

УДК 621.3.011.712:621.3.014.8:621.3.015.4:621.3.018.3

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ УНИВЕРСАЛЬНОГО ФИЛЬТРА ВЫСШИХ ГАРМОНИК ДЛЯ СИСТЕМ С МНОГОПУЛЬСНЫМИ ВЫПРЯМИТЕЛЯМИ

И.В.Волков, член-корр. НАН Украины, **Д.П.Каршенов**, **С.В.Подольный**, канд.техн.наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина, e-mail: ivolkov@ied.org.ua

Получена расчетная модель универсального фильтра высших гармоник для многопульсных выпрямителей, использующая схему замещения выпрямителя и нагрузки источниками гармоник тока. В модели питающей сети присутствуют источники гармоник напряжения. Аналитическим методом получены параметры однофазной схемы замещения фильтра, определены токи в его ветвях, найдены параметры, обеспечивающие необходимый уровень фильтрации гармоник. Библ. 8, рис. 3.

Ключевые слова: источники тока, высшие гармоники, выпрямитель, фильтр высших гармоник, резонанс токов, резонанс напряжений.

Введение. Все выпрямители переменного тока, в том числе и многопульсные, генерируют в сеть высшие гармоники тока, что ведет к искажению кривой напряжения питающей сети и к известным негативным последствиям [4, 7]. Кроме того, питающее напряжение самой сети может содержать высшие гармоники, генерируемые другими нелинейными потребителями. Для решения проблемы повышения качества электроэнергии на практике чаще всего применяют разнообразные пассивные реактивные фильтры, отличающиеся достаточной простотой схемного решения и эффективностью подавления гармоник, расчет которых, однако, вызывает определенные затруднения, особенно если нагрузка носит комплексный характер [4–7]. Это объясняется следующими факторами:

- многообразием встречающихся на практике форм фильтруемых сигналов (напряжений, токов), характеризующихся различными спектральными составами;
- разной реакцией фильтра на различные спектральные составы фильтруемых сигналов, поскольку фильтр может не только ослаблять, но и усиливать гармоники;
- сложностью получения упрощенного, пригодного для инженерной практики модельного описания, которое было бы достаточно адекватно и приемлемо для различных спектральных составов фильтруемых сигналов.

Институтом электродинамики НАН Украины разработана серия трехфазных устройств пассивной фильтрации – универсальных фильтров гармоник тока – «Линеаторов» (Universal Harmonic Filters – UHF or «Lineators») [8], имеющих рекордно низкий уровень генерации мощности искажения в обычных шестипульсных системах выпрямления при определенном сочетании его реактивных параметров. Эти же фильтры при других параметрах эффективны и при использовании с многопульсными выпрямителями, математические модели которых описаны в [1, 2, 5].

Цель работы. Получить уравнения и необходимые соотношения для расчета параметров универсального фильтра («Линеатора») с многопульсным выпрямителем на основе его эквивалентной однофазной схемы замещения.

Результаты исследований. Трехфазная схема линеатора показана в центральной части рис. 1, в левой части которого – упрощенная эквивалентная схема питающей сети, а в правой – трансформатора, выпрямителя и нагрузки. Проведем анализ этой схемы при следующих условиях:

- на входе (A, B, C) фильтра действует трехфазное симметричное напряжение **произвольной формы** с основной (fundamental) круговой частотой ω и произвольным спектром гармоник;
- нагрузка совместно с многопульсным выпрямителем представлена источниками тока основной частоты и высших гармоник [1, 2,];
- схемы замещения трансформатора и фильтра – линейные, симметричные, без учета токов намагничивания сердечников.

Катушки индуктивности фильтра расположены на трехстержневом сердечнике, на каждом стержне сердечника дросселя размещены три обмотки (для каждой фазы): основной (сетевой) L_1 , поперечной (в цепи конденсаторов) L_3 и компенсационной (выходной) L_2 . Таким образом, все девять

обмоток оказываются магнитно-связанными, причем три выходных обмотки включены встречно по отношению к остальным шести. Возможны и другие комбинации магнитных связей, наличие которых обуславливает свойство невзаимности рассматриваемой трехфазной электрической цепи и нетривиальность нахождения ее однофазного эквивалента [7].

