

Ю. Л. САЕНКО, Т. К. БАРАНЕНКО (Приазовский государственный технический университет, Мариуполь)

ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С МОЩНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ

Наведено порівняльний аналіз спектрального складу вихідної напруги та вхідного струму перетворювачів частоти. Розглянуто питання вибору засобів нормалізації показників несинусоїдальності напруги в електричних мережах з перетворювачами частоти.

Приведен сравнительный анализ спектрального состава выходного напряжения и входного тока преобразователей частоты. Рассмотрен вопрос выбора средств нормализации показателей несинусоидальности напряжения в электрических сетях с преобразователями частоты.

A comparative analysis of spectral composition of the output voltage and input current of frequency converters is described in this paper. An issue of choice of means of normalization of voltage quality indices in electric networks with frequency converters is also considered.

Введение

С ростом использования во многих областях промышленности, городов, сельского хозяйства, а также железнодорожного транспорта различных преобразователей частоты (ПЧ) не перестает быть актуальной проблема электромагнитной совместимости (ЭМС) в системах электроснабжения соответствующих объектов. При этом основным негативным явлением, обуславливающим проблему ЭМС, является несинусоидальность кривых токов и напряжений, как на входе, так и на выходе ПЧ.

Искажение формы кривых токов и напряжений при наличии преобразователей частоты связано с принципом их работы, а именно принципом формирования выходного напряжения (тока) и соответственно входного тока за счет поочередной работы силовых вентилях.

В большинстве случаев в электроприводе переменного тока в качестве ПЧ применяются двухзвенные преобразователи, т.е. преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока. Основной особенностью таких преобразователей является двукратное преобразование энергии, что обуславливает, как правило, значительные массогабаритные и энергетические показатели соответствующих систем электроприводов переменного тока.

Другим видом ПЧ являются непосредственные преобразователи частоты (НПЧ), подразделяющиеся на два класса: НПЧ с естественной коммутацией – циклоконверторы и НПЧ с искусственной коммутацией. Непосредственные преобразователи частоты с естественной ком-

мутацией обеспечивают диапазон регулируемой частоты с верхним пределом, не превышающим частоту питающей сети; НПЧ с искусственной коммутацией позволяют получить любое значение выходной частоты в диапазоне от нуля до тысяч герц.

Амплитудные спектры токов и напряжений преобразователей частоты зависят от их схемы, числа пульсаций и закона управления, а для преобразователей частоты со звеном постоянного тока также от фильтра, устанавливаемого между выпрямителем и инвертором. С помощью такого фильтра можно значительно улучшить гармонический состав входного тока (выходного напряжения).

Однако использование встроенных фильтров является не всегда оправданным. Кроме этого, использование встроенных фильтров является необходимым, но не достаточным условием для соблюдения директив ЭМС. Связано это с тем, что структура системы электроснабжения с течением времени может меняться за счет изменения состава электрооборудования, а также параметров источников электроснабжения. Тогда, при определенных сочетаниях параметров системы электроснабжения и нелинейных нагрузок, возможно усиление искажения формы кривых напряжений и токов за счет резонансных явлений.

Целью настоящей работы является сравнительный анализ спектрального состава выходного напряжения и входного тока НПЧ и преобразователя частоты со звеном постоянного тока, позволяющий перейти к решению вопроса

нормализации показателей несинусоидальности напряжения в электрических сетях с преобразователями частоты.

Спектральный анализ напряжений и токов на входе и выходе преобразователей частоты

В общем случае выходные напряжения и входные токи НПЧ могут быть найдены из матричных выражений [1]:

$$\mathbf{u}_{\text{ВЫХ}}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{u}_{\text{ВХ}}(t); \quad (1)$$

$$\mathbf{i}_{\text{ВХ}}(t) = \mathbf{H}(t)^T \mathbf{i}_{\text{ВЫХ}}(t), \quad (2)$$

где $\mathbf{u}_{\text{ВХ}}(t)$, $\mathbf{u}_{\text{ВЫХ}}(t)$, $\mathbf{i}_{\text{ВХ}}(t)$, $\mathbf{i}_{\text{ВЫХ}}(t)$ – матрицы-столбцы входных и выходных напряжений и токов соответственно; $\mathbf{H}(t)$ – матрица переключаяющих функций; $\mathbf{H}(t)^T$ – транспонированная матрица переключаяющих функций.

Форма кривых выходного напряжения (входного тока) НПЧ, а также их спектральный состав существенно зависят от вида модулирующей функции (закона управления).

