

УДК 621.314.04

Методика расчета входного фильтра импульсного преобразователя переменного напряжения*

Р.Л. ГОРБУНОВ¹, Д.В. МАКАРОВ²

¹ 634050, РФ, г. Томск, пр. Ленина, 30, Национальный исследовательский Томский политехнический университет, аспирант. E-mail: romangorbunov91@gmail.com

² 630073, РФ, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, Новосибирский государственный технический университет, кандидат технических наук, доцент. E-mail: armature.current@gmail.com

В статье предлагается методика расчета параметров входного однозвенного фильтра нижних частот. Методика предназначена для импульсных (вентильных) преобразователей переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием. Расчет осуществляется по стандартным показателям несинусоидальных искажений токов и напряжений, а именно по суммарному коэффициенту гармонических составляющих (коэффициенту гармоник) и по коэффициенту n -й гармонической составляющей. В основу синтеза методики положено представление преобразователя в виде эквивалентного управляемого источника тока или напряжения с несинусоидальной формой, благодаря чему методика применима к широкому классу преобразователей с различным законом управления, а также к преобразователям, реализуемым по модульному принципу построения. Степень искажения токов и напряжений представлена в виде упрощенных аналитических зависимостей от параметров фильтра, частоты коммутации и приведенных интегральных коэффициентов тока и напряжения преобразователя. Полученные зависимости основываются на прямых методах расчета энергетических показателей в вентильных преобразователях. Рассмотрено пассивное демпфирование фильтра с помощью последовательной активно-индуктивной демпфирующей цепи. Установлено, что при оптимальных параметрах демпфирующей цепи эффективность фильтрации входного тока преимущественно определяется параметрами самой цепи. Расчет элементов демпфирующей цепи включен в методику. Методика представлена в удобном для алгоритмизации виде, но не является итерационной. Приведен пример расчета номиналов элементов входного фильтра трехфазного трехмодульного активного выпрямителя напряжения с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией и симметричным фазовым сдвигом опорных напряжений модуляторов. Результаты расчета проверены имитационным моделированием преобразователя с фильтром, рассчитанным по предложенной методике, в программе Matlab Simulink.

Ключевые слова: входной фильтр, преобразователь переменного напряжения, широтно-импульсное регулирование, методика, коэффициент гармоник, коэффициент n -й гармонической составляющей, модульный принцип построения преобразователей, пассивное демпфирование

DOI: 10.17212/1814-1196-2015-3-94-112

* Статья получена 18 мая 2015 г.

ВВЕДЕНИЕ

Импульсный преобразователь переменного напряжения является потребителем несинусоидального тока. С целью повышения качества потребляемого тока на входе преобразователя устанавливается фильтр нижних частот. В преобразователях с высокочастотным широтно-импульсным регулированием основная функция фильтра состоит в подавлении высокочастотных гармоник тока. В основу фильтра обычно закладывается однозвенный LC-фильтр, что обусловлено простотой конструкции при достаточной для преобразователей этого класса эффективности фильтрации.

Стандартными показателями несинусоидальных искажений токов и напряжений являются суммарный коэффициент гармонических составляющих (коэффициент гармоник) и коэффициент n -й гармонической составляющей [1]. Предложенные на сегодня методики расчета номиналов элементов фильтра отмеченными показателями либо не учитываются вовсе [2–6], либо только косвенно отражают коэффициент n -й гармонической составляющей входного тока [7–11].

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью работы является создание методики расчета параметров входного однозвенного фильтра преобразователя переменного напряжения по заданному коэффициенту гармоник или коэффициенту n -й гармонической составляющей токов и напряжений. Методика должна быть применимой к широкому классу преобразователей с различным законом управления, а также к случаю модульного способа построения преобразователей.

Для достижения цели решаются следующие задачи:

- описание зависимости показателей несинусоидальных искажений токов и напряжений фильтра от параметров фильтра и преобразователя;
- распространение полученных результатов на преобразователи, реализуемые по модульному принципу построения;
- определение влияния пассивного демпфирования фильтра на показатели несинусоидальных искажений;
- построение методики расчета параметров фильтра.

2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ

Рассмотрим многофазный вентильный преобразователь, подключенный к источнику напряжений через фильтр нижних частот. По отношению к фильтру вентильный преобразователь можно представить эквивалентным управляемым источником несинусоидального тока или напряжения (рис. 1). Замена эквивалентным источником тока осуществляется для преобразователей типа источника напряжения (ИН), а замена эквивалентным источником напряжения – для преобразователей типа источника тока (ИТ) [12]. Между преобразователем типа ИТ и фильтром устанавливаются разделительные реакторы, которые далее будем считать элементами фильтра.

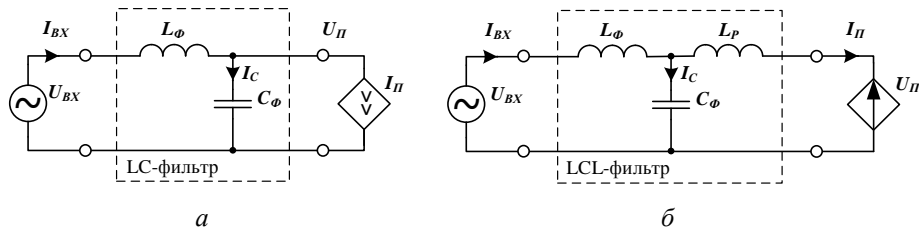


Рис. 1. Эквивалентные схемы замещения анализируемой системы с преобразователем типа ИН (а) и ИТ (б)

Примерами преобразователей типа ИН являются матричный преобразователь и непосредственные регуляторы переменного напряжения, типа ИТ – активный выпрямитель напряжения.

Примем следующие допущения:

- система питающих напряжений, преобразователь и фильтр симметричные;
- питающие напряжения имеют синусоидальную форму;
- индуктивность питающей сети много меньше индуктивности реакторов фильтра;
- основные характеристики элементов фильтра линейные;
- силовые ключи идеальные, межкоммутационная пауза отсутствует;
- отношение частоты коммутации к частоте основной гармоники питающего напряжения удовлетворяет соотношению $N_S = f_S / f_{(1)} \gg 10$;
- преобразователь вносит только высокочастотные искажения, т. е. гармоники с частотами, значительно превышающими частоту первой гармоники.

