

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ (05.09.03)

УДК 621.314.263

DOI: 10.24160/1993-6982-2019-1-61-68

Выбор параметров многофункционального трансформатора

Л.Э. Рогинская, А.Р. Латыпов, А.А. Меднов

Рассмотрены источники питания электротехнологических установок, включающих индукционный нагрев, в состав которых входят полупроводниковые преобразователи для получения синусоидальных и прямоугольных импульсов напряжения, в частности, симметричная мостовая и полумостовая схемы, а также ферромагнитные умножители частоты в четное число раз.

Исследованы способы увеличения частоты в два и четыре раза с использованием многофункциональных трансформаторов на примере их подключения к преобразователям с синусоидальным и прямоугольным выходными сигналами. Отражены графики зависимостей напряжений на обмотках и потоков в магнитопроводе многофункционального трансформатора при питании данными формами сигналов, подтверждающие независимость формы выходного сигнала на нагрузке от формы питающего многофункциональный трансформатор сигнала.

Описаны преимущества совместного использования при каскадном соединении полупроводникового и ферромагнитного умножителя частоты. Проанализированы рабочие процессы при различной длительности периодов насыщения магнитопровода многофункционального трансформатора. Дана методика параметрического синтеза ферромагнитного преобразователя частоты с помощью приближенного гармонического анализа (метода Бесселя). Приведены основные соотношения для определения электромагнитных параметров преобразователей, определенные с помощью аппроксимации гиперболическим синусом, а именно, амплитуды индукций второй и четвертой гармоник в режиме холостого хода и при работе с конденсатором продольной и/или поперечной емкостной компенсации, составляющей индукции от обмотки подмагничивания. Сделан расчет тока через компенсирующий конденсатор и вычислена его емкость. Сформулированы краткие выводы по результатам работы.

Ключевые слова: ферромагнитный умножитель частоты, многофункциональный трансформатор, источник питания электротехнологической установки.

Для цитирования: Рогинская Л.Э., Латыпов А.Р., Меднов А.А. Выбор параметров многофункционального трансформатора // Вестник МЭИ. 2019. № 1. С. 61—68. DOI: 10.24160/1993-6982-2019-1-61-68.

The Selecting of Multifunctional Transformer Parameters

L.E. Roginskaya, A.R. Latypov, A.A. Mednov

The article considers power supply sources for electrotechnological installations involving induction heating, which include semiconductor converters for producing sine-wave and rectangular voltage pulses, in particular, symmetrical bridge and half-bridge circuits, as well as ferromagnetic frequency multipliers with an even frequency multiplication ratio.

Methods for increasing the frequency by a factor of two and four by means of multifunctional transformers are investigated taking as an example their connection to converters with sine-wave and rectangular output signals. Graphic dependencies of the voltages across the winding terminals and fluxes in the multifunctional transformer core when being energized by signals with the above-mentioned waveforms are presented, which confirm that the output signal waveform across the load does not depend on the signal waveform applied to the multifunction transformer.

The advantages of using a combination of cascade-connected semiconductor and ferromagnetic frequency multipliers are described. The working processes occurring in the system during its operation with different durations of the multifunctional transformer core saturation intervals are analyzed. A technique for parametrically synthesizing a ferromagnetic frequency converter using an approximate harmonic analysis (the Bessel method) is given. The article presents basic correlations for determining the converter electromagnetic parameters with the use of a hyperbolic sine approximation, namely, the amplitudes of the second and fourth induction harmonic components in the idle mode and for operation with a series and/or shunt capacitive compensation capacitor, and the induction component from the bias winding. The current through the compensating capacitor is calculated, and its capacitance is determined. Brief conclusions from the study results are formulated.

Key words: ferromagnetic frequency multiplier, multifunctional transformer, an electrotechnological installation power supply source.

For citation: Roginskaya L.E., Latypov A.R., Mednov A.A. The Selecting of Multifunctional Transformer Parameters. MPEI Vestnik. 2019;1:61—68. (in Russian). DOI: 10.24160/1993-6982-2019-1-61-68.

Широкое внедрение современной электротехнологии в промышленность, особенно технологических процессов, включающих индукционный нагрев, невозможно без создания специализированных источников питания, к которым можно отнести симметричные полупроводниковые преобразователи частоты, соединенные с многофункциональными высокочастотными трансформаторами [1 — 5].

Каскадное соединение полупроводниковых преобразователей частоты и многофункциональных трансформаторов позволяет расширить частотный диапазон в кратное число раз, получить на выводах напряжение, меняющееся с различными частотами, модернизировать защиту электротехнологической установки, используя свойства ферромагнитных преобразователей [6 — 10].