В качестве примеров на рис. 1 – 4 приведены амплитудные спектры выходного напряжения циклоконвертора при различных видах модулирующей функции и значениях выходной частоты. Спектры получены путем применения быстрого преобразования Фурье (БПФ) непосредственно к соответствующим графикам изменения напряжения, полученным в соответствии с (1). Относительные значения амплитуд $U_{\text{ВЫХ}*}$ во всех случаях определены по отношению к амплитуде основной гармоники выходного напряжения при линейной модулирующей функции.

Анализ приведенных на рис. 1 – 4 спектров и результаты расчетов показывают, что линейная и треугольная модулирующие функции позволяют получить одинаковую величину амплитуды основной гармоники выходного напряжения; синусоидальная модулирующая функция, в сравнении с предыдущими, обеспечивает уменьшение амплитуды в среднем на 12 %, а прямоугольная – увеличение на 7 %.

Аналогичная приведенным на рис. 1 – 4 картина амплитудных спектров наблюдается и для кривых выходного тока циклоконвертора, определяемого выражением [2]

$$\sum_{k=1}^{\infty} j_{\text{ВЫХ } km} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{U_{\text{ВЫХ } km} e^{j\psi_{uk}}}{Z_{nk} e^{j\varphi_{nk}}}, \quad (3)$$

где k – порядковый номер гармоники выходного напряжения НПЧ с относительной частотой

v_k (значение v_k при каком-то k может совпадать с номером высшей гармоники); $\dot{I}_{\text{ВЫХ } km}$ – комплексная амплитуда k -й гармоники выходного тока; $U_{\text{ВЫХ } km}$, ψ_{uk} – амплитуда и фаза k -й гармоники выходного напряжения; Z_{nk} , φ_{nk} – сопротивление и фазовый угол нагрузки для k -й гармоники.

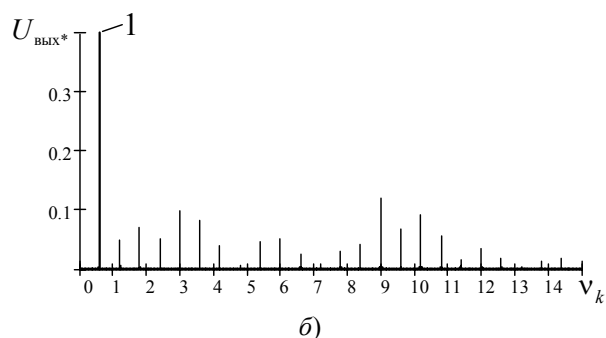
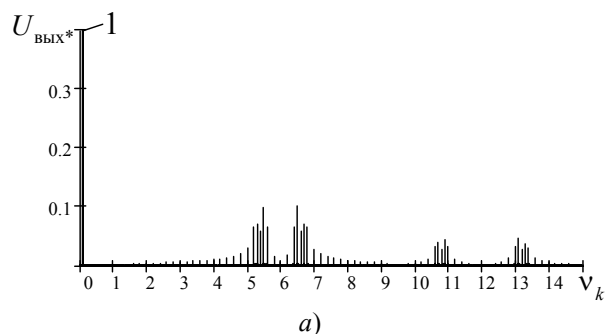
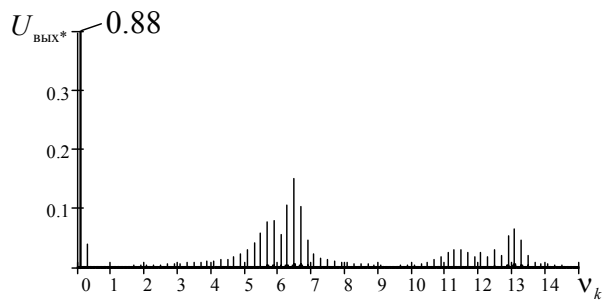
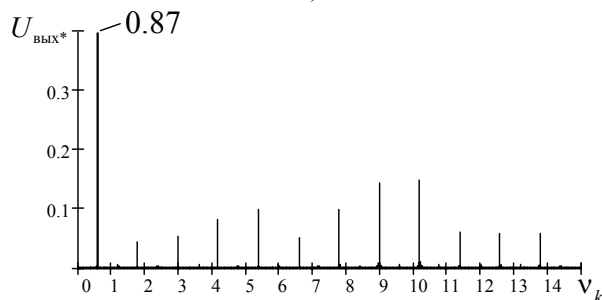