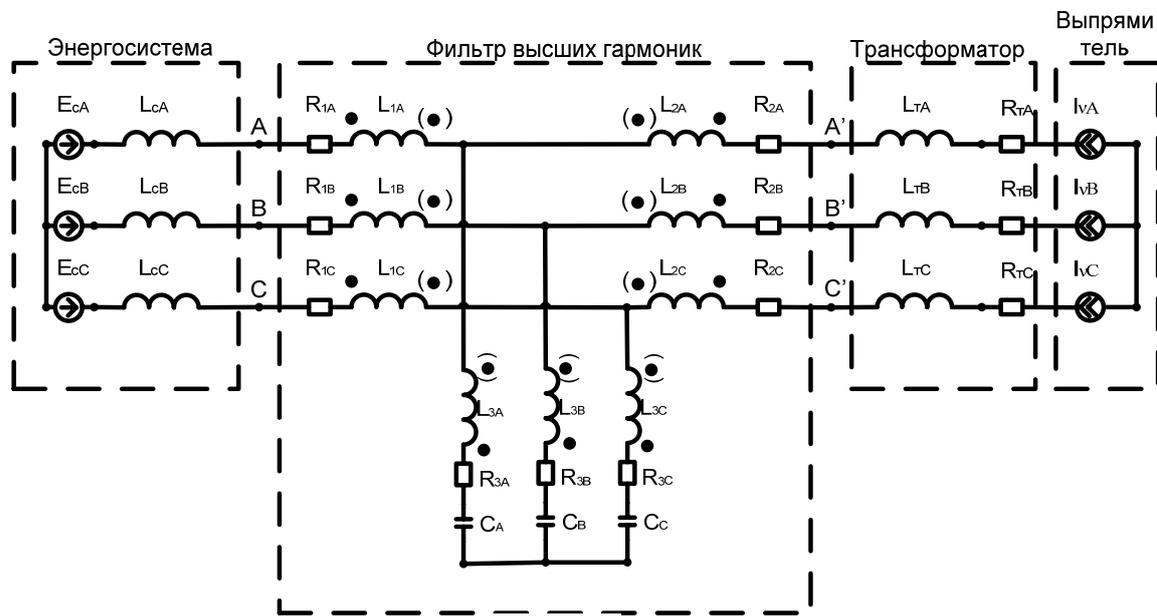


Рис. 1

Индуктивности и активные сопротивления катушек фильтра соотносятся так: $L_{1A}=L_{1B}=L_{1C}=L_1$, $L_{2A}=L_{2B}=L_{2C}=L_2$, $L_{3A}=L_{3B}=L_{3C}=L_3$, $R_{1A}=R_{1B}=R_{1C}=R_1$, $R_{2A}=R_{2B}=R_{2C}=R_2$, $R_{3A}=R_{3B}=R_{3C}=R_3$. Магнитные связи определяются через коэффициенты k_n и k_f – соответственно для катушек, размещенных на одном и разных стержнях. Емкости конденсаторов приняты равными: $C_A=C_B=C_C=C$.

Для упрощения моделирования и оптимизации параметров фильтра высших гармоник целесообразно преобразовать трехфазную схему в эквивалентную однофазную по методике [3].

Высшие гармонические составляющие прямой, обратной и нулевой последовательностей по-разному влияют на электромагнитные процессы в схеме. Следовательно, их влияние необходимо рассматривать отдельно.

