

Висновки

1. Розглянуті та досліджені моделі топологій систем управління складними енергетичними об'єктами.

2. Введено метричний простір та багатопараметричну функцію для опису зв'язків між споживачами та виробниками цільового продукту.

3. Запропоновано нову модель балансу потужностей, яка враховує нестационарний характер споживання, є більш точною та придатною для створення систем управління складними системами електропостачання.

1. Лямец В.И., Тевяшев А.Д. *Системный анализ. Вводный курс.* – Харьков, 1998. – 252 с.

2. ГОСТ 13109-97. *Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.* – М., 1998. 3. Сигорский В.П. *Математический аппарат инженера.* – К., 1977. – 768 с. 4. Месарович М., Такахара Я. *Общая теория систем: математические основы.* – М., 1978. – 311 с. 5. Кэлли Дж. А. *Общая топология.* – М., 1968. – 383 с.

УДК 621.311.004.12

И.В. Жежеленко, Ю.Л. Саенко, Т.К. Бараненко

Приазовский государственный технический университет

СПЕКТРАЛЬНЫЙ СОСТАВ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ВХОДНОГО ТОКА НЕПОСРЕДСТВЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

© Жежеленко И.В., Саенко Ю.Л., Бараненко Т.К., 2003

Рассмотрена методика представления выходного напряжения и входного тока трехфазно-однофазных непосредственных преобразователей частоты в виде суммы синусоидальных составляющих. Предложенный алгоритм позволяет получить спектральный состав выходного напряжения и входного тока преобразователя при любом законе управления, а также получить аналитические выражения для расчета амплитудного спектра.

The paper describes the method of presenting the output voltage and input current of three-phase to single-phase direct frequency converters as a sum of sinusoidal components. The algorithm developed by the authors allows to obtain spectral composition of the converter output voltage and input current at any governing law, as well as analytical equations for calculating the amplitude spectrum.

Постановка проблемы

К числу показателей качества электроэнергии, принятых европейским стандартом EN 50160, относится предложенный недавно новый показатель – интергармоники; нормирование их находится в стадии рассмотрения. Стандартом Международной электротехнической комиссии предусматривается ограничение уровней интергармоник напряжения значением 0,2 % от номинального [1]; токи интергармоник рекомендуется ограничивать аналогично токам высших гармоник [2]. В связи с этим представляет интерес изучение причин возникновения интергармоник, разработка методов прогнозирования их величин и обоснование подхода к нормированию допустимых уровней.

Особым классом нагрузок, генерирующих значительные интергармоники в питающие сети, являются преобразователи частоты без промежуточного звена постоянного тока – непосредственные преобразователи частоты (НПЧ) [3]. Существует целый ряд типов и схем преобразователей частоты, имеющих свое практическое применение. Одним из наиболее распространенных типов НПЧ является непосредственный преобразователь частоты с естественной коммутацией тока тиристоров (НПЧ с ЕК) – циклоконвертор. На рис. 1 представлена упрощенная схема трехфазно-однофазного НПЧ с ЕК [4]. Схема содержит два одинаковых вентильных комплекта В1 и В2, которые проводят ток нагрузки разной полярности. Частота f_0 основной гармоники тока нагрузки определяется системой импульсно-фазового управления (СИФУ).

Более совершенным видом преобразователей частоты являются непосредственные преобразователи частоты с искусственной коммутацией (НПЧ с ИК). НПЧ с ИК строятся по таким же принципиальным схемам, что и НПЧ с ЕК [5], но с дополнительным звеном (звеньями) искусственной коммутации.

