципе, требуемая частота должна быть выбрана ниже, чем частота коммутации (f_s), чтобы ограничить реакцию контура управления тока на шум при переключении. Исходя из этого, указанная частота выбирается равной четверти частоты коммутации, т. е. $\omega_{bi} = 2\pi (0,25 \times (f_s = 5 \ {\rm k} \ {\rm Fu})) \cong 8000 \ {\rm pad/c}$, и в соответствии с выражениями (14) и (15), пропорциональный коэффициент усиления регулятора выбирается $k \cong 20$.

Проектирование контура регулирования напряжения

Следующим шагом после определения коэффициента усиления внутреннего контура управления тока является создание внешнего контура управления напряжения. Блок-схема СЭС показана на рис. 9, где v* – опорное напряжение для системы управления.



Рис. 6. Блок-схема СЭС с контуром управления по току



Рис. 7. Корневой годограф передаточной функции разомкнутой системы G1(s)



Рис. 8. График Боде передаточной функции разомкнутой системы G₁(s)



и внешним контуром напряжением

Передаточная функция с разомкнутым контуром выходного напряжения СЭС с предложенной системой управления может быть записана как:

$$G(s) = G_{PR}(s)G_1(s). \tag{16}$$

Коэффициенты усиления ПР-регулятора могут быть настроены с помощью корневого годографа и графика Боде посредством панели инструментов системы *MATLAB*. В данной статье требования проектирования определены следующим образом:

— время установления при единичном ступенчатом воздействии (t_{vcr}) не более 0,01 с;

 перерегулирование единичного ступенчатого воздействия (%σ) не более 5%;

— частота полосы системы (ω_{bv}) выбрана как одна десятая частоты коммутации ($0, 1f_s$).

В данном случае выбираны следующие коэффициенты усиления ПР-регулятора: $k_{nv} = 0,3$ и $k_{iv} = 150$.

График Боде и корневой годограф передаточной функции разомкнутой системы G(s) с разомкнутым контуром для выбранных коэффициентов усиления ПР-регулятора показаны на рис. 10 и 11.

Скалярная ШИМ в АИН с четвертой стойкой

Дополнительная (четвертая) стойка АИН обеспечивает нейтральный провод, а также управляемость напряжения нулевой последовательности (e_z). В методе скалярной ШИМ, напряжение нулевой последовательности (e_z) добавляется к опорному напряжению(e^*). Таким образом, новые опорные напряжения задаются:

$$e^* = \begin{bmatrix} e_a^* & e_b^* & e_c^* \end{bmatrix},$$
 (17)



Рис. 10. График Боде передаточной функции разомкнутой системы G(s)



Рис. 11. Корневой годограф передаточной функции разомкнутой системы G(s)

$$e_a^{*'} = e_a^* + e_z^{*}, \qquad (18)$$

$$e_b^{*'} = e_b^* + e_z, \qquad (19)$$

$$e_c^{*\prime} = e_c^* + e_z^{}, \qquad (20)$$

Кроме того, напряжение нулевой последовательности накладывается на опорное напряжение четвертой стойки АИН, как показано на блок-схеме рис. 12, где v_n^* – опорное напряжение четвертой стойки. Напряжение нулевой последовательности может быть выражено соотношением [17, 18]:

$$e_{z} = V_{dc} (0, 5-\mu)(1-\mu) v_{\max} - \mu v_{\min}, \qquad (21)$$

Результаты моделирования

Математическое и имитационное моделирование проводилось в среде *MATLAB/Simulink*. Параметры, используемые в моделировании, приведены в табл. 1. Исследования при моделировании режимов СЭС с различными нагрузками осуществлялись для проверки предлагаемой стратегии управления в статических и динамических режимах.

Статический режим

Для статического режима работы СЭС были выполнены три имитационных исследования. К инвертору подключались трехфазные несимметричные резистив-



Рис. 12. Топологическая схема скалярной ШИМ

ные и индуктивные нагрузки. Кроме того, использовались однофазные нелинейные нагрузки, топология которых представлена на рис. 13. Параметры нагрузок, используемые в моделировании, приведены в табл. 2.

Сигналы напряжений и токов нагрузки для АИН в условиях несбалансированных нагрузок показаны на рис. 14. Результаты показывают, что стратегия управления способна регулировать напряжение нагрузки с низким гармоническим искажением. Напряжения нагрузки хорошо следят за опорным напряжением и являются синусоидальными и симметричными с низкими гармоническими искажениями — коэффициент нелинейных искажений (КНИ) не более 0,6 %.