Преобразование частоты с помощью ферромагнитных устройств связано с насыщением их магнитопроводов. Насыщенное состояние сердечников имеет место либо при увеличении амплитуды переменной магнитной индукции, определяемой напряжением питания, либо при наличии постоянного магнитного поля, зависящего от тока в обмотке подмагничивания. Поскольку увеличение переменной составляющей приводит к росту потерь в стали, наиболее рационально получать насыщенные сердечники при повышенной частоте с помощью постоянного поля. Наличие данного поля характерно для ферромагнитных преобразователей частоты в четное число раз. Ферромагнитные удвоители частоты подключают к выходным зажимам полупроводниковых преобразователей частоты, схемы которых приведены на рис. 1, а, б. В обоих случаях выходное напряжение симметрично, однако напряжение преобразователя на рис. 1, а, имеет синусоидальную форму, а на рис. 1, б — прямоугольную. Схема многофункционального преобразователя с удвоением частоты изображена на рис. 2, а, а с умножением частоты в четыре раза — на рис. 2, б. Для умножения частоты

в два раза достаточно одного полупроводникового и одного ферромагнитного преобразователя, а для умножения в четыре раза необходимы два идентичных полупроводниковых преобразователя, рассчитанные на половинную мощность, причем их выходные напряжения отличаются по фазе на четверть периода. К выходным зажимам полупроводниковых преобразователей подключены идентичные удвоители частоты [11 — 18].

Зависимость переменных магнитных потоков в сердечниках трансформаторов идеализированного умножителя частоты в четыре раза в режиме холостого хода при прямоугольной форме первичного напряжения дана на рис. 3, а. Переменный магнитный поток меняется во времени по линейному закону согласно зависимости [14, 19]:

$$U = w_1 \frac{d\Phi}{dt}; \quad \Phi = \frac{Ut}{w_1} - \Phi_m, \quad (1)$$

где Φ — магнитный поток в сердечнике трансформатора; Φ_m — величина магнитного потока в конце полуцикла; U — напряжение первичной обмотки умножителя.

Исходя из (1), максимальное значение переменного магнитного потока равно:

$$\Phi_m = \frac{U}{4fw_1}.$$

Поток Φ_0 , создаваемый обмоткой подмагничивания, определяется исходя из длительности насыщенного состояния магнитопроводов:

$$\Phi_0 = \Phi_s - \Phi(t_{1K}), \quad (2)$$

где Φ_s — магнитный поток насыщенного сердечника; $\Phi(t_{1K})$ — значение переменного магнитного потока в момент насыщения.

На практике возможны следующие варианты длительностей насыщенного состояния $t_{\text{нас}}$ сердечников за полупериод напряжения:

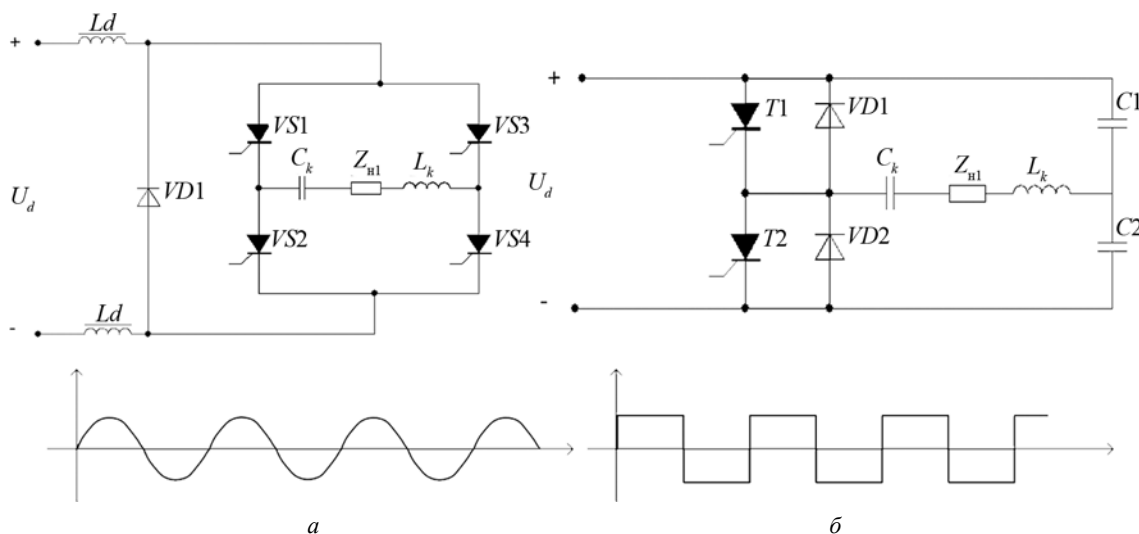


Рис. 1. Симметричная мостовая (а) и полумостовая (б) схемы полупроводниковых преобразователей

1. $0 < t_{\text{нас}} \leq T/4$.
2. $T/4 < t_{\text{нас}} \leq T/2$.
3. $T/2 < t_{\text{нас}} \leq 3T/4$.
4. $t_{\text{нас}} > 3T/4$.

Наиболее интересными вариантами являются случаи с предельными значениями длительностей насыщенного состояния. Значения переменного магнитного потока в сердечниках для трех вариантов равны:

$$\begin{aligned} \Phi(t_{11}) &= \frac{U}{8fw_1} = \frac{\Phi_m}{2}; \\ \Phi(t_{12}) &= 0; \\ \Phi(t_{13}) &= \frac{\Phi_m}{2}; \quad \Phi(t_{13}) = -\frac{\Phi_m}{2}. \end{aligned}$$

На рисунке 3, б показаны зависимости мгновенных значений напряжений на зажимах вторичных обмоток удвоителей для первого случая (числа витков обмоток w_1, w_2, w_c одинаковы).