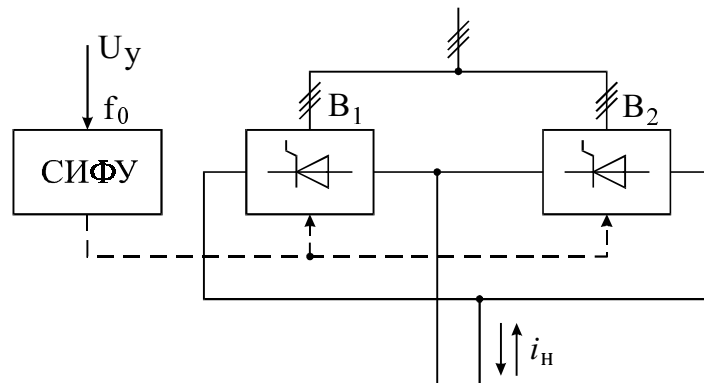


Рис. 1. Схема трехфазно-однофазного НПЧ с ЕК

В настоящее время можно выделить следующие основные области применения различных типов НПЧ:

1. Регулируемые электроприводы переменного тока.
2. Источники энергии с неизменной частотой на выходе при переменной входной частоте.
3. Управляемые источники реактивной мощности для систем переменного тока.
4. Взаимные связи систем переменного тока для управления обменом энергией между ними.

Анализ причин возникновения интергармоник и метода их расчета

По принципу действия НПЧ любого типа являются устройствами, синтезирующими заданную форму кривой [6]. Кривая выходного напряжения с желаемой частотой и амплитудой образуется путем последовательных подключений входных напряжений через силовые ключи к выходным выводам в соответствующие интервалы времени, определяемые СИФУ. Таким образом, кривые выходного напряжения состоят из участков кривых входного напряжения. Получающиеся в результате кривые токов на входе образуются из участков кривых тока на выходе. Особенности формирования кривых выходных напряжений и входных токов обуславливают наличие в них, наряду с основной составляющей (синусоидой) желаемой частоты и амплитуды, искажающих составляющих –

интергармоник (субгармоник). При этом спектр кривых выходного напряжения и входного тока, непосредственно связанный с принципом работы НПЧ, будет дискретным. В реальных условиях работы на входе и выходе НПЧ возникают различные помехи, приводящие к нарушениям задаваемого алгоритма управления вентилями [4]. Эти помехи связаны со случайными изменениями параметров электроэнергии на входе, случайными колебаниями нагрузки, флуктуациями параметров в СИФУ и другими факторами. Все виды помех вызывают дополнительные искажения кривых выходных напряжений и входных токов, спектр которых в этом случае будет состоять из дискретной и непрерывной частей.

Анализ и оценка непрерывного спектра подробно рассмотрены, например, в [4]. Наибольший же интерес представляет расчет дискретного спектра интергармоник, непосредственно связанного с принципом работы НПЧ и оказывающего наибольшее влияние на качество электроэнергии. Такая задача наиболее полно решена в [6], где рассматривается универсальный метод анализа электромагнитных процессов в силовых цепях преобразователей частоты на основе переключающих функций и матриц. Однако в [6] при определении входного тока НПЧ принято допущение синусоидальности выходного тока, что, по мнению авторов, неприемлемо при решении вопроса электромагнитной совместимости.

Цель работы

Учитывая области применения НПЧ, особенности их работы и необходимость нормирования интергармоник, авторы считают целесообразным рассмотреть методику представления токов и напряжений НПЧ с точки зрения расчета амплитуд и фаз интергармоник, что и является целью данной работы.

Методика представления выходного напряжения и входного тока НПЧ

Анализ выходных напряжений и входных токов НПЧ удобно проводить, используя переключающие (коммутационные) функции, характеризующие законы переключения ключей в силовом преобразователе [6, 7]. По определению переключающая функция равна единице на вполне определенном интервале времени t и нулю при других значениях t , т. е. она в общем случае может быть представлена в виде суммы соответствующих (положительных и отрицательных) единичных ступенчатых функций. Напряжение на выходе и ток на входе преобразователя могут быть совершенно точно определены как суммы произведений приложенных возбуждающих функций и относящихся к ним переключающих функций, которые практически всегда периодические [6]. Для оценки спектральных характеристик, полученных таким образом величин, удобно представлять переключающие функции в виде тригонометрических рядов. Тогда кривые выходных напряжений и входных токов могут быть выражены математически как суммы синусоидальных составляющих с частотами, которые обычно являются суммами и разностями чисел, кратных частоте источника и желаемой выходной частоте.