В рассматриваемой системе эффективность фильтрации преимущественно определяется параметрами фильтра, частоты генерируемых гармоник – частотой коммутации, а амплитуды генерируемых гармоник – характеристиками преобразователя и законом управления. Следовательно, для создания общей методики расчета номиналов элементов фильтра необходимо описать зависимость показателей качества токов и напряжений от параметров фильтра, частоты коммутации и некоторых обобщенных параметров преобразователя. В качестве последних удобно использовать приведенные интегральные показатели несинусоидальных искажений, а именно приведенный интегральный коэффициент гармоник и приведенный интегральный коэффициент n -й гармонической составляющей. Эти коэффициенты отражают степень вносимых несинусоидальных искажений и могут быть определены известными способами [12, 13].

В соответствии с определением интегральный коэффициент гармоник и интегральный коэффициент n -й гармонической составляющей обобщенной переменной $V(t)$ рассчитываются по следующим выражениям [12]:

$$\overline{K}_{GV}^{(q)} = \frac{1}{V_{(1)}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_{(n)}}{n^q} \right)^2}, \quad (1)$$

$$\overline{K}_{V(n)}^{(q)} = \frac{1}{n^q} \frac{V_{(n)}}{V_{(1)}}, \quad (2)$$

где n – порядковый номер гармоники при разложении переменной V в ряд Фурье;

$V_{(n)}$ – амплитуда n -й гармоники переменной V ;

q – порядок интегрального коэффициента гармоник.

В преобразователях с высокочастотным широтно-импульсным регулированием основная доля высших гармоник представлена в спектре группами. Каждая группа гармоник сосредоточена на частотах, кратных частоте коммутации f_s (рис. 2). При кратности частоты коммутации $N_s \gg 10$ можно считать, что в пределах группы частоты гармоник практически одинаковы и соответствуют номеру группы, т. е.

$$f_j = j \cdot f_s, \quad (3)$$

где f_j – частота высших гармоник группы j , $j = 1, 2, \dots$

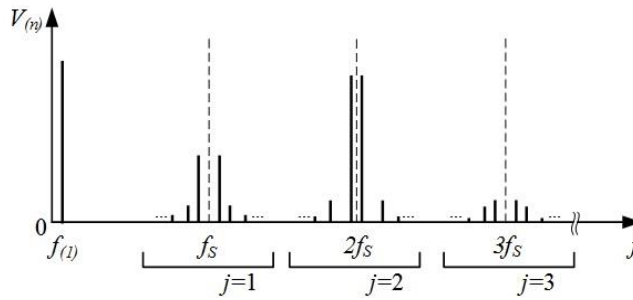


Рис. 2. Пример спектрального состава токов и напряжений преобразователя

С учетом равенства (3) выражения (1) и (2) принимают вид

$$\overline{K}_{\Gamma V}^{(q)} \approx \frac{1}{N_s^q} \frac{1}{V_{(1)}} \sqrt{\sum_{j=1}^{\infty} \frac{V_j^2}{j^{2q}}} = \frac{1}{N_s^q} \overline{K}_{\Gamma V \text{пр}}^{(q)}, \quad (4)$$

$$\overline{K}_{V(n)}^{(q)} \approx \frac{1}{N_s^q} \frac{1}{j^q} \frac{V_{(n)}}{V_{(1)}} = \frac{1}{N_s^q} \overline{K}_{V(n) \text{пр}}^{(q)}, \quad (5)$$

где V_j^2 – сумма квадратов амплитуд гармоник j -й группы переменной V ;

$\overline{K}_{\Gamma V \text{пр}}^{(q)}$ – приведенный интегральный коэффициент гармоник q -го порядка переменной V ;

$\overline{K}_{V(n) \text{пр}}^{(q)}$ – приведенный интегральный коэффициент n -й гармонической составляющей q -го порядка переменной V .

В выражениях (4) и (5) влияние частоты коммутации на величину интегральных коэффициентов гармоник учитывается коэффициентом N_s . При этом можно считать, что приведенные интегральные коэффициенты гармоник практически не зависят от частоты коммутации.

Выполним анализ системы на примере преобразователя типа ИН. Векторная модель системы с учетом принятых допущений в общем случае описывается следующими уравнениями:

$$\begin{cases} L_{\Phi} \frac{dI_{BX}(t)}{dt} = -R_{\Phi} I_{BX}(t) - \omega_K G \cdot L_{\Phi} I_{BX}(t) - U_C(t) + U_{BX}(t), \\ C_{\Phi} \frac{dU_C(t)}{dt} = I_{BX}(t) - I_{II}(t) - \omega_K G \cdot C_{\Phi} U_C(t), \end{cases} \quad (6)$$

$$R_{\Phi} = r_{\Phi} \cdot E; \quad L_{\Phi} = l_{\Phi} \cdot E; \quad C_{\Phi} = c_{\Phi} \cdot E,$$

$$G = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

где I_{BX} – вектор-столбец входного тока;

U_C – вектор-столбец напряжения на конденсаторе фильтра;

I_{II} – вектор-столбец тока преобразователя;

U_{BX} – вектор-столбец входного напряжения (напряжения источника питания);

R_{Φ} – матрица суммарных активных сопротивлений источника питания и реакторов фильтра;

L_{Φ} – матрица индуктивностей реакторов фильтра;

C_{Φ} – матрица емкостей конденсаторов фильтра;

ω_K – угловая частота вращения системы координат.

Система уравнений (6) при постоянной частоте ω_K является линейной. Токи и напряжения можно представить в виде суммы двух составляющих

$$v(t) = v_{(1)}(t) + v_{B,\Gamma}(t),$$

где $v_{(1)}$ – первая гармоника обобщенной переменной v ;

$v_{B,\Gamma}$ – сумма высших гармоник обобщенной переменной v .