При длительности насыщения, согласно первому варианту, насыщен лишь один сердечник в течение каждой четверти периода. Если длительность насыщенного состояния $t_{\text{нас}} < T/4$, то насыщенное состояние одного сердечника чередуется с отсутствием насыщения. В этом случае напряжения U_c и U_2 равны напряжению на первичной обмотке преобразователя и имеют прямоугольную форму (рис. 3, в).

Мгновенные значения магнитных потоков для второго варианта даны на рис. 3, г. В этом случае на зажимах вторичных обмоток каждого удвоителя напряжение имеет прямоугольную форму, симметричную относительно оси абсцисс. Напряжение U_c равно сумме напряжений на обмотках каждого удвоителя, а напряжение U_2 равно нулю. Поскольку магнитный

поток при прямоугольной форме первичного напряжения изменяется по линейному закону, то среднее значение выходного напряжения также уменьшается по линейному закону. В течение третьего интервала одновременно могут быть насыщены три сердечника, а в предельном случае одновременно три сердечника насыщены и значения напряжений U_c и U_2 повторяют значения напряжений в первом варианте (рис. 3, д).

Для увеличения выходного напряжения к напряжению U_c подключают конденсатор, ток которого увеличивает вторую гармонику потока. Результирующие расчетные зависимости изображены на рис. 3, е. Амплитуда напряжения четвертой гармоники равна амплитуде напряжения второй гармоники при сохранении величины потока согласно первому варианту. Такой режим сохраняется до тех пор, пока отсутствует насыщение магнитопроводов по переменной составляющей [20].

Зависимость переменных магнитных потоков в сердечниках трансформаторов при синусоидальной форме первичного напряжения показана на рис. 4, а.

Если приложенное к первичной обмотке напряжение меняется по закону

$$U = w_1 \frac{d\Phi}{dt} = U_m \sin \omega t,$$

то в установившемся режиме переменный магнитный поток изменяется согласно формуле

$$\Phi = \frac{-U \cos \omega t}{f w_1 \pi \sqrt{2}},$$

а его максимальное значение равно:

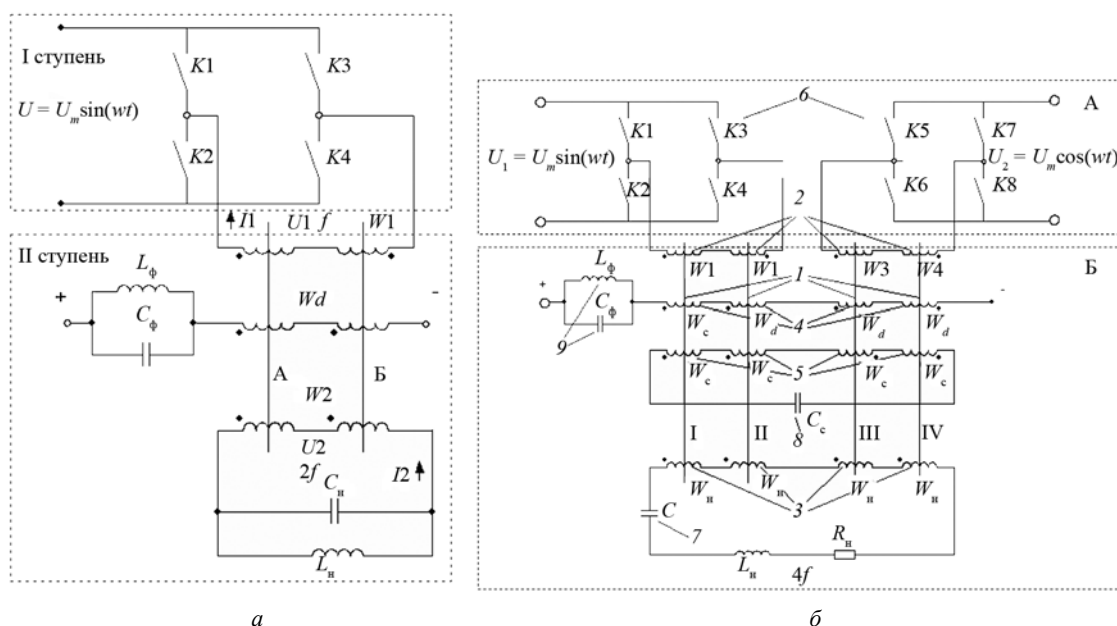


Рис. 2. Схемы многофункциональных преобразователей с удвоением частоты (а) и умножением частоты в четыре раза (б)