В общем случае выходные напряжения НПЧ, имеющего n фаз на входе и m фаз на выходе, могут быть найдены из выражения [6]

$$\mathbf{u}_{\text{вых}}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{u}_{\text{вх}}(t), \quad (1)$$

где $\mathbf{u}_{\text{вх}}(t)$, $\mathbf{u}_{\text{вых}}(t)$ – матрицы-столбцы входных и выходных напряжений размерностью n - и m -вектора соответственно; $\mathbf{H}(t)$ – матрица переключающих функций, имеющая размерность $m \times n$.

В дальнейшем будем рассматривать НПЧ с трехфазным входом и однофазным выходом. При этом трехфазный выход НПЧ может быть образован из трех независимых однофазных систем.

Тогда для трехфазно-однофазного НПЧ выражение (1) запишется таким образом:

$$u_{\text{вых}}(t) = \begin{bmatrix} h_1(t) & h_2(t) & h_3(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\text{ex}1}(t) \\ u_{\text{ex}2}(t) \\ u_{\text{ex}3}(t) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $h_i(t)$ – переключающие функции; $u_{\text{ex}i}(t)$ – мгновенные значения напряжения питания i -й фазы, $i = 1, 2, 3$.

$$u_{\text{ex}i}(t) = U_{1\phi m} \sin \left[\omega_{\text{ex}} t - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right], \quad (3)$$

где $U_{1\phi m}$ – амплитудное значение фазного напряжения питания частоты ω_{ex} .

Вид переключающих функций будет зависеть от схемы преобразователя частоты. Для трехфазного мостового преобразователя переключающие функции можно представить в виде гармонического ряда [7]

$$h_i(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \frac{k\pi}{6} \cos k \left[\Omega t \mp (i-1) \frac{2\pi}{3} \right], \quad (4)$$

где Ω – частота переключающей функции (частота модуляции).

В выражении (4) верхний знак « \leftarrow » соответствует прямому порядку чередования фаз, нижний знак « \rightarrow » – обратному. При прямом порядке чередование фаз переключающих функций совпадает с чередованием фаз напряжений источника, а при обратном – не совпадает.

Модуляция является первым и основным этапом преобразования частоты. Получить кривую переменного напряжения на выходе преобразователя с желаемой частотой можно путем соответствующего модулирования временных параметров (например, частоты повторения, длительности импульсов и т. д.) переключающих функций. При этом будет происходить модуляция частоты повторения переключающих функций относительно средней частоты ω_{ex} . Математически это можно представить заменой в выражении (4) $\Omega t = \omega_{\text{ex}} t \pm M(t)$ при прямом порядке чередования фаз или $\Omega t = -\omega_{\text{ex}} t + M(t)$ при обратном порядке чередования фаз. Здесь $M(t)$ – модулирующая функция, вид которой определяет форму и характеристики кривой выходного напряжения [6]. Тогда, независимо от порядка чередования фаз, выражение (4) будет иметь вид

$$h_i(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \frac{k\pi}{6} \cos k \left[\omega_{\text{ex}} t \pm M(t) - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right]. \quad (5)$$

Подстановка (3), (5) в (2) дает следующее выражение выходного напряжения трехфазно-однофазного шестипульсного НПЧ, собранного по мостовой схеме

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{-3U_{1m}}{\pi} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^s}{6s+1} \sin [6s\omega_{\text{ex}} t \pm (6s+1)M(t)], \quad (6)$$

где U_{1m} – амплитуда линейного напряжения.