Из-за нелинейности нагрузки ток нейтрали существенно несинусоидален и циркулирует через четвертую транзисторную стойку АИН как показано на рис. 15. При этом выходные напряжения СЭС остаются синусоидальными и симметричными в хорошем соответствии с опорным напряжением. КНИ напряжения нагрузки находится в допустимых пределах, не превышая 0,9%. Хотя система работает в условиях

Таблица	1.	Парамет	ты мол	елир	ования	сэс
гаолица		napamer	PDI MOL	LC2101D	oballenn.	~~~

Параметр	Значение
Напряжение звена постоянного тока АИН	$V_{dc} = 640 \text{ B}$
Время выборки	$T_{s} = 20 \text{ MKC}$
Частота коммутации ШИМ	$f_s = 5000$ Гц
Емкость конденсатора в цепи постоянного тока АИН	$C_{dc} = 1000 \text{ мк} \Phi$
Параметры <i>LC</i> -фильтра	R = 0,02 Ом, L = 2,5 мГн, $C = 80 \text{ мк} \Phi$
Стандартный импеданс нагрузки	$Z_L = 10 + 3j \mathrm{Om}$

Опыт	Параметры нагрузки
 Несбалансированные резистивные нагрузки 	$R_a = 5 \Omega, R_b = 10 \Omega, R_c = \infty$
 Несбалансированные активно- индуктивные нагрузки 	$R_a = 5 \Omega, R_b = 10 \Omega, R_c = \infty$ $L_a = 10 \text{ mH}, L_b = 30 \text{ mH}$
 Несбалансированные нелинейные нагрузки 	$\begin{array}{c} L_{a}' = 50 \text{ MFH}, R_{a}' = 20 \text{ OM}, \\ R_{b1}' = 1 \text{ OM}, R_{b2}' = 60 \text{ OM}, \\ C_{b}' = 3000 \text{ MK}\Phi, \\ L_{c}' = 20 \text{ MFH}, \\ R_{c}' = 70 \text{ OM}, C_{c}' = 5000 \text{ MK}\Phi \end{array}$



Рис.13. Топология однофазных нагрузок СЭС, используемых в моделировании

нелинейной и несимметричной нагрузки, предложенный алгоритм управления обеспечивает небольшую пульсацию напряжения в звене постоянного тока.

Для оценки эффективности предлагаемой стратегии управления проведены оценки КНИ и коэффициента дисбаланса выходного напряжения (КДН) для всех случаев нагрузки (см. табл. 3).

В соответствии со стандартами IEEE дисбаланс напряжения необходимо поддерживать на низком уровне, менее 2% для чувствительных нагрузок [19]. Во всех тестируемых условиях предлагаемой стратегии значение КДН поддерживается ниже 1,6%.

Динамический режим

Применяется ступенчатое изменение от холостого хода до сбалансированной резистивной нагрузки

Таблица З. Производительность предлагаемой стратегии управления

0				
Опыт	va	vb	vc	КДН , %
1	0,39	0,43	0,46	0,0550
2	0,55	0,57	0,54	0,0571
3	0,75	0,86	0,85	0,0619





Рис. 14. Напряжения нагрузки, токи нагрузки, ток нейтрали и напряжения в звене постоянного тока СЭС (a); несбалансированные активно-индуктивные нагрузки (б)



Рис. 15. Напряжения и токи нагрузки СЭС (опыт 5: несбалансированные нелинейные нагрузки)

 $(R_a = R_b = R_c = 10 \text{ Om})$ в 0,2 секунды, напряжения и токи нагрузки показаны на рис. 16. Результаты показывают, что предлагаемая стратегия управления обеспечивает быстрый динамический отклик с низким уровнем перерегулирования.

Заключение

В результате проведенных исследований получена новая схема управления АИН с четвертой стойкой и с выходным *LC*-фильтром на основе ПР-регулятора. Предложенный метод характеризуется независимым управлением каждым фазным напряжением нагрузки в системе координат АВС. В предлагаемой схеме используется один сигнал обратной связи тока конденсатора, в результате чего используется один датчик тока и достигается лучшее быстродействие СЭС. Результаты показывают, что предложенная схема обеспечивает хорошее регулирование напряжения. Предложенная стратегия управления повышает качество выходного напряжения СЭС в статических и динамических режимах при работе как на линейные, так и на нелинейные и несбалансированные по фазам нагрузки. Кроме этого, напряжения нагрузки остаются синусоидальными и симметричными при разных типах нагрузок, обеспечивая быстрый динамический отклик с низким уровнем перерегулирования.