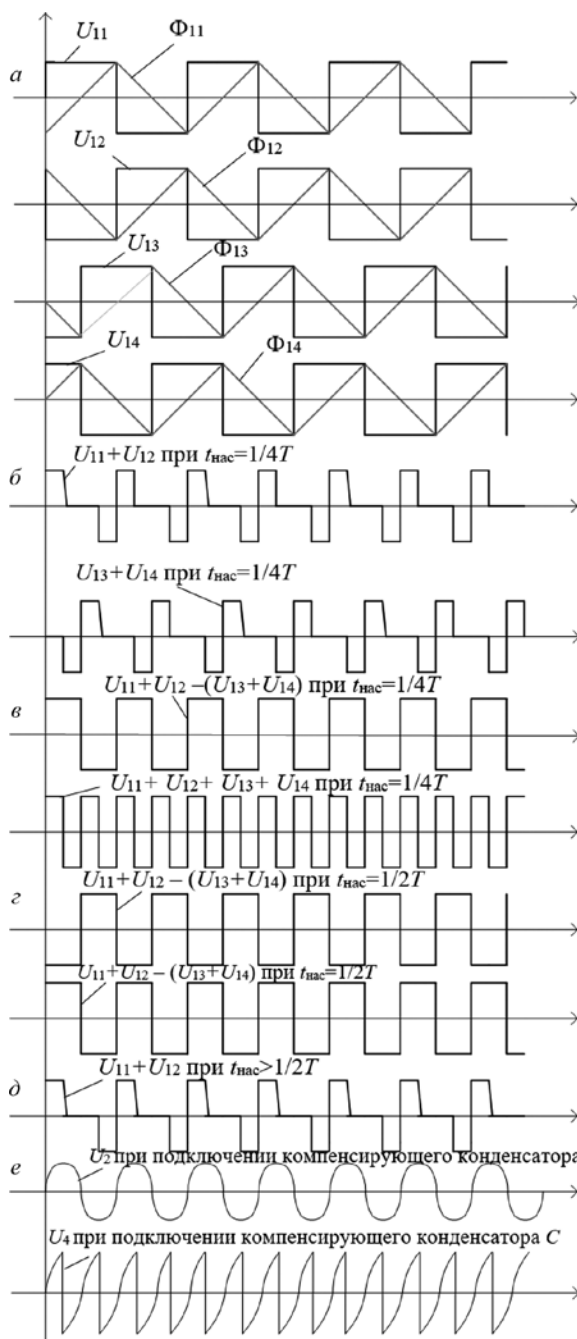


Рис. 3. Рабочие процессы в многофункциональном преобразователе при прямоугольной форме напряжения

$$\Phi_m = \frac{U}{f\omega_1\pi\sqrt{2}}$$

Поток, создаваемый обмоткой подмагничивания, определяется согласно (2), варианты длительностей насыщенного состояния сердечников остаются теми же, что и ранее. Значения переменного магнитного потока для трех вариантов при предельных значениях длительностей равны:

$$\Phi(t_{11}) = \frac{U}{2\pi f\omega_1} = \frac{\Phi_m}{\sqrt{2}};$$

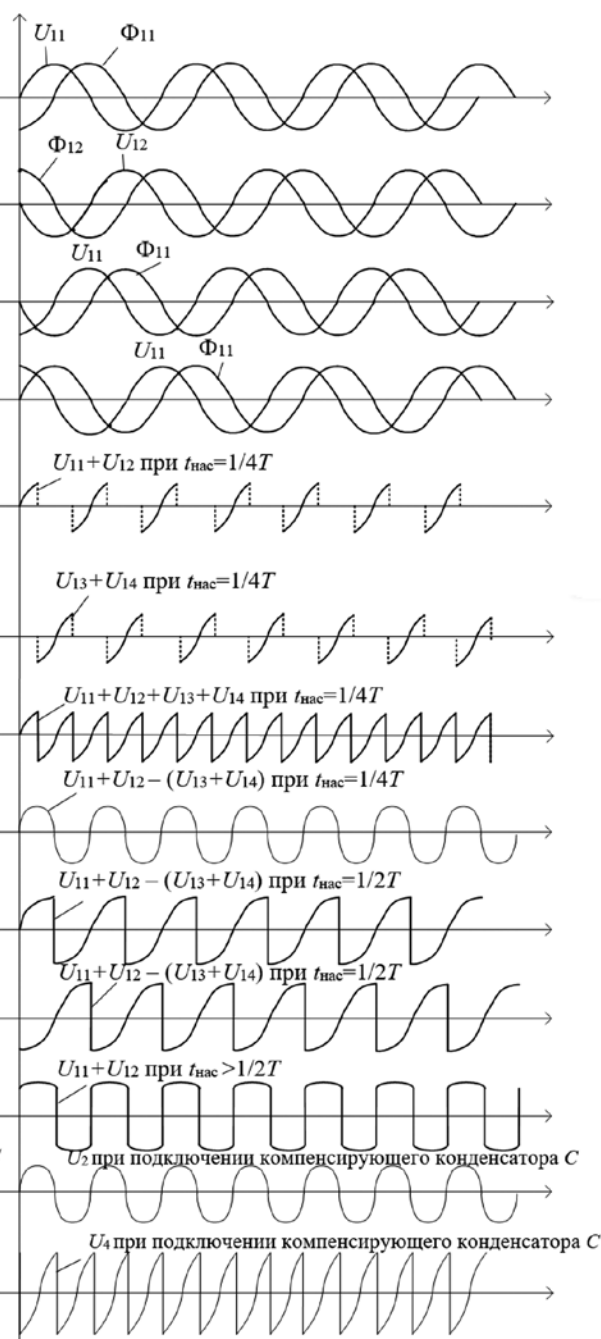


Рис. 4. Рабочие процессы в многофункциональном преобразователе при синусоидальной форме напряжения

$$\Phi(t_{12}) = 0;$$

$$\Phi(t_{13}) = \frac{\Phi_m}{\sqrt{2}}$$

Расчетные осциллограммы напряжений для вторичных обмоток удвоителей представлены на рис. 4, б. Напряжения выглядят как отрезки синусоид. Максимальные значения напряжений равны $U_m/\sqrt{2}$. Напряжения U_c и U_2 также меняются по отрезкам синусоид, и их максимальные значения не превышают $U_m/\sqrt{2}$ (рис. 4, в). Если имеет место второй вариант, то напряжения продолжают меняться по отрезкам синусоид, и

их максимальные значения в предельном случае достигают величин $U_{Cm} = U_m/\sqrt{2}$, а $U_{2m} = U_m$. При этом напряжение удвоенной частоты содержит только нечетные гармоники, а выходное напряжение — только четные. Таким образом, изменения выходных напряжений при различной форме питающих напряжений отличаются друг от друга и при синусоидальной форме это изменение более благоприятно.