В выражении (6) верхний знак « \rightarrow » соответствует кривой напряжения положительного типа, нижний знак « \leftarrow » – кривой напряжения отрицательного типа. Следует отметить, что при обратном порядке чередования фаз возможно получение кривой напряжения только отрицательного типа. Таким образом, спектральный состав выходного напряжения будет зависеть от знака модулирующей функции.

Для спектрального анализа выходного напряжения необходимо или разложить в ряд Фурье, или представить в виде суммы синусоидальных составляющих выражение (6). Для разложения в ряд Фурье требуется определить период повторяемости кривой выходного напряжения, который зависит от отношения выходной частоты к входной. При различных отношениях выходной и входной частот период также будет различным, кроме этого, если выходная частота не кратна произведению входной частоты на число пульсаций, то кривая выходного напряжения не будет повторяться каждый период выходной частоты. Следовательно, для общего анализа кривой выходного напряжения разложение в ряд Фурье является нецелесообразным.

Для представления выражения (6) в виде суммы синусоидальных составляющих определим характер модулирующей функции $M(t)$. Анализ (6) показывает, что желаемая кривая выходного напряжения с частотой $\omega_{\text{вых}}$ может быть получена, если $M(t)$ является или линейной функцией вида $M(t) = \omega_{\text{вх}} t + \psi$, или периодической с периодом $T_{\text{вых}} = 2\pi/\omega_{\text{вых}}$. В первом случае дальнейшего преобразования выражения (6) не требуется, во втором случае представим его в виде

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{-3U_{1m}}{\pi} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^s}{6s+1} [\sin 6s\omega_{\text{вх}} t \cos[(6s+1)M(t)] \pm \cos 6s\omega_{\text{вх}} t \sin[(6s+1)M(t)]] \quad (7)$$

Чтобы представить это выражение в виде суммы синусоидальных составляющих, необходимо в общем случае разложить функции $\cos[(6s+1)M(t)]$ и $\sin[(6s+1)M(t)]$. При этом, так как функция $M(t)$ является периодической с периодом $T_{\text{вых}}$, то функция $\cos[(6s+1)M(t)]$ также является периодической четной функцией с периодом $T_{\text{вых}}/2 = \pi/\omega_{\text{вых}}$, а $\sin[(6s+1)M(t)]$ – периодической нечетной функцией с периодом $T_{\text{вых}} = 2\pi/\omega_{\text{вых}}$. Следовательно, эти функции могут быть разложены в такие ряды Фурье:

$$\cos[(6s+1)M(t)] = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_{2n} \cos 2n(\omega_{\text{вых}} t + \psi); \quad (8)$$

$$\sin[(6s+1)M(t)] = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n(\omega_{\text{вых}} t + \psi), \quad (9)$$

где

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \cos[(6s+1)M(t)] d(\omega_{\text{вых}} t); \quad (10)$$

$$a_{2n} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \cos[(6s+1)M(t)] \cos 2n\omega_{\text{вых}} t d(\omega_{\text{вых}} t); \quad (11)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \sin[(6s+1)M(t)] \sin n\omega_{\text{вых}} t d(\omega_{\text{вых}} t). \quad (12)$$

Подставляя (8), (9) в (7) и применяя соответствующие тригонометрические формулы для произведений, получим окончательное выражение выходного напряжения в виде суммы синусоидальных составляющих

$$\begin{aligned}
u_{\text{вых}}(t) = & \frac{-3U_{1m}}{\pi} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^s}{6s+1} \left[a_0 \sin 6s\omega_{\text{ex}}t + \right. \\
& + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} a_{2n} (\sin[6s\omega_{\text{ex}}t - 2n(\omega_{\text{вых}}t + \psi)] + \sin[6s\omega_{\text{ex}}t + 2n(\omega_{\text{вых}}t + \psi)]) \pm \\
& \left. \pm \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} b_n (\sin[n(\omega_{\text{вых}}t + \psi) - 6s\omega_{\text{ex}}t] + \sin[n(\omega_{\text{вых}}t + \psi) + 6s\omega_{\text{ex}}t]) \right]. \quad (13)
\end{aligned}$$