Уравнения по высшим гармоникам в стационарной системе координат ($\omega_K = 0$) принимают вид:

$$\begin{cases} l_{\Phi} \frac{di_{BX_{B,\Gamma}}(t)}{dt} = -r_{\Phi} i_{BX_{B,\Gamma}}(t) - u_{C_{B,\Gamma}}(t), \\ c_{\Phi} \frac{du_{C_{B,\Gamma}}(t)}{dt} = i_{BX_{B,\Gamma}}(t) - i_{II_{B,\Gamma}}(t). \end{cases} \quad (7)$$

Выражение для расчета действующего значения суммы высших гармоник тока I_{BX} , полученное в результате алгебраизации уравнений (7) методом АДУ2 [12, 13], имеет следующий вид:

$$I_{BX_{д.в.г}} = N_{\Phi}^2 \cdot I_{Пд(1)} \sqrt{\left(\overline{K}_{\Gamma I_{\Pi}}^{(2)} \right)^2 + \left(N_L \cdot \overline{K}_{\Gamma I_{\Pi}}^{(3)} \right)^2}, \quad (8)$$

где N_{Φ} – коэффициент отношения резонансной частоты фильтра к частоте первой гармоники;

N_L – коэффициент отношения эквивалентной частоты реактора фильтра к частоте первой гармоники;

$\overline{K}_{\Gamma I_{\Pi}}^{(q)}$ – интегральный коэффициент гармоник q -го порядка тока I_{Π} ;

$$N_{\Phi} = \frac{\omega_{\Phi}}{\omega_{(1)}} = \frac{1}{\omega_{(1)} \sqrt{I_{\Phi} \cdot c_{\Phi}}}; \quad N_L = \frac{\omega_L}{\omega_{(1)}} = \frac{1}{\omega_{(1)}} \frac{r_{\Phi}}{l_{\Phi}}.$$

Подставив выражение (4) в (8), несложно показать, что при условии

$$f_L \ll f_s,$$

где

$$f_L = \omega_L / (2\pi),$$

вторым слагаемым подкоренной суммы можно пренебречь. Полагая, что величина первой гармоники тока конденсатора фильтра значительно меньше величины первой гармоники тока I_{BX} , искомое выражение для коэффициента гармоник тока I_{BX} имеет вид

$$K_{\Gamma I_{BX}} = \frac{I_{BX_{д.в.г}}}{I_{BX_{д(1)}}} \approx N_{\Phi S}^2 \cdot \overline{K}_{\Gamma I_{\Pi}}^{(2)}, \quad (9)$$

где $I_{BX_{д(1)}}$ – действующее значение первой гармоники тока I_{BX} ;

$N_{\Phi S}$ – коэффициент отношения резонансной частоты фильтра к частоте коммутации, $N_{\Phi S} = \omega_{\Phi} / \omega_S$.

По аналогии получено выражение для расчета коэффициента гармоник напряжения на конденсаторе фильтра U_C . При условии, что падение напряжения первой гармоники на реакторе фильтра значительно меньше амплитуды входного напряжения, это выражение имеет следующий вид:

$$K_{\Gamma U_C} = \frac{U_{C_{д.в.г}}}{U_{C_{д(1)}}} \approx \frac{x_{CS}}{z_{П(1)}} \overline{K}_{\Gamma I_{\Pi}}^{(1)}, \quad (10)$$

где x_{CS} – реактивное сопротивление конденсатора на частоте коммутации ω_S ;

$z_{П(1)}$ – модуль входного импеданса преобразователя по первой гармонике;

$$x_{CS} = 1 / (\omega_S \cdot c_{\Phi}); \quad z_{П(1)} = U_{Пд(1)} / I_{Пд(1)}.$$

При замене в выражениях (9) и (10) интегрального коэффициента гармоник на интегральный коэффициент n -й гармонической составляющей резуль-

татом будет действующее значение n -й гармоники. В связи с этим все последующие выражения приведены только для коэффициента гармоник.

Модуль входного импеданса преобразователя по первой гармонике можно определить из закона баланса мощностей:

$$z_{\Pi(1)} \approx m_f \cdot k_{c(1)} \frac{U_{BXд(1)}^2}{P_H},$$

где m_f – количество фаз преобразователя;

$k_{c(1)}$ – коэффициент сдвига первой гармоники тока I_{Π} ;

P_H – активная мощность нагрузки.

Рассмотрим систему с преобразователем типа ИТ. При условиях

$$f_L \ll f_s,$$

$$f_P \ll f_s,$$

где

$$f_P = \frac{1}{2\pi\sqrt{l_P \cdot c_{\Phi}}},$$

выражения для коэффициента гармоник тока I_{BX} , напряжения U_C и тока I_{Π} имеют следующий вид:

$$K_{\Gamma I_{BX}} \approx N_{\Phi S}^2 \cdot \overline{K}_{\Gamma I_{\Pi} \Pi P}^{(2)}, \quad (11)$$

$$K_{\Gamma U_C} \approx \frac{x_{CS}}{z_{\Pi(1)}} \overline{K}_{\Gamma I_{\Pi} \Pi P}^{(1)}, \quad (12)$$

$$K_{\Gamma I_{\Pi}} \approx \frac{z_{\Pi(1)}}{x_{P,S}} \overline{K}_{\Gamma U_{\Pi} \Pi P}^{(1)}, \quad (13)$$

где $x_{P,S}$ – реактивное сопротивление разделительного реактора на частоте коммутации ω_S ;

$$x_{P,S} = \omega_S \cdot l_P.$$

Выражения (9), (10) и (11), (12) показывают, что степень искажения тока I_{BX} и напряжения U_C в обоих случаях пропорциональна приведенному коэффициенту гармоник тока преобразователя I_{Π} . Этот факт важно учитывать для преобразователя типа ИТ, так как в этом случае приведенный интегральный коэффициент гармоник тока I_{Π} зависит от величины индуктивности разделительного реактора:

$$\overline{K}_{\Gamma I_{\Pi} \Pi P}^{(q)} \approx \frac{z_{\Pi(1)}}{x_{P,S}} \overline{K}_{\Gamma U_{\Pi} \Pi P}^{(q+1)}.$$

Необходимо отметить, что коэффициент гармоник тока I_{Π} определяется интегральным коэффициентом гармоник напряжения U_{Π} 1-го порядка, а тока $I_{ВХ}$ – 3-го порядка, которые в соответствии с выражением (4) отличаются более чем в квадрат кратности частоты коммутации N_s . В связи с этим в большинстве случаев для обеспечения необходимых показателей несинусоидальных искажений токов I_{Π} и $I_{ВХ}$ величина индуктивности разделительного реактора l_p требуется значительно большей, чем реактора l_{Φ} .

Исходя из ограничений на установленную мощность конденсаторов фильтра по первой гармонике можно определить максимальную величину емкости конденсатора фильтра:

$$C_{\Phi \max} = \frac{k_{Q.C} \cdot P_H}{m_f \cdot \omega_{(1)} \cdot U_{ВХд(1)}^2},$$

где $k_{Q.C}$ – коэффициент установленной мощности конденсаторов фильтра по отношению к активной мощности нагрузки;

$\omega_{(1)}$ – угловая частота первой гармоники.