Определим вторую и четвертую гармоники напряжения на вторичных обмотках каждого из удвоителей при прямоугольной форме первичного напряжения. Согласно рис. 3, б на интервале $(-\pi) \dots +(\pi)$ функции U_{21} и U_{22} — нечетные, следовательно, U_{Cm1} и U_{2m1} равны:

$$U_{C1m} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega t} U \sin \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} U (1 - \cos \omega t), \quad (0 \leq \omega t \leq \pi); \quad (3)$$

$$U_{2m} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega t} U \sin 2\omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} U (1 - \cos 2\omega t), \quad (0 \leq \omega t \leq \pi). \quad (4)$$

Таким образом, согласно (3), (4) максимальное значение четвертой гармоники выходного напряжения имеет место при $\omega t = \pi/2$, при этом $U_{2m} = 4U/\pi$. Напряжение на конденсаторе в этом случае равно выходному. При дальнейшем увеличении длительности насыщенного состояния сердечников выходное напряжение убывает (4), при $\omega t = \pi$ $U_2 = 0$, а $U_{Cm} = 8U/\pi$ (рис. 3, з). Напряжение на зажимах вторичных обмоток повторяет зависимости на рис. 3, б — д. Включение конденсатора на зажимы емкостной обмотки приближает форму напряжения U_C к синусоидальной, выходное напряжение при этом состоит из отрезков синусоид (рис. 3, е).

При синусоидальной форме первичного напряжения величины U_{Cm1} и U_{2m1} равны:

$$\begin{aligned} U_{C1m} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega t} U_m \sin 0,5\omega t \sin \omega t d\omega t = \\ &= \frac{1}{\pi} U_m \left(2 \sin(0,5\omega t) - \frac{\sin(1,5\omega t)}{2} \right); \\ U_{2m1} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega t} U_m \sin 0,5\omega t \sin 2\omega t d\omega t = \\ &= \frac{1}{\pi} U_m \left(\frac{1}{5} \sin(1,5\omega t) - 0,4 \sin(2,5\omega t) \right). \end{aligned}$$

Для характерных моментов времени $\omega t = \pi/2, \pi$, эти напряжения, соответственно, равны: $U_{Cm1} = 0,3U_m$, $U_{2m1} = 0,24U_m$ при $\omega t = \pi/2$.

Амплитуды индукций второй и четвертой гармоник в режиме холостого хода можно определить с помощью приближенного гармонического анализа методом Бесселя.

Первый шаг на данном этапе — вычисление коэффициентов аппроксимации для используемой марки

стали. Находятся они, исходя из имеющихся магнитных характеристик индукции насыщения B_s и напряженности при достижении индукции насыщения h_s , по следующим соотношениям [3]:

$$\alpha = \frac{h_s}{200}; \quad \beta = \frac{7,5}{B_s}. \quad (5)$$

На следующем этапе следует определить индукцию для второй гармонической составляющей, разделив период на 32 части:

$$B_{2(v=2)} = \left(\frac{1}{16} \right) \sum_{i=0}^{15} \left(\operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch}(B_1 \cos \omega t)} \right) \cos 2\omega t \right), \quad (6)$$

где $B_{2(v)}$ — индукция магнитного поля, вносимая v -й гармонической составляющей; B_1 — индукция, создаваемая обмоткой w_1 ; h_0 — напряженность магнитного поля, вносимая обмоткой w_a .

Для четвертой гармонической составляющей:

$$B_{2(v=4)} = \left(\frac{1}{16} \right) \sum_{i=0}^{15} \left(\operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch}(B_1 \cos \omega t)} \right) \cos 4\omega t \right).$$

При этом для перевода текущих уравнений в абсолютные величины воспользуемся коэффициентами (5) и приведем уравнение (6) в развернутом виде:

$$B_{2(v=2)} = \left(\frac{1}{16} \right) \left(\begin{aligned} &2 \operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch}(\beta B_1)} \right) + \sqrt{2} \operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch} \frac{\sqrt{2+\sqrt{2}}}{2}} \right) - \\ &-\sqrt{2} \operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch} \left(\beta B_1 \frac{\sqrt{2-\sqrt{2}}}{2} \right)} \right) - 2 \operatorname{ash}(h_0) - \\ &-\sqrt{2} \operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch} \left(-\beta B_1 \frac{\sqrt{2-\sqrt{2}}}{2} \right)} \right) + \\ &+\sqrt{2} \operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch} \left(-\beta B_1 \frac{\sqrt{2+\sqrt{2}}}{2} \right)} \right) \end{aligned} \right).$$

Аналогично получается преобразование для четвертой гармонической составляющей.