Литература

- Miveh M. R. M. F. Rahmat, A. Ghadimi. Control techniques for three-phase four-leg voltage source inverters in autonomous microgrids: A review. – Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2016, pp. 1592–1610.
- Харитонов С. А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов. – Новосибирск: Издательство НГТУ, 2011. – 536 с.
- Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники. Новосибирск: Издательство НГТУ, 2003. – 664 с.
- F. Shahnia, R. Majumder, A. Ghosh, G. Ledwich, F. Zare. Operation and control of a hybrid microgrid containing unbalanced and nonlinear load. – Electric Power Systems Research, 2010, pp. 954 – 965.



Рис. 16. Напряжения и токи нагрузки СЭС при динамическом режиме

- Manuel A. Perales, M. M. Prats, Ramon Portillo, Jos L. Mora, Jos I. Len. Three-Dimensional Space Vector Modulation in abc Coordinates for Four-Leg Voltage Source Converters. – IEEE power electronics letters, 2003, Vol. 1, No. 4, pp. 104-109.
- Jang-Hwan Kim, Seung-Ki Sul. A Carrier-Based PWM Method for Three-Phase Four-Leg Voltage Source Converters. – IEEE transactions on power electronics, 2004, vol. 19, no. 1, pp. 66-75.
- Eyyup Demirkutlu, Ahmet M. Hava. A Scalar Resonant-Filter-Bank-Based Output-Voltage Control Method and a scalar Minimum-Switching-Loss Discontinuous PWM Method for the Four-Leg-Inverter-Based Three-Phase Four-Wire Power Supply. – IEEE transactions on industry applications, 2009, vol. 45, no. 3, pp. 982-991.
- Darlan Alexandria Fernandes, Fabiano Fragoso Costa, Euzeli Cipriano dos Santos, Jr. Digital-Scalar PWM Approaches Applied to Four-Leg Voltage-Source Inverters. – IEEE transactions on industrial electronics, 2013, vol. 60, no. 5, pp. 2022-2030.
- Darlan A. Fernandes, Fabiano F. Costa, Montie A. Vitorino, Kurios I. P. M. Queiroz and Fabiano Salvadori. Carrier. Carrier-Based PWM Scheme for Three-Phase Four-Leg Inverters. – IEEE Industrial Electronics Conference, 2013, pp. 3353-3358.
- F. de Bosio, M. Pastorelli, L. A.de S. Ribeiro, M. S. Lima, F. Freijedo, J. M. Guerrero. Current control loop design and analysis based on resonant regulators for microgrid applications. – Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2015.
- Zhenhua Jiang, and Xunwei Yu. Active Power Voltage Control Scheme for Islanding Operation of Inverter-Interfaced Microgrids. – IEEE conference Power & Energy Society General Meeting, 2009.
- Hamed Nazifi, Ahmad Radan. Current Control Assisted and Non-Ideal ProportionalResonant Voltage Controller for Four-Leg ThreePhase Inverters with Time-Variant Loads. – 4th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference, 2013.
- Xiaobo Dou, Kang Yang, Xiangjun Quan, Qinran Hu, Zaijun Wu. An Optimal PR Control Strategy with Load Current Observer for a Three-Phase Voltage Source Inverter. – Energies, 2015.
- Alexander G. Garganeev, Raef Aboelsaud. Power supply system based on the predictive model autonomous inverter control. – Proceedings of TUSUR, No 1, v. 21, 2018.

- 15. Mohammad Reza Miveh, Mohd Fadli Rahmat, Mohd Wazir Mustafa, Ali Asghar Ghadimi, and Alireza Rezvani. An Improved Control Strategy for a Four-Leg Grid-Forming Power Converter under Unbalanced Load Conditions. – Advances in Power Electronics, Vol 2016.
- R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and P.C. Loh. Proportional-resonant controllers and filters for gridconnected voltage-source converters. – IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 153, No. 5, 2006.
- C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves, and P. F. Seixas. Digital scalar pulse-width modulation: A simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms. – IEEE Trans. Power Electron., 16(3):351–359, May 2001.
- 18. Darlan A. Fernandes, Fabiano F. Costa, Kurios I. P. M. Queiroz, and Fabiano Salvadori. Carrier-Based PWM Scheme for

Three-Phase Four-Leg Inverters. – Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013.

19. "IEEE recommended practice for monitoring electric power quality," IEEE Standards 1159, 2009.

Гарганеев Александр Георгиевич, д. т. н., профессор Инженерной школы Энергетики (ИШЭ) Томского политехнического университета (ТПУ), тел.: +7 (382-2) 60-61-08, e-mail: garganeev@rambler.ru;

Абуэлсауд Раиф Сиам, аспирант Инженерной школы Энергетики (ИШЭ), Томского политехнического университета (ТПУ), тел.: +7-923-417-40-30, e-mail: aboelsaud@tpu.ru.

График выхода журнала

1-й выпус года (№ 1)	2-й выпус года (№ 2)	3-й выпус года (№ 3)	4-й выпус 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