При коэффициенте установленной мощности, равном $k_{Q.C} = 0,05 \dots 0,1$, влияние фильтра на амплитуду первой гармоники входного тока $I_{ВХ}$ можно считать незначительным [6–8].

3. МОДУЛЬНОЕ ПОСТРОЕНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Одним из наиболее часто применяемых способов наращивания мощности преобразовательной установки является параллельное подключение нескольких одинаковых преобразователей (модулей) [14–17]. Вносимые группой преобразователей несинусоидальные искажения зависят от типа согласования модулей и величины фазового сдвига опорных напряжений модуляторов. Покажем, что приведенные выше выражения для определения коэффициентов искажения токов и напряжений фильтра применимы и к преобразователям с модульным принципом построения независимо от способа согласования модулей.

Пусть к фильтру подключена группа из M одинаковых модулей (рис. 3). Каждый модуль можно представить в виде эквивалентного источника тока или напряжения. В соответствии с методами эквивалентного преобразования источников представим параллельно включенные источники тока в виде эквивалентного суммарного источника

$$I_{\Pi \Sigma}(t) = \sum_{m=1}^M I_{\Pi m}(t),$$

а источники напряжения с последовательным сопротивлением $Z_{ВН}$ – в виде суммарного источника напряжения

$$U_{\Pi \Sigma}(t) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M U_{\Pi m}(t),$$

с сопротивлением

$$Z_{BH \text{ экв}} = Z_{BH} / M.$$

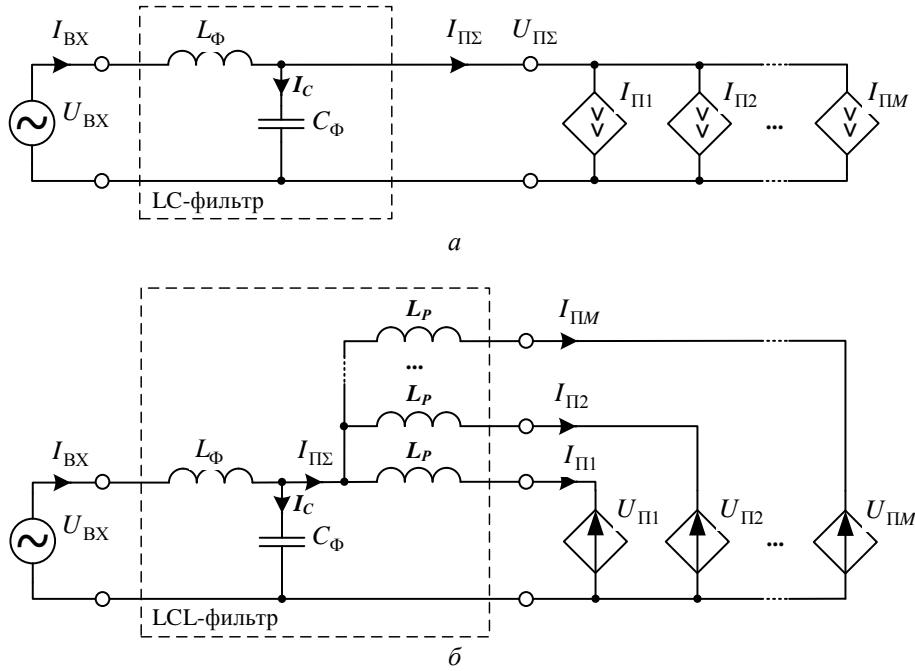


Рис. 2. Эквивалентные схемы замещения системы с параллельным соединением преобразователей типа ИН (а), ИТ (б)

Таким образом, модели систем с модульным построением преобразователей аналогичны случаю одного преобразователя. Отличием является замена в уравнениях системы тока I_{Π} и напряжения U_{Π} на суммарные $I_{\Pi\Sigma}$, $U_{\Pi\Sigma}$. Следовательно, в выражениях (9)–(12) изменяются только интегральные коэффициенты:

$$K_{\Gamma I_{BX}} \approx N_{\Phi S}^2 \cdot \overline{K}_{\Gamma I_{\Pi\Sigma\text{пр}}}^{(2)},$$

$$K_{\Gamma U_C} \approx \frac{x_{C.S}}{z_{\Pi(1)}} \overline{K}_{\Gamma I_{\Pi\Sigma\text{пр}}}^{(1)}.$$

Для преобразователя типа ИТ приведенные интегральные коэффициенты тока преобразователя $I_{\Pi\Sigma}$ выражаются через приведенные интегральные коэффициенты суммарного напряжения преобразователя $U_{\Pi\Sigma}$:

$$\overline{K}_{\Gamma I_{\Pi\Sigma\text{пр}}}^{(q)} = \frac{z_{\Pi(1)}}{x_{PS}} \overline{K}_{\Gamma U_{\Pi\Sigma\text{пр}}}^{(q+1)}.$$

Коэффициент гармоник тока I_{Π} одного модуля пропорционален приведенному интегральному коэффициенту гармоник напряжения модуля:

$$K_{GI_{\Pi}} \approx \frac{z_{\Pi(1)}}{x_{PS}} \overline{K}_{GU_{\Pi\text{пр}}}^{(1)}. \quad (14)$$

Параметры $z_{\Pi(1)}$, x_{PS} в описанных выражениях являются параметрами одного преобразователя из группы, т. е.

$$z_{\Pi(1)} \approx M \cdot m_f \cdot k_{c(1)} \frac{U_{BX(1)}^2}{P_H},$$

$$x_{PS} = \omega_S \cdot l_P.$$

Выражение (14) абсолютно совпадает с выражением для случая одного преобразователя (13). Однако необходимо отметить, что при одинаковых суммарных мощностях преобразовательной установки и индуктивностях разделительного реактора l_P степень искажения тока одного преобразователя I_{Π} при модульном построении будет в M раз большей. Это связано с тем, что в M раз увеличивается модуль входного импеданса $z_{\Pi(1)}$, т. е. уменьшается амплитуда первой гармоники. Следовательно, для обеспечения того же уровня несинусоидальных искажений токов I_{Π} при модульном построении требуется в M раз большая величина индуктивности разделительных реакторов, чем при единичном построении.

Полученные выражения являются общими и применимы к преобразователям с симметричным и несимметричным фазовым сдвигом опорных напряжений модуляторов. Тип согласования модулей и величина фазового сдвига влияют на величину приведенного интегрального коэффициента гармоник суммарного тока и напряжения.