Исходя из полученных соотношений, можно получить уравнения для второй и четвертой гармоник в режиме работы с конденсатором продольной и/или поперечной емкостной компенсации:

$$B_{2(v=2)} = \left(\frac{1}{16} \right) \left[\begin{aligned} & 2 \operatorname{ash} \left(\frac{h_0 - h_2}{\operatorname{ch}(\beta B_1)} \right) + \sqrt{2} \operatorname{ash} \left(\frac{h_0 - \frac{\sqrt{2}h_2}{2}}{\operatorname{ch} \left(\beta B_1 \frac{\sqrt{2+\sqrt{2}}}{2} \right)} \right) - \\ & - \sqrt{2} \operatorname{ash} \left(\frac{h_0 + \frac{\sqrt{2}h_2}{2}}{\operatorname{ch} \left(\beta B_1 \frac{\sqrt{2-\sqrt{2}}}{2} \right)} \right) - 2 \operatorname{ash}(h_0 + h_2) - \\ & - \sqrt{2} \operatorname{ash} \left(\frac{h_0 + \frac{\sqrt{2}h_2}{2}}{\operatorname{ch} \left(-\beta B_1 \frac{\sqrt{2-\sqrt{2}}}{2} \right)} \right) + \sqrt{2} \operatorname{ash} \left(\frac{h_0 - \frac{\sqrt{2}h_2}{2}}{\operatorname{ch} \left(-\beta B_1 \frac{\sqrt{2+\sqrt{2}}}{2} \right)} \right) \end{aligned} \right],$$

где h_2 — напряженность магнитного поля, создаваемого обмоткой w_2 .

Кроме того, для конденсаторного режима работы необходимо определить ток I_k . Для этого потребуются определить индукцию подмагничивания B_0 и напряженность магнитного поля h_2 , создаваемую вторичными обмотками ферромагнитного умножителя:

$$B_0 = \left(\frac{1}{16} \right) + \left[\begin{aligned} & \operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch}(\beta B_1)} \right) + \operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch} \left(\beta B_1 \cos \left(\frac{\pi}{8} \right) \right)} \right) + \\ & + \operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch} \left(\beta B_1 \cos \left(\frac{\pi}{4} \right) \right)} \right) + \operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch} \left(\beta B_1 \cos \left(\frac{3\pi}{8} \right) \right)} \right) + \\ & + \operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch}(0)} \right) + \operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch} \left(\beta B_1 \cos \left(\frac{5\pi}{8} \right) \right)} \right) + \\ & + \operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch} \left(\beta B_1 \cos \left(\frac{3\pi}{4} \right) \right)} \right) + \operatorname{ash} \left(\frac{h_0}{\operatorname{ch} \left(\beta B_1 \cos \left(\frac{7\pi}{8} \right) \right)} \right) \end{aligned} \right];$$

Литература

1. Лебедев А.В. Выбор источников питания для индукционного нагрева [Электрон. ресурс] http://fetmag.mrsu.ru/2009-2/pdf/Induction_heating_source.pdf (дата обращения 14.01.2018).
2. Белкин А.К., Костюкова Т.П., Рогинская Л.Э., Шуляк А.А. Тиристорные преобразователи частоты. М.: Энергоатомиздат, 2000.
3. Алексанян А.А. и др. Мощные транзисторные устройства повышенной частоты. Л.: Энергоатомиздат, 1989.
4. Обрусник В.П., Шадрин Г.А. Магнитно-полупроводниковые регулирующие органы и умножители частоты. Томск: ТУСУР, 2013.

$$h_2 = \frac{1}{8} \left[\begin{aligned} & \operatorname{sh}(B_0) \operatorname{ch}(B_1) + \operatorname{sh}(B_0) \operatorname{ch} \left(B_1 \frac{\pi}{8} \right) + \\ & + \operatorname{sh}(B_0) \operatorname{ch} \left(B_1 \frac{\pi}{4} \right) + \operatorname{sh}(B_0) \operatorname{ch} \left(B_1 \frac{3\pi}{8} \right) + \\ & + \operatorname{sh}(B_0) \operatorname{ch}(0) + \operatorname{sh}(B_0) \operatorname{ch} \left(B_1 \frac{5\pi}{8} \right) + \\ & + \operatorname{sh}(B_0) \operatorname{ch} \left(B_1 \frac{3\pi}{4} \right) + \operatorname{sh}(B_0) \operatorname{ch} \left(B_1 \frac{7\pi}{8} \right) \end{aligned} \right]. \quad (7)$$

Из полученного выражения (7) можно вывести величину тока I_k

$$I_k = \frac{h_2 l_1}{w_2},$$

где l_1 — длина средней линии магнитной индукции.

После чего можно приступить к расчету величины емкостей продольной и поперечной емкостных компенсаций:

$$C = \frac{I_k}{-8\omega^2 w_2 \Phi_m}. \quad (8)$$

В (8) знак « \rightarrow » в знаменателе дроби отражает направление магнитного потока Φ_{2m} по отношению к принятому за положительное направление потоку Φ_{1m} , создаваемому первичной обмоткой.