Из [3] перепишем в компактной форме уравнения для действующего значения напряжения гармоник прямой последовательности $v_1 = 2k + 1$ ($k=0,1,2,\dots$ – натуральные числа) на обмотках катушек L_1, L_2, L_3

$$U_{(L_i, v_1)} = R_i I_{(i, v_1)} + m \left\{ U_i \sum_{p=0}^2 a^p K(1, p+1) + \sum_{g=2}^3 \sum_{p=0}^2 \sqrt{L_i L_{1(i, g)}} a^p K(2, p+1) \right\}, \quad (1)$$

где $I_{1v_1}, I_{2v_1}, I_{3v_1}$ – действующие значения тока гармоник прямой последовательности в обмотках катушек L_1, L_2, L_3 ; $a = e^{j120}$ – оператор поворота; $i = \{1, 2, 3\}$, g, p – индексы суммирования; $m = j\omega v_1$ – вспомогательная переменная; K, I – вспомогательные матрицы,

$$K = \begin{pmatrix} 0 & k_f & k_f \\ k_n & k_f & k_f \end{pmatrix}, \quad I = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 2 & 1 & 3 \\ 3 & 1 & 2 \end{pmatrix}.$$

В соответствии с [3] симметричную трехфазную схему на рис. 1 представим в виде эквивалентной однофазной схемы замещения (рис. 2) отдельно для гармоник прямой, обратной и нулевой последовательностей, выполнив следующие преобразования.

Для гармонических составляющих прямой и обратной последовательностей

$$L_{i1} = L_{i2} = L_i (1 - k_f) \Rightarrow L_i = L_{i1} (1 - k_f)^{-1} = L_{i2} (1 - k_f)^{-1}, \quad i = 1, \dots, 3. \quad (2)$$

Тогда
$$\begin{aligned} \sqrt{L_1 L_2} (k_n - k_f) &= k_1 \sqrt{L_{11} L_{21}} = k_2 \sqrt{L_{12} L_{22}}; & \sqrt{L_1 L_3} (k_n - k_f) &= k_1 \sqrt{L_{11} L_{31}} = k_2 \sqrt{L_{12} L_{32}}; \\ \sqrt{L_2 L_3} (k_n - k_f) &= k_1 \sqrt{L_{21} L_{31}} = k_2 \sqrt{L_{22} L_{32}}, & & \end{aligned} \quad (3)$$

где k_1 и k_2 – коэффициенты связи для гармоник прямой и обратной последовательностей, причем равенства (3) выполняются при $k_1 = k_2 = (k_n - k_f)/(1 - k_f)$.

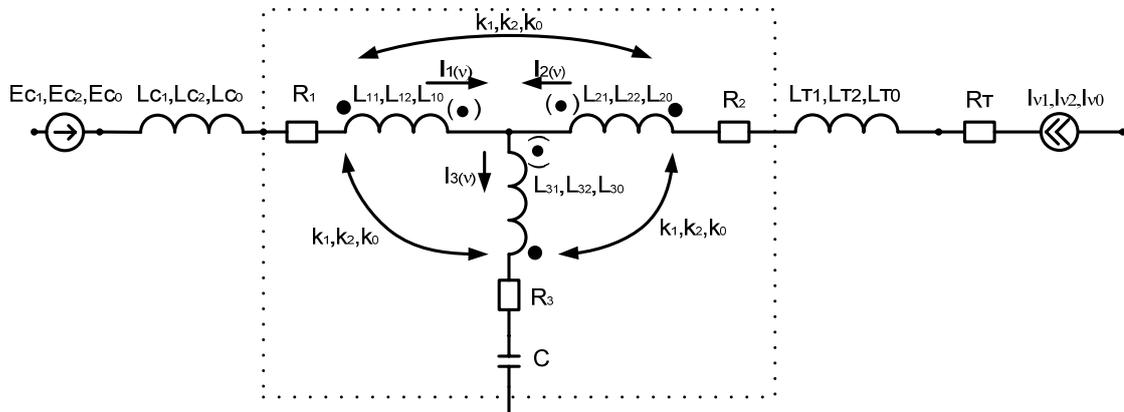


Рис. 2

Для гармонических составляющих нулевой последовательности

$$L_{i0} = L_i(1 + 2k_f) \Rightarrow L_i = L_{i0}(1 + 2k_f)^{-1}, \quad i = 1, \dots, 3 \quad (4)$$