4. ДЕМПФИРОВАНИЕ ФИЛЬТРА

Силовой LC-фильтр представляет собой колебательное низкодемпфированное звено. Одним из наиболее эффективных способов пассивного демпфирования фильтра является включение активно-индуктивной демпфирующей цепи параллельно реактору фильтра (рис. 4).

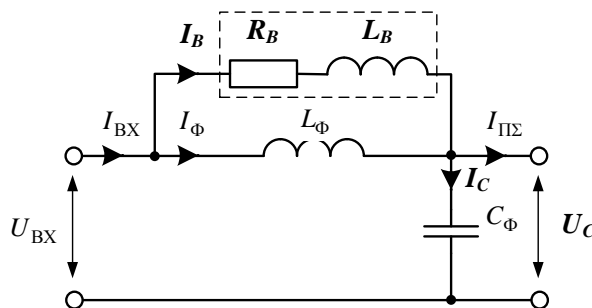


Рис. 4. Фильтр с активно-индуктивным демпфером

Известно, что оптимальными параметрами цепи являются следующие [4–6, 9]:

$$l_B = 2/15 l_\Phi,$$

$$r_B = \sqrt{l_\Phi / c_\Phi}.$$

При условии

$$f_B \ll f_s,$$

где

$$f_B = \frac{1}{2\pi} \frac{r_B}{l_B},$$

и с учетом, что $l_B \ll l_\Phi$, упрощенное выражение для расчета коэффициента гармоник тока I_{BX} имеет следующий вид:

$$K_{GI_{BX}} \approx N_{\Phi S}^2 \cdot \overline{K}_{GI_{\Sigma пр}}^{(2)}, \quad (15)$$

где

$$N_{\Phi S} = \frac{\omega_\Phi}{\omega_S} \approx \frac{1}{\omega_S \sqrt{l_B \cdot c_\Phi}}.$$

Из выражения (15) следует, что при оптимальных параметрах демпфирующей цепи эффективность фильтрации преимущественно определяется индуктивностью этой цепи l_B .

5. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Приведенные математические формулы для расчета коэффициента гармоник входного тока I_{BX} и напряжения конденсатора фильтра U_C для всех рассмотренных случаев аналогичны и в явном виде содержат три группы параметров: параметры первой группы определяются номиналами элементов фильтра, второй – частотой коммутации, третьей – свойствами преобразователя. Именно такая форма закладывалась на начальном этапе при выборе показателей и методов анализа. Формулы записаны для коэффициентов гармоник, но при замене приведенных интегральных коэффициентов гармоник на приведенные интегральные коэффициенты n -й гармонической составляющей позволяют рассчитать коэффициент n -й гармонической составляющей соответствующей переменной.

Важно отметить, что полученные формулы являются приближенными, и можно выделить три основных источника погрешности. Первым источником погрешности являются принятые на начальном этапе анализа допущения. Наиболее значимую ошибку вносит допущение о синусоидальности питающих напряжений, так как в подавляющем большинстве случаев напряжения являются искаженными и содержат гармоники низких порядков (5-я, 7-я и другие). Ввиду того, что фильтр является высокочастотным, влияние фильтра

на эти гармоники практически отсутствует. Более того, при несинусоидальном входном напряжении конденсатор фильтра является усилителем искажений входного тока, и для минимизации этого эффекта величина емкости конденсатора должна быть как можно меньшей.

Вторым источником погрешности является ограниченная точность приведенных интегральных коэффициентов тока и напряжения преобразователя. Эти коэффициенты, как правило, определяются для преобразователя, функционирующего в статическом режиме. В случае, когда контур управления замкнут по какой-либо переменной, модулирующий сигнал имеет динамическую составляющую, которая безусловно оказывает влияние на спектральный состав токов и напряжений. Более того, при модульном построении преобразователей рассогласования в управлении модулями асимметрия элементов приводит к появлению уравнивающих токов, которые вносят заметные низкочастотные искажения. Высокочастотный фильтр не в состоянии подавить эти искажения в достаточной степени и, если в системе управления не предусмотрена компенсация уравнивающих токов, влияние дополнительных гармоник на качество входного тока будет существенным [16, 17].

Третьим источником погрешности являются выполненные в ходе анализа упрощения формул. Тем не менее все упрощения являются вполне обоснованными, и вносимая ими погрешность на фоне других источников является незначительной.

С учетом указанных особенностей можно сказать, что выражения для расчета коэффициента гармоник K_G являются оценочными и результат представляет собой коэффициент только высокочастотных гармоник. Выражения для расчета коэффициента n -й гармонической составляющей $K_{(n)}$ являются более точными, так как рассчитываются по конкретной гармонике.

6. МЕТОДИКА РАСЧЕТА НОМИНАЛОВ ЭЛЕМЕНТОВ ФИЛЬТРА

Ниже приведена методика расчета номиналов элементов фильтра с демпфированием для случая модульного построения преобразователей типа ИТ. При исключении определенных шагов эта методика применима ко всем рассмотренным выше случаям. Методика описана для расчета номиналов элементов по коэффициентам гармоник, при этом замена коэффициентов гармоник на коэффициенты n -й гармонической составляющей позволяет рассчитывать номиналы исходя из этих показателей.

Исходные данные:

- количество модулей, M ;
- количество фаз, m_f ;
- циклическая частота первой гармоники, $f_{(1)}$;
- циклическая частота коммутации, f_s ;
- действующее значение первой гармоники входного напряжения,

$U_{ВХд(1)}$;

- коэффициент сдвига первой гармоники тока преобразователя, $k_{c(1)}$;
- активная мощность нагрузки, P_H ;
- приведенные интегральные коэффициенты гармоник напряжения преобразователя порядка $q = 1 \dots 3$.

Максимально-допустимые показатели:

- коэффициенты гармоник переменных $I_{ВХ}, I_{П}, U_C$;
- коэффициент установленной мощности конденсаторов фильтра, $k_{Q.C}$.