Следует отметить, что выражение (6), а соответственно и (13) могут быть распространены на любой p -пульсный преобразователь как мостовой, так и со средней точкой, путем введения соответствующих масштабных коэффициентов. Систему напряжений НПЧ с m -фазным выходом можно получить путем введения в (6) соответствующих фазовых сдвигов на величину $(i-1)2\pi/m$, где $i = 1, 2, \dots, m$.

Рассмотрим определение входного тока НПЧ. Как уже было отмечено, кривая входного тока формируется аналогично кривой выходного напряжения, т. е. из участков кривой (кривых) тока однофазной или многофазной нагрузки на выходе. Следовательно, кривая входного тока может быть описана с помощью той же системы переключающих функций, что и кривая выходного напряжения. При этом, согласно [6]

$$\mathbf{i}_{\text{вх}}(t) = \mathbf{H}(t)^T \mathbf{i}_{\text{вых}}(t), \quad (14)$$

где $\mathbf{i}_{\text{вх}}(t)$, $\mathbf{i}_{\text{вых}}(t)$ – матрицы-столбцы входных и выходных токов; $\mathbf{H}(t)^T$ – транспонированная матрица переключающих функций.

Для трехфазно-однофазного мостового преобразователя ток в фазе питающей сети равен разности двух токов при подключении нагрузки поочередно к линейным напряжениям (например, для фазы A – к u_{AB} и u_{CA}). Тогда систему входных токов можно представить в виде

$$\begin{bmatrix} i_{\text{exA}}(t) \\ i_{\text{exB}}(t) \\ i_{\text{exC}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h'_1(t) \\ h'_2(t) \\ h'_3(t) \end{bmatrix} i_{\text{вых}}(t), \quad (15)$$

где

$$\begin{bmatrix} h'_1(t) \\ h'_2(t) \\ h'_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(t) - h_3(t) \\ h_2(t) - h_1(t) \\ h_3(t) - h_2(t) \end{bmatrix}, \quad (16)$$

где $h_1(t)$, $h_2(t)$, $h_3(t)$ – переключающие функции, определяемые (5); $i_{\text{вых}}(t)$ – выходной ток НПЧ (ток нагрузки).

Структура выражений входных токов, определяемых (15), будет одинакова. Поэтому в дальнейшем достаточно рассматривать входной ток одной из фаз. Для других фаз входные токи могут быть получены путем введения соответствующих фазовых сдвигов. Тогда, для фазы A

$$i_{\text{ex}}(t) = h'_1(t) i_{\text{вых}}(t), \quad (17)$$

где с учетом (5) и (16)

$$h'_1(t) = -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^q}{6q+1} \sin \left[(6q+1) \left(\omega_{\text{ex}}t \pm M(t) - \frac{2\pi}{3} \right) \right]. \quad (18)$$

При определении входного тока НПЧ часто принимается допущение синусоидальности выходного тока, что, как было отмечено выше, неприемлемо. Учет же реальной формы тока нагрузки является слишком сложным и возможен только при решении конкретно поставленной задачи. Таким образом, для общего анализа кривой входного тока НПЧ целесообразно представить выходной ток в виде суммы синусоидальных составляющих при учете нагрузки как активно-индуктивной. Тогда, в комплексной форме записи

$$\sum_{k=0}^{\infty} \dot{i}_{\text{вых } k m} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{U_{\text{вых } k m} e^{j\psi_{u k}}}{Z_{n k} e^{j\varphi_{n k}}}, \quad (19)$$