$$\text{и } \sqrt{L_1 L_2}(k_n + 2k_f) = k_0 \sqrt{L_{10} L_{20}}; \quad \sqrt{L_1 L_3}(k_n + 2k_f) = k_0 \sqrt{L_{10} L_{30}}; \quad \sqrt{L_2 L_3}(k_n + 2k_f) = k_0 \sqrt{L_{20} L_{30}}, \quad (5)$$

где $k_0 = (k_n + 2k_f)/(1 + 2k_f)$.

Эквивалентную однофазную схему замещения по рис. 2 можно представить схемой, в которой отсутствуют взаимные индуктивные связи (рис. 3), а их роль выполняют зависимые источники напряжения, напряжения которых являются функцией тока в других контурах:

– для гармонических составляющих прямой и обратной последовательностей

$$E_{m(1,2)\{i,p\}} = \pm j \omega v_{1,2} \sqrt{L_i L_p} (k_n - k_f) I_{p,v_{1,2}}, \quad (6)$$

– для гармонических составляющих нулевой последовательности

$$E_{m(0)\{i,p\}} = \pm j \omega v_{1,2} \sqrt{L_i L_p} (k_n + 2k_f) I_{p,v_0}. \quad (7)$$

Уравнения (6), (7) справедливы для всех сочетаний $i = 1, \dots, 3$, $p = 1, \dots, 3$ при $i \neq p$. Полученную эквивалентную однофазную схему замещения применим для расчета параметров фильтра высших гармоник. Для расчета индуктивности катушек L_2 и L_3 зададим направления токов в ветвях фильтра. Пусть источником гармоник тока является только нелинейная нагрузка.

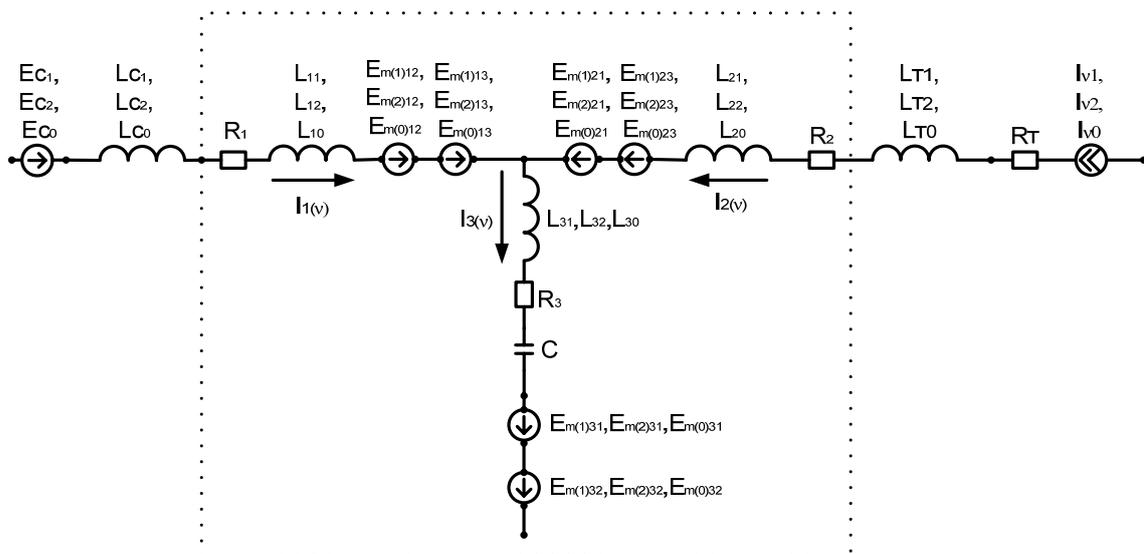


Рис. 3

Уравнения Кирхгофа после подстановки токов можно преобразовать к следующему виду:

$$\begin{aligned} I_{1(v_z)} \left\{ j v_z \omega (L_{cz} - L_{1z} - L_{3z} + 2k_z \sqrt{L_{1z} L_{3z}}) - R_1 - R_3 + j/v_z \omega C \right\} - \\ - I_{2(v_z)} \left\{ j v_z \omega (L_{32} - k_z \sqrt{L_{12} L_{32}} - k_z \sqrt{L_{12} L_{22}} - k_z \sqrt{L_{22} L_{32}}) - R_3 + j/v_z \omega C \right\} = E_{(v_z)}, \end{aligned} \quad (8)$$

где z – индекс прямой, обратной и нулевой последовательностей.

С учетом уравнений (6, 7) последнее уравнение можно преобразовать к виду

$$\begin{aligned} I_{1(v_z)} \left\{ j v_z \omega (k_z \sqrt{L_{12} L_{32}} - k_z \sqrt{L_{12} L_{22}} - k_z \sqrt{L_{12} L_{32}}) - R_3 + j/v_z \omega C \right\} + \\ - I_{2(v_z)} \left\{ j v_z \omega (k_z \sqrt{L_{22} L_{32}} + L_{Tz} + L_{2z} + L_{3z}) + R_T + R_2 + R_3 - j/v_z \omega C \right\} = 0. \end{aligned} \quad (9)$$

Предположим, что на какой-то резонансной гармонике множитель при токе $I_{1(v_z)}$ равен нулю.

Предположим также, что имеет место «чистый» резонанс, т.е. активные сопротивления пренебрежимо малы по сравнению с реактивными. Тогда из уравнения (9) следует, что

$$v_z \omega L_{Tz} + v_z \omega L_{2z} - 2v_z \omega k_z \sqrt{L_{2z} L_{3z}} + v_z \omega L_{3z} - 1/v_z \omega C = 0. \quad (10)$$

Умножив (10) на $v_z \omega C$ и сгруппировав коэффициенты, получим

$$v_z^2 \omega^2 L_{Tz} C + v_z^2 \omega^2 L_{2z} C - 2v_z^2 \omega^2 k_z \sqrt{L_{2z} L_{3z}} C + v_z^2 \omega^2 L_{3z} C = 1,$$

откуда

$$v_z \omega = \left[C (L_{Tz} + L_{2z} - 2k_z \sqrt{L_{2z} L_{3z}} + L_{3z}) \right]^{-1/2}. \quad (11)$$

Параметры L_{Tz} , k_z определяются паспортными данными трансформатора и конструкцией дросселя, а требуемая резонансная частота гармоники $v_z \omega$ предопределяет допустимое множество значений параметров фильтра $\{C, k_z, L_{2z}, L_{3z}\}$, связанных между собой согласно (11).

Аналогичным способом можно получить выражение относительно L_{1z} , но на этот раз примем равным нулю множитель при токе $I_{1(v_z)}$. Тогда после ряда алгебраических преобразований получим

$$v_z \omega = \left[C (k_z \sqrt{L_{1z} L_{2z}} - k_z \sqrt{L_{1z} L_{3z}} - k_z \sqrt{L_{2z} L_{3z}} + L_{3z}) \right]^{-1/2}. \quad (12)$$

Отсюда индуктивность L_{1z} , обеспечивающая необходимую резонансную частоту $v_z \omega$, равна

$$L_{1z} = \left(\frac{1 - v_z^2 \omega^2 L_{3z} C + v_z^2 \omega^2 k_z \sqrt{L_{2z} L_{3z}} C}{(\sqrt{L_{2z}} - \sqrt{L_{3z}})^2 \omega^2 L_{3z} C} \right)^2. \quad (13)$$