Последовательность расчета:

1. Рассчитывается модуль входного импеданса:

$$z_{П(1)} = M \cdot m_f \cdot k_{c(1)} \frac{U_{ВХд(1)}^2}{P_H}.$$

2. Рассчитывается минимальная требуемая величина индуктивности разделительного реактора:

$$l_P = \frac{z_{П(1)}}{2\pi \cdot f_S} \frac{\overline{K}_{ГУП\pi\pi}^{(1)}}{K_{ГП\pi}}.$$

3. Рассчитываются приведенные интегральные коэффициенты гармоник тока преобразователя порядка $q = 1, 2$:

$$\overline{K}_{ГП\Sigma\pi\pi}^{(q)} = \frac{z_{П(1)}}{2\pi \cdot f_S \cdot l_P} \overline{K}_{ГУП\pi\pi}^{(q+1)}.$$

4. Рассчитывается максимально-допустимая величина емкости конденсатора фильтра:

$$c_{Ф\max} = \frac{k_{Q.C} \cdot P_H}{m_f \cdot 2\pi \cdot f_{(1)} \cdot U_{ВХд(1)}^2}.$$

5. Рассчитывается минимальная требуемая величина емкости конденсатора фильтра:

$$c_{Ф} = \frac{1}{2\pi \cdot f_S \cdot z_{П(1)}} \frac{\overline{K}_{ГП\Sigma\pi\pi}^{(1)}}{K_{ГУC}}.$$

6. Если минимальная требуемая величина емкости $c_{Ф}$ превышает максимально допустимую $c_{Ф\max}$, то следует принять $c_{Ф} = c_{Ф\max}$ и уменьшить пульсации тока преобразователя за счет увеличения величины индуктивности разделительного реактора:

$$\overline{K}_{ГП\Sigma\pi\pi}^{(1)} = 2\pi \cdot f_S \cdot c_{Ф} \cdot z_{П(1)} \cdot K_{ГУC},$$

$$l_P = \frac{z_{П(1)}}{2\pi \cdot f_S} \frac{\overline{K}_{ГУП\pi\pi}^{(2)}}{\overline{K}_{ГП\Sigma\pi\pi}^{(1)}},$$

$$\overline{K}_{\Gamma I \Sigma \text{пр}}^{(2)} = \frac{z_{\Pi(1)}}{2\pi \cdot f_S \cdot l_P} \overline{K}_{\Gamma U \Pi \Sigma \text{пр}}^{(3)}.$$

7. Рассчитывается требуемый максимальный коэффициент отношения резонансной частоты фильтра к частоте коммутации:

$$N_{\Phi S} = \sqrt{\frac{K_{\Gamma I \text{ВХ}}}{\overline{K}_{\Gamma I \Sigma \text{пр}}^{(2)}}}.$$

8. Рассчитывается минимальная требуемая величина индуктивности реактора демпфирующей цепи:

$$l_B = \frac{1}{(N_{\Phi S} \cdot 2\pi \cdot f_S)^2 c_{\Phi}}.$$

9. Рассчитывается оптимальная величина индуктивности реактора фильтра:

$$l_{\Phi} = 15/2 l_B.$$

10. Рассчитывается оптимальная величина сопротивления демпфирующего резистора:

$$r_B = \sqrt{l_{\Phi} / c_{\Phi}}.$$

Результатом расчета являются номиналы l_{Φ} , c_{Φ} , l_P , l_B , r_B .

Как правило, расчет номиналов элементов выполняется для номинальной нагрузки преобразователя. Если необходимо обеспечивать требования по коэффициенту гармоник в заданном диапазоне изменения нагрузки, то на первом шаге выполняется расчет максимальной и минимальной величины входного импеданса преобразователя. Минимальное значение следует использовать при расчете на пятом шаге.

После расчета величины емкости конденсатора фильтра и индуктивности реактора демпфирующей цепи важно убедиться в том, что частота резонанса фильтра достаточно удалена от частот, кратных частоте коммутации. При необходимости уменьшения коэффициента отношения резонансной частоты $N_{\Phi S}$ следует увеличить номиналы этих элементов.

В случае определения номиналов элемента фильтра преобразователя типа ИН расчет величины индуктивности разделительного реактора и приведенных интегральных коэффициентов гармоник тока преобразователя не требуется. При расчете недемпфированного фильтра на восьмом шаге сразу рассчитывается величина индуктивности реактора фильтра l_{Φ} и последующие шаги пропускаются.

7. ПРИМЕР РАСЧЕТА

Рассмотрим расчет входного фильтра трехфазного трехмодульного активного выпрямителя напряжения с синусоидальной ШИМ и симметричным сдвигом опорных напряжений модуляторов. Параметры преобразователя и максимально допустимые показатели приведены в табл. 1, 2.

Таблица 1

Параметры преобразователя

Количество фаз (m_f)	3
Количество модулей (M)	3
Угол сдвига опорных напряжений модуляторов (γ), эл. град	120
Частота первой гармоники ($f_{(1)}$), Гц	50
Частота коммутации (f_s), кГц	75
Действующее значение входного фазного напряжения ($U_{BXд(1)}$), В	220
Индуктивность источника питания (L_{BX}), мкГн	0,1...2
Коэффициент сдвига преобразователя ($k_{c(1)}$)	1
Номинальная мощность нагрузки ($P_{Hном}$), кВт	12,5
Диапазон изменения мощности нагрузки	1...4
Номинальное выходное напряжение выпрямителя ($U_{Dном}$), В	650

Таблица 2

Максимально допустимые показатели

Коэффициент гармоник входного тока ($K_{GI_{BX}}$), %	< 5
Коэффициент гармоник тока преобразователя ($K_{GI_{II}}$), %	< 70
Коэффициент гармоник напряжения конденсатора (K_{GU_C}), %	< 0,3
Коэффициент установленной мощности конденсаторов фильтра ($k_{Q.C}$), %	< 5

Преобразователь работает с коэффициентом модуляции приблизительно равным

$$m_{\text{мод}} \approx 2\sqrt{2} \frac{U_{BXд(1)}}{U_{Dном}},$$

$$m_{\text{мод}} = 2\sqrt{2} \frac{220}{650} = 0,96.$$

При такой величине коэффициента модуляции приведенные интегральные коэффициенты гармоник напряжения преобразователя равняются:

$$\overline{K}_{GU_{II\text{пр}}}^{(1)} = 533 \cdot 10^{-3},$$

$$\overline{K}_{GU_{II\text{пр}}}^{(2)} = 27 \cdot 10^{-3},$$

$$\overline{K}_{GU_{II\text{пр}}}^{(3)} = 7 \cdot 10^{-3}.$$

Указанные числовые значения приведенных коэффициентов гармоник получены подстановкой амплитуд гармоник фазного напряжения преобразователя в выражение (4) с умножением результата на коэффициент запаса $k_3 = 1,1$. Введение коэффициента запаса связано с ограниченной точностью использованных формул разложения фазного напряжения в ряд Фурье.