Таким образом, при проектировании многофункциональных трансформаторов можно использовать конструкции полупроводниковых преобразователей с выходными синусоидальной и прямоугольной формами кривых напряжения в сочетании с умножителями частоты в четное число раз, для параметрического синтеза которых используется метод приближенного гармонического анализа, где кривая намагничивания с достаточной точностью аппроксимируется гиперболической функцией, а результирующая величина оценивается по ее гармоническим составляющим.

References

1. Lebedev A.V. Vybtor Istochnikov Pitaniya dlya Induktсионного Nagreva [Elektron. Resurs] http://fetmag.mrsu.ru/2009-2/pdf/Induction_heating_source.pdf (Data Obrashcheniya 14.01.2018). (in Russian).
2. Belkin A.K., Kostyukova T.P., Roginskaya L.E., Shulyak A.A. Tiristornye Preobrazovateli Chastoty. M.: Energoatomizdat, 2000. (in Russian).
3. Aleksanyan A.A. i dr. Moshchnye Tranzistornye Ustroystva Povyshennoy Chastoty. L.: Energoatomizdat, 1989. (in Russian).
4. Obrusnik V.P., Shadrin G.A. Magnitno-poluprovodnikovye Reguliruyushchie Organy i Umnozhiteli Chastoty. Tomsk: TUSUR, 2013. (in Russian).

5. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005.
6. Белкин А.К. и др. Элементы индукционных установок. М.: Энергоатомиздат, 2007.
7. Сончик Л.И. Трансформаторные преобразователи частоты с витым магнитопроводом пространственной конструкции: автореф. дис. ... канд. техн. наук. Минск: Изд-во Белорусского политехн. ин-та, 1984.
8. Атрашкевич П.В. Перспективный преобразователь сети 400 Гц // Взгляд в будущее: Сб. докладов Молодежной науч.-техн. конф. СПб.: Изд-во ОАО «ЦЛБ МТ «Рубин», 2015. С. 7—13.
9. Атрашкевич П.В., Коптяев Е.Н. Преобразователь частоты для питания корабельных спецпотребителей // Взгляд в будущее: Сб. докладов Молодежной науч.-техн. конф. СПб.: Изд-во ОАО «ЦЛБ МТ «Рубин», 2016. С. 23—31.
10. Атрашкевич П.В., Балашевич В.М., Ивлев М.Л., Коптяев Е.Н. О повышении эффективности ферромагнитного умножителя частоты // Электричество. 2017. № 8. С. 29—35.
11. Рогинская Л.Э., Исмагилов Р.Р., Рахманова Ю.В. Согласование выходных параметров инвертора для индукционного нагрева с параметрами нагрузки с помощью ферромагнитного умножителя частоты // Электротехнические и информационные комплексы и системы. 2013. № 2. Т. 9. С. 12—17.
12. Рогинская Л.Э., Латыпов А.Р. Расширение частотного диапазона полупроводникового преобразователя на базе многофункциональных трансформаторов // Практическая силовая электроника. 2015. № 2 (58). С. 41—45.
13. Пат. № 2592864 РФ. Способ умножения частоты и устройство для его осуществления / П.В. Атрашкевич и др. // Бюлл. изобрет. 2016. № 21.
14. Рогинская Л.Э., Горбунов А.С. Расчет электромагнитного поля в комплексных электротехнологических установках для индукционного нагрева // Вестник УГАТУ. 2014. Т. 18. № 2 (63). С. 61—68.
15. Горбунов А.С. Моделирование преобразовательных устройств с многофазными трансформаторами в пакете Matlab // Образование и наука. Современное состояние и перспективы развития: Сб. науч. трудов по материалам Междунар. науч.-практ. конф. Тамбов: ООО «Консалтинговая компания Юком», 2015. С. 41—43.
16. Горбунов А.С. Особенности имитационного моделирования трехфазных трансформаторов, работающих на нелинейную (выпрямительную) нагрузку // Электротехнические комплексы и системы: Межвузовский науч. сб. Уфа: УГАТУ, 2013. С. 243—247.
17. Гайнетдинов Т.А. Индукторно-трансформаторный комплекс для высокочастотной термообработки материалов (разработка и исследование): автореф. дис. ... канд. техн. наук. Уфа: Изд-во Уфимского гос. авиац. техн. ун-та, 2010.
5. Meleshin V.I. Tranzistornaya Preobrazovatel'naya Tekhnika. M.: Tekhnosfera, 2005. (in Russian).
6. Belkin A.K. i dr. Elementy Induktsionnyh Ustanovok. M.: Energoatomizdat, 2007. (in Russian).
7. Sonchik L.I. Transformatornye Preobrazovateli Chastoty s Vitym Magnitoprovodom Prostranstvennoy Konstruktsii: Avtoref. Dis. ... Kand. Tekhn. Nauk. Minsk: Izd-vo Belorusskogo Politekhn. In-ta, 1984. (in Russian).
8. Atrashkevich P.V. Perspektivnyy Preobrazovatel' Seti 400 Gts. Vzglyad v Budushchee: Sb. Dokladov Molodezhnoy Nauch.-tekhn. Konf. SPb.: Izd-vo ОАО «TSLB MT «Rubin», 2015:7—13. (in Russian).
9. Atrashkevich P.V., Koptyaev E.N. Preobrazovatel' Chastoty dlya Pitaniya Korabel'nyh Spetspotrebiteley. Vzglyad v Budushchee: Sb. Dokladov Molodezhnoy Nauch.-tekhn. Konf. SPb.: Izd-vo ОАО «TSLB MT «Rubin», 2016:23—31. (in Russian).
10. Atrashkevich P.V., Balashevich V.M., Ivlev M.L., Koptyaev E.N. O Povyshenii Effektivnosti Ferromagnitnogo Umnozhitelya Chastoty. Elektrichestvo. 2017;8: 29—35. (in Russian).
11. Roginskaya L.E., Ismagilov R.R., Rahmanova Yu.V. Soglasovanie Vyhodnyh Parametrov Invertora dlya Induktsionnogo Nagreva s Parametrami Nagruzki s Pomoshch'yu Ferromagnitnogo Umnozhitelya Chastoty. Elektrotekhnicheskie i Informatsionnye Kompleksy i Sistemy. 2013;2;9:12—17. (in Russian).
12. Roginskaya L.E., Latypov A.R. Rasshirenie Chastotnogo Diapazona Poluprovodnikovogo Preobrazovatelya na Baze Mnogofunktsional'nyh Transformatorov. Prakticheskaya Silovaya Elektronika. 2015;2 (58):41—45. (in Russian).
13. Pat. № 2592864 RF. Sposob Umnozheniya Chastoty i Ustroystvo dlya Ego Osushchestvleniya / P.V. Atrashkevich i dr.. Byull. izobret. 2016;21. (in Russian).
14. Roginskaya L.E., Gorbunov A.S. Raschet Elektromagnitnogo Polya v Kompleksnyh Elektrotekhnologicheskikh Ustanovkakh dlya Induktsionnogo Nagreva. Vestnik UGATU. 2014;18;2 (63):61—68. (in Russian).
15. Gorbunov A.S. Modelirovanie Preobrazovatel'nyh Ustroystv s Mnogofaznymi Transformatorami v Pakete Matlab. Obrazovanie i Nauka. Sovremennoe Sostoyanie i Perspektivy Razvitiya: Sb. Nauch. Trudov po Materialam Mezhdunar. Nauch.-prakt. Konf. Tambov: ООО «Konsaltingovaya Kompaniya Yukom», 2015:41—43. (in Russian).
16. Gorbunov A.S. Osobennosti Imitatsionnogo Modelirovaniya Trekhfaznyh Transformatorov, Rabotayushchih na Nelineynuyu (Vypryamitel'nyuyu) Nagruzku. Elektrotekhnicheskie Kompleksy i Sistemy: Mezhvuzovskiy Nauch. Sb. Ufa: UGATU, 2013:243—247. (in Russian).
17. Gaynetdinov T.A. Induktorno-transformatornyy Kompleks dlya Vysokochastotnoy Termoobrabotki Materialov (Razrabotka i Issledovanie): Avtoref. Dis. ... Kand. Tekhn. Nauk. Ufa: Izd-Vo Ufimskogo Gos. Aviats. Tekhn. Un-ta, 2010. (in Russian).