По найденным параметрам определим ток на входе

$$I_{1(v_z)} = -A I_{2(v_z)} / B, \quad (14)$$

где

$$\begin{aligned} A = j v_z \omega (L_{Tz} + L_{2z} + L_{3z} - 2k_z \sqrt{L_{2z} L_{3z}}) - 1/v_z \omega C, \\ B = j v_z \omega (k_z \{ \sqrt{L_{1z} L_{3z}} + \sqrt{L_{2z} L_{3z}} - \sqrt{L_{1z} L_{2z}} \} - L_{3z}) - 1/v_z \omega C. \end{aligned}$$

Для оценки качества фильтрации выполним расчет коэффициентов ослабления (усиления) фильтром высших гармонических составляющих тока нагрузки

$$k_{ocl_v} = I_{1(v_z)} / I_{2(v_z)} = 1 - I_{3(v_z)} / I_{2(v_z)} = N / M, \quad (15)$$

где

$$\begin{aligned} N = 1 - v_z^2 \omega^2 C (L_{Tz} + L_{2z} - L_{3z} + 2k_z \sqrt{L_{2z} L_{3z}}), \\ M = 1 - v_z^2 \omega^2 C \left\{ L_{3z} - k_z \left[\sqrt{L_{2z} L_{3z}} - \sqrt{L_{1z} L_{2z}} - \sqrt{L_{1z} L_{3z}} \right] \right\}. \end{aligned}$$

Аналогично коэффициент ослабления гармонических составляющих напряжения питающей сети

$$k_{ocU_v} = -N1 / M1, \quad (16)$$

где $N1 = M$, $M1 = v_z^2 \omega^2 C (L_{1z} + L_{2z} - k_z \{ \sqrt{L_{1z} L_{2z}} - \sqrt{L_{1z} L_{3z}} + \sqrt{L_{2z} L_{3z}} \})$.

Связь между найденными коэффициентами ослабления гармоник тока и стандартизируемым коэффициентом несинусоидальности кривой тока THDi (Total Harmonic Distortion) приведена в [4].

Вывод. Расчетные формулы, полученные на основе использования однолинейной схемы замещения трехфазного универсального фильтра высших гармоник, позволяют учитывать любую симметричную нелинейную нагрузку с фиксированным спектром тока, а также произвольный симмет-

ричний спектр напруги живлячої мережі. Найдена зв'язь параметрів фільтра з коефіцієнтами, характеризуючими якість фільтрації, дає можливість визначати параметри фільтрів і вирішувати задачі їх оптимізації в залежності від конкретних вимог при проектуванні.

1. Волков І.В., Каршенів Д.П. Універсальні математичні моделі m -пульсних випрямлячів з сумішної RLC -навантажкою в ланці постійного струму // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 4. – С. 30–37.
2. Волков І.В., Каршенів Д.П. Математичні моделі і схеми заміщення m -пульсних регульованих випрямлячів // Вестник НТУ «ХПІ». Енергетика: надійність і енергоефективність. – 2012. – № 23.
3. Волков І.В., Подольний С.В. Еквівалентні однофазні схеми заміщення деяких поширених трифазних схем з взаємодуктивними зв'язками // Техн. електродинаміка. – 2006. – № 6. – С. 20–25.
4. Жежеленко І.В., Саєнко Ю.Л. Якість електроенергії на промислових підприємствах. – М.: Енергоатомиздат, 2005. – 261 с.
5. Каршенів Д.П. Уточнення математичної моделі m -пульсних регульованих випрямлячів з сумішної RLC -навантажкою в ланці постійного струму // Вестник НТУ «ХПІ». Енергетика: надійність і енергоефективність. – 2013. – № 24.
6. Пентегов І.В., Волков І.В., Левін М. Устройства подавления высших гармоник тока // Техн. електродинаміка. Тем. випуск «Проблеми сучасної електротехніки». – 2002. – Ч.1. – С. 13–22.
7. Шидловський А.К., Жаркін А.Ф. Высшие гармоники в низковольтных электрических сетях. – К.: Наукова думка, 2005. – 207 с.
8. Patent US 6,127,743. Universal Harmonic Mitigating System / M.Levin (CA), I.Volkov (UA). – 10.03.2000.