Расчет номиналов элементов фильтра выполнен пошагово, результаты приведены в табл. 3. Рассчитанная на шаге 8 минимальная величина индуктивности реактора демпфирующей цепи L_B оказалась соизмеримой с величиной индуктивности источника питания L_{BX} и с целью избежать возможные резонансные явления при изменении индуктивности L_{BX} увеличена до $L_B = 7$ мкГн. Имитационное моделирование в программе Simulink показало, что при рассчитанных параметрах фильтра коэффициенты гармоник токов и напряжений не превышают установленных максимальных значений во всем диапазоне изменения нагрузки.

Таблица 3

Номиналы элементов фильтра

Индуктивность реактора фильтра (L_Φ), мкГн	53
Емкость конденсатора фильтра (C_Φ), мкФ	1
Индуктивность разделительного реактора (L_P), мкГн	225
Индуктивность реактора демпфирующей цепи (L_B), мкГн	7
Сопrotивление демпфирующего резистора (r_B), Ом	7,2

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная методика позволяет рассчитывать номиналы элементов входного фильтра по стандартным показателям несинусоидальных искажений токов и напряжений. Методика применима к широкому классу импульсных преобразователей переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием, а также к преобразователям, реализуемым по модульному принципу построения. Входными данными являются номинальные параметры источника питания, преобразователя и нагрузки, которые доступны даже на первых стадиях проектирования преобразователя. Описанный пример расчета входного фильтра трехфазного трехмодульного активного выпрямителя напряжения показал эффективность и удобство применения методики. В связи с тем, что в основу методики заложены приближенные выражения, рекомендуется проверка результатов имитационным моделированием.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. IEEE Std 519–2014 – IEEE Recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. – Revision of IEEE Std 519–1992. – New York: IEEE, 2014. – 29 p. – doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459.
2. Vdovin V.V., Kotin D.A., Pankratov V.V. Parameters determination in the sine filters for AFE converters and VSI with PWM // The 15th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2014): proceedings, Altai, Erlagol, 30 June – 4 July 2014. – Novosibirsk: IEEE, 2014. – P. 383–386. – doi: 10.1109/EDM.2014.6882553.

3. Zargari N.R., Joos G., Ziogas P.D. Input filter design for PWM current-source rectifiers // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1994. – Vol. 30, iss. 6. – P. 1573–1579. – doi: 10.1109/TIA.1994.350312.
4. Bauer J., Fligl S., Steimel A. Design and dimensioning of essential passive components for the matrix converter prototype // Automatika. – 2012. – Vol. 53, N 3. – P. 225–235. – doi: 10.7305/automatika.53-3.134.
5. Oliveira Filho M.E. de, Sguarezi Filho A.J., Ruppert E. A three-phase to three-phase matrix converter prototype // Revista Controle & Automação. – 2012. – Vol. 23, N 3. – P. 247–262.
6. Damped input filter design of matrix converter / H. She, H. Lin, X. Wang, L. Yue // International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2009), 2–5 November 2009. – Taipei: IEEE, 2009. – P. 672–677. – doi: 10.1109/PEDS.2009.5385684.
7. New considerations in the input filter design of a three-phase buck-type PWM rectifier for aircraft applications / M. Silva, N. Hensgens, J. Oliver, P. Alou, O. Garcia, J.A. Cobos // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 17–22 September 2011. – Phoenix, Arizona: IEEE, 2011. – P. 4087–4092. – doi: 10.1109/ECCE.2011.6064325.
8. Liserre M., Blaabjerg F., Hansen S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2005. – Vol. 41, iss. 5. – P. 1281–1291. – doi: 10.1109/TIA.2005.853373.
9. Optimal design of AC EMI filters with damping networks and effect on the system power factor / N. Hensgens, M. Silva, J.A. Oliver, J.A. Cobos, S. Skibin, A. Ecklebe // Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 15–20 September. – Raleigh, North Carolina: IEEE, 2012. – P. 530–537. – doi: 10.1109/ECCE.2012.6342761.
10. Nussbaumer T., Heldwein M.L., Kolar J.W. Differential mode input filter design for a three-phase buck-type PWM rectifier based on modeling of the EMC test receiver // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2006. – Vol. 53, iss. 5. – P. 1649–1661. – doi: 10.1109/TIE.2006.881988.
11. Modeling, simulation and design of input filter for matrix converters / A. Popovici, V. Popescu, M. Babaita, D. Lascu, D. Negoiescu // WSEAS International Conference on Dynamical Systems and Control, 2–4 November, 2005. – Venice, Italy: [s. n.], 2005. – P. 439–444.
12. Зиновьев Г.С. Силовая электроника. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Юрайт, 2014. – 667 с.
13. Зиновьев Г.С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1990. – 220 с.
14. Caris M.L.A., Huisman H., Duarte J.L. Theoretical analysis of the duality principle applied to interleaved topologies // International Power Electronics Conference (IPEC–Hiroshima 2014 – ECCE–ASIA), 18–21 May 2014. – Hiroshima: IEEE, 2014. – P. 2954–2959. – doi: 10.1109/IPEC.2014.6870103.
15. Casablanca C., Sun J. Interleaving and harmonic cancellation effects in modular three-phase voltage-sourced converters // IEEE Workshops on Computers in Power Electronics, COMPEL'06, 16–19 July 2006. – Troy, New York: IEEE, 2006. – P. 275–281. – doi: 10.1109/COMPEL.2006.305626.
16. Impact of interleaving on AC passive components of paralleled three-phase voltage-source converters / D. Zhang, F. Wang, R. Burgos, L. Rixin, D. Boroyevich // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2010. – Vol. 46, iss. 3. – P. 1042–1054. – doi: 10.1109/TIA.2010.2045336.
17. Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers / Z. Ye, D. Boroyevich, J. Choi, F.C. Lee // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2002. – Vol. 17, iss. 5. – P. 609–615. – doi: 10.1109/TPEL.2002.802170.