где $\dot{i}_{\text{вых } k m}$ – комплексная амплитуда k -й гармоники выходного тока; $U_{\text{вых } k m}$, $\psi_{u k}$ – амплитуда и фаза k -й гармоники выходного напряжения, определяемые из выражения (13); $Z_{n k}$, $\varphi_{n k}$ – сопротивление и фазовый угол нагрузки для k -й гармоники,

$$Z_{n k} = \sqrt{r_n^2 + (v_k \omega_{\text{вх}} L_n)^2}; \quad (20)$$

$$\varphi_{n k} = \text{arctg} \frac{v_k \omega_{\text{вх}} L_n}{r_n}, \quad (21)$$

где v_k – относительное значение частоты k -й гармоники; r_n , L_n – параметры нагрузки для основной гармоники выходного тока,

$$L_n = \frac{r_n \text{tg} \varphi_n}{\omega_{\text{вх}}}. \quad (22)$$

Получить окончательное выражение выходного тока НПЧ, а соответственно и входного, возможно только при заданном виде модулирующей функции $M(t)$.

Как уже было отмечено, модулирующая функция может быть или линейной, или периодической. Для создания кривой выходного напряжения с желаемой частотой $\omega_{\text{вх}}$ используются следующие модулирующие функции:

1. Линейная

$$M(t) = \omega_{\text{вх}} t + \psi, \quad (23)$$

где ψ – произвольный фазовый угол.

2. Синусоидальная

$$M(t) = \mu \sin(\omega_{\text{вх}} t + \psi), \quad (24)$$

где μ – глубина регулирования выходного напряжения (глубина модуляции), $0 \leq \mu \leq 1$.

3. Треугольная

$$M(t) = \arcsin[\mu \sin(\omega_{\text{вх}} t + \psi)]. \quad (25)$$

4. Прямоугольная

$$M(t) = \begin{cases} \frac{\pi}{2} & -\psi \leq \omega_{\text{вх}} t < \pi - \psi; \\ -\frac{\pi}{2} & \pi - \psi \leq \omega_{\text{вх}} t < 2\pi - \psi; \end{cases} \quad (26)$$

Форма кривых выходного напряжения (входного тока) НПЧ, а также их спектральный состав существенно зависят от вида модулирующей функции. На рис. 2–5 показаны расчет-

ные кривые выходного напряжения при различных видах функции $M(t)$ и соответствующие им спектры, полученные путем применения быстрого преобразования Фурье непосредственно к графику изменения напряжения. Относительные значения амплитуд U^* во всех случаях (рис. 2–5, б) определены по отношению к амплитуде основной гармоники выходного напряжения при линейной модулирующей функции.

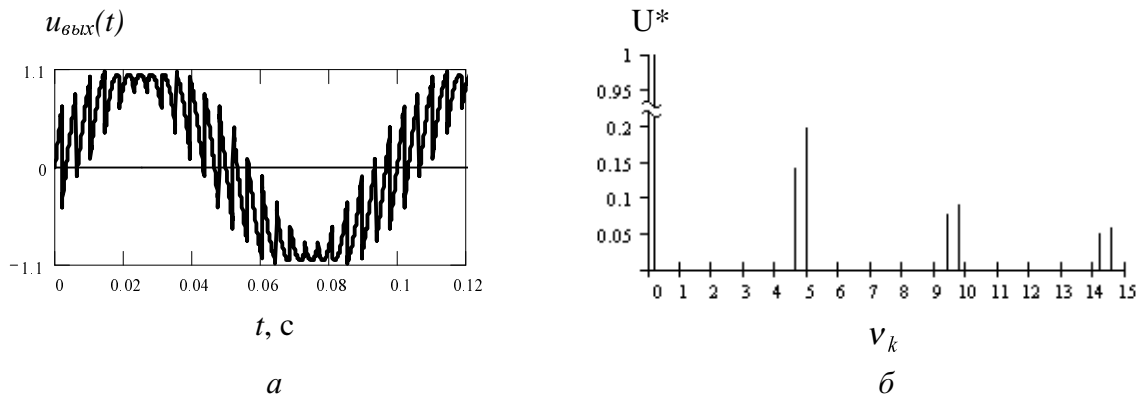


Рис. 2. Кривая выходного напряжения отрицательного типа (а) и ее амплитудный спектр (б) трехфазно-однофазного мостового шестипульсового НПЧ при линейной модулирующей функции и выходной частоте $f_2 = 10$ Гц