УДК 621.311.001.51:621.3.018.783.3

РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ УНІВЕРСАЛЬНОГО ФІЛЬТРУ ВИЩИХ ГАРМОНІК ДЛЯ СИСТЕМ З БАГАТОПУЛЬСНИМИ ВИПРЯМЛЯЧАМИ

І.В.Волков, член-кор. НАН України, **Д.П.Каршенів**, **С.В.Подольний**, канд.техн.наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна, e-mail: ivolkov@ied.org.ua

Отримано розрахункову модель універсального фільтру вищих гармонік для багатопульсних перетворювачів, який представлено схемою заміщення на основі джерел струму вищих гармонік. В моделі живлячої мережі присутні джерела гармонік напруги. Аналітичним методом отримано параметри однолінійної схеми заміщення універсального фільтру вищих гармонік, визначені струми в гілках фільтру. Бібл. 8, рис. 3.

Ключові слова: джерела струму, вищі гармоніки, нелінійний елемент, перетворювач, фільтр вищих гармонік, резонанс струмів, резонанс напруги.

CALCULATION OF PARAMETERS OF UNIVERSAL FILTER OF HIGH HARMONICS FOR SYSTEMS WITH MULTIPULSES RECTIFIERS

I.V.Volkov, D.P.Karshenov, S.V.Podolnyi
Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine, e-mail: ivolkov@ied.org.ua

The calculation model of universal filter of high harmonics is researched. The electrical circuitry of this filter was developed in the Institute of Electrodynamics of NAS Ukraine and patented in the USA and other countries. It differs of known ones by using a mutual inductance between winding of reactor. The electrical system load in the model is a multipulse converter represented with the current sources. Besides the input voltage sources are assumed to be under harmonic distortion what has been considered by means of multi voltage source model. The analytical method was proposed for finding filter parameters and respective branch currents. References 8, figures 3.

Keywords: current sources, harmonics, a nonlinear element, rectifier, high harmonics filter, current resonance, voltage resonance.

1. Volkov I.V., Karshenov D.P. Universal mathematical models of m -pulse rectifiers with complex RLC -load in the direct current circuit // Tekhnichna elektrodynamika. – 2012. – № 4. – Pp. 30–37. (Rus)
2. Volkov I.V., Karshenov D.P. Mathematical models and equivalent schemas of m -pulse rectifiers // Vestnik NTU “KhPI”. Tematychnyi vypusk “«Energetika: nadezhnost i energoeffektivnost.» – 2012. – № 23. (Rus)
3. Volkov I.V., Podolnyi S.V. Equivalent single phase schemas of some 3-phase circuits with mutual inductances // Tekhnichna elektrodynamika. – 2006. – № 6. – Pp. 20–25. (Ukr)
4. Zhezhenko I.V., Saenko Yu.L. Energy quality in the industrial plants. – Moskva: Energoatomizdat, 2005. – 261 p. (Rus)
5. Karshenov D.P. Correction of mathematical models of m -pulse controlled rectifiers with complex RLC -load in the direct current circuit // Vestnik NTU “KhPI” Energetika: nadezhnost i energoeffektivnost. – 2013. – № 24. (Rus)
6. Pentegov I.V., Volkov I.V., Levin M. Devices for current harmonic mitigation // Tekhnichna elektrodynamika. Tematychnyi vypusk “Problems of modern electrotechnics”. – 2002. – Ch. 1. – Pp. 13–22. (Rus)
7. Shidlovskii A.K., Zharkin A.F. Harmonics in low-voltage electrical nets. – Kyiv: Naukova dumka, 2005. – 207 p. (Rus)
8. Patent US 6,127,743. Universal Harmonic Mitigating System / M.Levin (CA), I.Volkov (UA). – 10.03.2000.

Надійшла 25.06.2013

Остаточний варіант 30.07.2013