Горбунов Роман Леонидович, аспирант кафедры промышленной и медицинской электроники Национального исследовательского Томского политехнического университета. Основные направления научных исследований: силовая электроника, импульсные преобразователи переменного напряжения, электроприводы переменного тока. Имеет более 10 публикаций. E-mail: romangorbunov91@gmail.com

Макаров Денис Владимирович, кандидат технических наук, доцент Новосибирского государственного технического университета. Основные направления научных исследований: силовая электроника, преобразователи электрической энергии, системы генерирования и накопления электрической энергии, активные силовые фильтры. Имеет более 30 публикаций. E-mail: armature.current@gmail.com

An input filter design technique for an AC switching converter*R.L. GORBUNOV¹, D.V. MAKAROV²¹ National Research Tomsk Polytechnic University, 30, Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russian Federation, post-graduate student. E-mail: romangorbunov91@gmail.com² Novosibirsk State Technical University, 20, K. Marx Prospekt, Novosibirsk, 630073, Russian Federation, PhD (Eng.), associate professor. E-mail: armature.current@gmail.com

In this paper a design technique of a single stage low-pass input filter is proposed. The technique is applicable to high-frequency AC switching converters. The advantage of the proposed technique is that standard voltage and current distortion factors are used, namely a total harmonic distortion factor and a single harmonic distortion factor. The technique is based on a switching converter presented in the form of an equivalent nonsinusoidal current or voltage source. Using direct methods of analyzing switching converter energy efficiency, simplified analytical relations between filter element current and voltage distortion level, filter parameters, switching frequency and relative integral factors of converter current and voltage were derived. Due to this approach the technique is applicable to a wide range of switching converters with various control techniques as well as to converters with a modular structure. Passive damping by means of a series resistive-inductive damping network was also considered and it was concluded that with optimal network parameters the level of input current harmonic attenuation was mainly determined by damping network parameters. The damping network design is included in the technique. The technique is presented in the form of an algorithm but is not iterative. There is an example of an input filter design for three-phase three-module interleaved active front-end voltage rectifier with SPWM. Calculation results were verified by computer simulation of the converter with an input filter in Matlab Simulink.

Keywords: input filter, AC converter, high-frequency control, design technique, total harmonic distortion factor, single harmonic distortion factor, converter with a modular structure, passive damping

DOI: 10.17212/1814-1196-2015-3-94-112

REFERENCES

1. IEEE Std 519–2014 – IEEE Recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. Rev. of IEEE Std 519–1992. New York, IEEE, 2014. 29 p. doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459
2. Vdovin V.V., Kotin D.A., Pankratov V.V. Parameters determination in the sine filters for AFE converters and VSI with PWM. *The 15th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2014): proceedings*, Altai, Erlagol, 30 June – 4 July 2014. Novosibirsk, 2014, pp. 383–386. doi: 10.1109/EDM.2014.6882553
3. Zargari N.R., Joos G., Ziogas P.D. Input filter design for PWM current-source rectifiers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1994, vol. 30, iss. 6, pp. 1573–1579. doi: 10.1109/TIA.1994.350312
4. Bauer J., Fligl S., Steimel A. Design and dimensioning of essential passive components for the matrix converter prototype. *Automatika*, 2012, vol. 53, no. 3, pp. 225–235. doi: 10.7305/automatika.53-3.134
5. Oliveira Filho M.E. de, Sguarezi Filho A.J., Ruppert E. A three-phase to three-phase matrix converter prototype. *Revista Controle & Automação*, 2012, vol.23, no. 3, pp. 247–262.
6. She H., Lin H., Wang X., Yue L. Damped input filter design of matrix converter. *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2009)*, Taipei, 2–5 November 2009, pp. 672–677. doi: 10.1109/PEDS.2009.5385684
7. Silva M., Hensgens N., Oliver J., Alou P., Garcia O., Cobos J.A. New considerations in the input filter design of a three-phase buck-type PWM rectifier for aircraft applications. *IEEE Energy*

* Received 18 May 2015.

Conversion Congress and Exposition (ECCE), Phoenix, Arizona, 17–22 September 2011, pp. 4087–4092. doi: 10.1109/ECCE.2011.6064325

8. Liserre M., Blaabjerg F., Hansen S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, vol. 41, iss. 5, pp. 1281–1291. doi: 10.1109/TIA.2005.853373

9. Hensgens N., Silva M., Oliver J.A., Cobos J.A., Skibin S., Ecklebe A. Optimal design of AC EMI filters with damping networks and effect on the system power factor. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Raleigh, North Carolina, 15–20 September, pp. 530–537. doi: 10.1109/ECCE.2012.6342761

10. Nussbaumer T., Heldwein M.L., Kolar J.W. Differential mode input filter design for a three-phase buck-type PWM rectifier based on modeling of the EMC test receiver. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006, vol. 53, iss. 5, pp. 1649–1661. doi: 10.1109/TIE.2006.881988

11. Popovici A., Popescu V., Babaita M., Lascu D., Negoitescu D. Modeling, simulation and design of input filter for matrix converters. *WSEAS International Conference on Dynamical Systems and Control*, Venice, Italy, November 2–4, 2005, pp. 439–444.

12. Zinov'ev G.S. *Silovaya elektronika* [Power electronics]. 5th ed., rev. and enl. Moscow, Yurait Publ., 2014. 667 p.

13. Zinov'ev G.S. *Pryamye metody rascheta energeticheskikh pokazatelei ventil'nykh preobrazovatelei* [Direct methods of switching converters energy efficiency analysis]. Novosibirsk, NSTU Publ., 1990. 220 p.

14. Caris M.L.A., Huisman H., Duarte J.L. Theoretical analysis of the duality principle applied to interleaved topologies. *International Power Electronics Conference (IPEC–Hiroshima 2014 – ECCE–ASIA)*, Hiroshima, 18–21 May 2014, pp. 2954–2959. doi: 10.1109/IPEC.2014.6870103

15. Casablanca C., Sun J. Interleaving and harmonic cancellation effects in modular three-phase voltage-sourced converters. *IEEE Workshops on Computers in Power Electronics, COMPEL'06*, Troy, New York, 16–19 July 2006, pp. 275–281. doi: 10.1109/COMPEL.2006.305626

16. Zhang D., Wang F., Burgos R., Rixin L., Boroyevich D. Impact of interleaving on AC passive components of paralleled three-phase voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010, vol. 46, iss. 3, pp. 1042–1054. doi: 10.1109/TIA.2010.2045336

17. Ye Z., Boroyevich D., Choi J., Lee F.C. Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2002, vol. 17, iss. 5, pp. 609–615. doi: 10.1109/TPEL.2002.802170