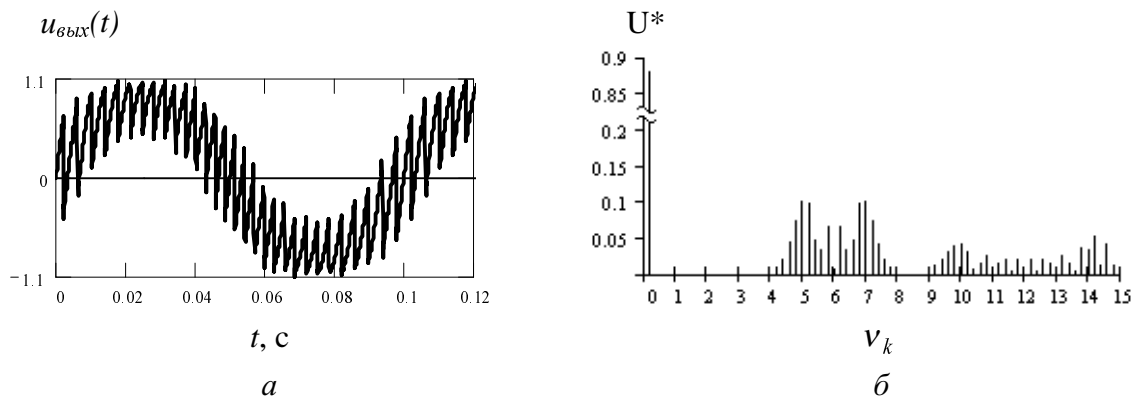


Рис. 3. Кривая выходного напряжения отрицательного типа (а) и ее амплитудный спектр (б) трехфазно-однофазного мостового шестипульсового НПЧ при синусоидальной модулирующей функции, $\mu = 1$ и выходной частоте $f_2 = 10$ Гц

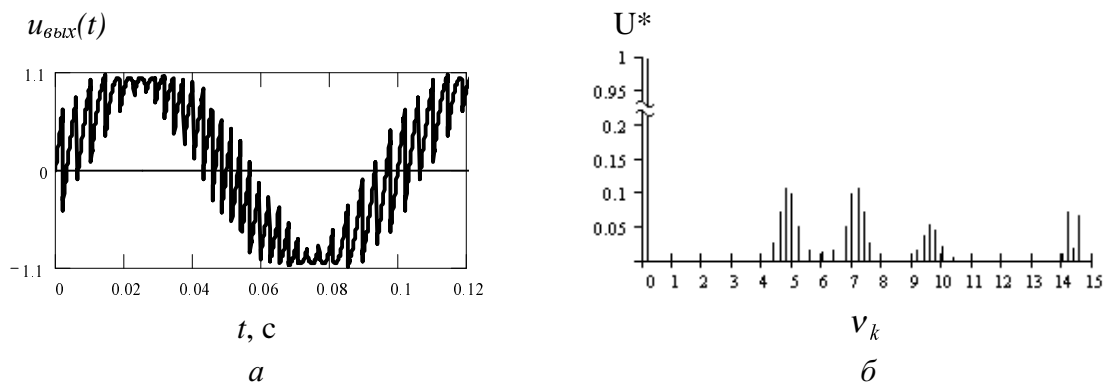


Рис. 4. Кривая выходного напряжения отрицательного типа (а) и ее амплитудный спектр (б) трехфазно-однофазного мостового шестипульсового НПЧ при треугольной модулирующей функции, $\mu = 1$ и выходной частоте $f_2 = 10$ Гц