18. Горбунов А.С., Каримов Р.Д. Применение многофазных выпрямительных трансформаторов в электротехнологических установках // Современные тенденции развития науки и технологий. 2015. № 8 (1). С. 112—115.

19. Totten G.E. Steel Heat Treatment: Equipment and Process Design. Portland: CRC Press, 2007.

20. Бамдас А.М., Блинов И.В., Захаров Н.В., Шапиро С.В. Ферромагнитные умножители частоты. М.: Энергия, 1968.

18. Gorbunov A.S., Karimov R.D. Primenenie Mnogofaznyh Vypryamitel'nyh Transformatorov v Elektrotekhnologicheskikh Ustanovkakh. Sovremennyye Tendentsii Razvitiya Nauki i Tekhnologiy. 2015;8 (1):112—115. (in Russian).

19. Totten G.E. Steel Heat Treatment: Equipment and Process Design. Portland: CRC Press, 2007.

20. Bamdas A.M., Blinov I.V., Zaharov N.V., Shapiro S.V. Ferromagnitnye Umnozhiteli Chastoty. M.: Energiya, 1968. (in Russian).

Сведения об авторах:

Рогинская Любовь Эммануиловна — доктор технических наук, профессор кафедры электромеханики Уфимского государственного авиационного технического университета, e-mail: roginskaya36@mail.ru

Латыпов Айдар Рифович — аспирант кафедры электромеханики Уфимского государственного авиационного технического университета, e-mail: aidarlat@gmail.com

Меднов Антон Александрович — аспирант кафедры электромеханики Уфимского государственного авиационного технического университета, e-mail: mednov@spartak.ru

Information about authors:

Roginskaya Lubov E. — Dr.Sci. (Techn.), Professor of Electromechanical Engineering Dept., Ufa State Aviation Technical University, e-mail: roginskaya36@mail.ru

Latypov Aydar R. — Ph.D.-student of Electromechanical Engineering Dept., Ufa State Aviation Technical University, e-mail: aidarlat@gmail.com

Mednov Anton A. — Ph.D.-student of Electromechanical Engineering Dept., Ufa State Aviation Technical University, e-mail: mednov@spartak.ru

Конфликт интересов: авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов

Conflict of interests: the authors declare no conflict of interest

Статья поступила в редакцию: 27.02.2018

The article received to the editor: 27.02.2018