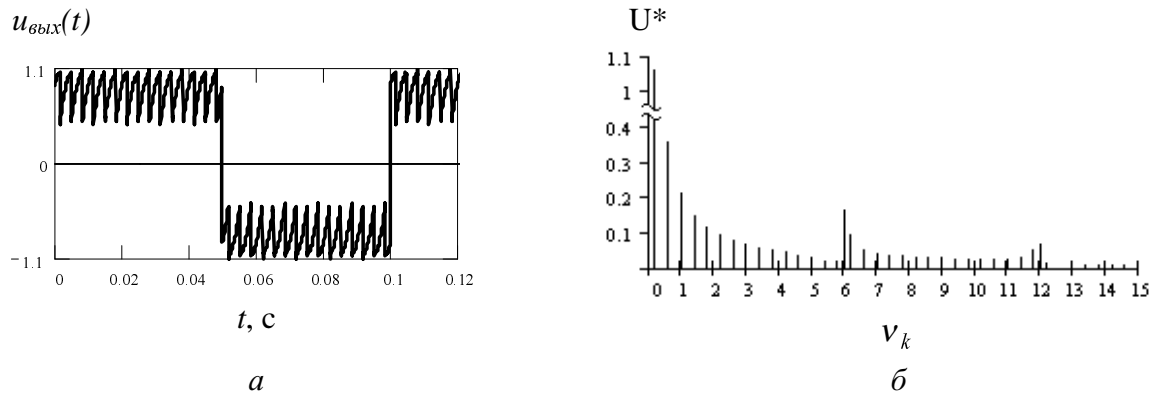


Рис. 5. Кривая выходного напряжения отрицательного типа (а) и ее амплитудный спектр (б) трехфазно-однофазного мостового шестипульсового НПЧ при прямоугольной модулирующей функции и выходной частоте $f_2 = 10$ Гц

Выводы и перспективы дальнейших исследований

1. Для спектрального анализа кривых выходного напряжения и входного тока НПЧ их целесообразно представлять в виде суммы синусоидальных составляющих.
2. Предложенный алгоритм расчета выходного напряжения и входного тока позволяет получить кривые отрицательного и положительного типа при заданном виде модулирующей функции. Это дает возможность синтезировать кривые выходного напряжения и входного тока НПЧ любого типа.
3. Различные виды модулирующих функций, используемые для получения кривой выходного напряжения с одной и той же выходной частотой, дают различный спектральный состав выходного напряжения и, соответственно, входного тока НПЧ. Это необходимо учитывать при выборе типа НПЧ с точки зрения электромагнитной совместимости.
4. Дальнейшими вопросами исследования являются: получение аналитических выражений для расчета амплитуд и фаз интергармоник различных типов НПЧ, исследование влияния на них различных параметров; разработка методов прогнозирования величин и обоснование подхода к нормированию допустимых уровней интергармоник.

1. IEC 61000-2-2: 2000, *Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 2-2: Environment – Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signaling in public low-voltage power supply systems*. 2. *Interharmonics Task Force Working Document: IH0101 2001 IEEE*. 3. Жежеленко И.В. *Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий*. – М., 2000. – 331 с. 4. Быков Ю.М. *Помехи в системах с вентильными преобразователями* / Ю.М. Быков, В.С. Василенко. – М., 1986. – 152 с. 5. Руденко В.С. *Основы преобразовательной техники: Учеб. для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп.* / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко. – М., 1980. – 424 с. 6. Джюджи Л. *Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение: Пер. с англ.* / Л. Джюджи, Б. Пелли. – М., 1983. – 400 с. 7. Карташов Р.П. *Тиристорные преобразователи частоты с искусственной коммутацией* / Р.П. Карташов, А.К. Кулиш, Э.М. Чехет. – К., 1979. – 152 с.