Рис. 1. Амплитудные спектры выходного напряжения трехфазно-однофазного мостового шестипульсового циклоконвертора при линейной модулирующей функции и выходной частоте $f_{\text{ВЫХ}} = 5$ Гц (а) и $f_{\text{ВЫХ}} = 30$ Гц (б)

Получить спектральный состав входного тока преобразователя частоты возможно экспериментальным путем, аналитически или используя численные методы расчета, а также с помощью анализа кривой входного тока, полученного путем моделирования [2]. В качестве примеров на рис. 5 приведены амплитудные спектры кривых входного тока трехфазно-однофазного мостового 6-пульсного НПЧ с искусственной коммутацией при различных видах модулирующей функции, на рис. 6 – амплитудный спектр входного тока трехфазно-однофазного мостового 6-пульсного НПЧ при синусоидальном законе управления. Амплитудные спектры получены путем применения БПФ непосредственно к графикам изменения тока.

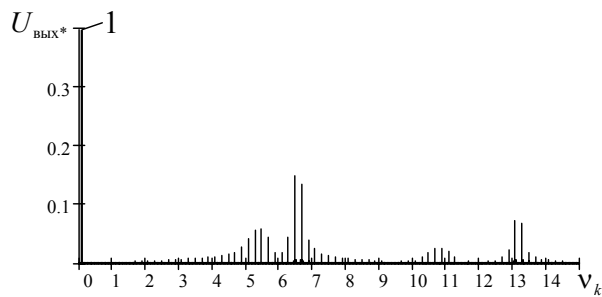


а)

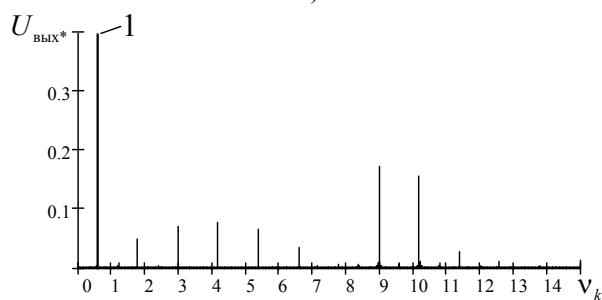


б)

Рис. 2. Амплитудные спектры выходного напряжения трехфазно-однофазного мостового шестипульсового циклоконвертора при синусоидальной модулирующей функции ($\mu = 1$) и выходной частоте $f_{\text{ВЫХ}} = 5$ Гц (а) и $f_{\text{ВЫХ}} = 30$ Гц (б)

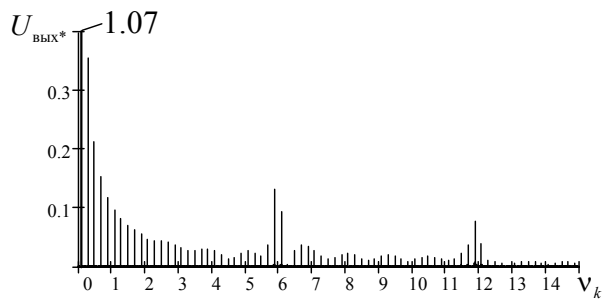


а)

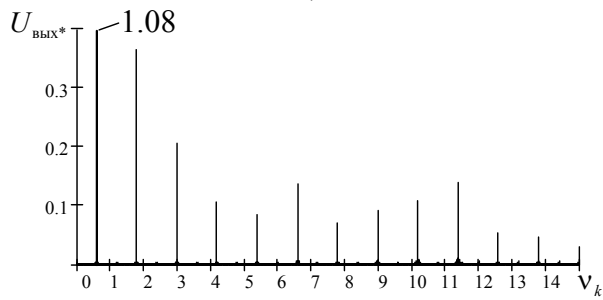


б)

Рис. 3. Амплитудные спектры выходного напряжения трехфазно-однофазного мостового шестипульсового циклоконвертора при треугольной модулирующей функции ($\mu = 1$) и выходной частоте $f_{\text{ВЫХ}} = 5$ Гц (а) и $f_{\text{ВЫХ}} = 30$ Гц (б)



а)



б)

Рис. 4. Амплитудные спектры выходного напряжения трехфазно-однофазного мостового шестипульсового циклоконвертора при прямоугольной модулирующей функции и выходной частоте $f_{\text{ВЫХ}} = 5$ Гц (а) и $f_{\text{ВЫХ}} = 30$ Гц (б)

В состав преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока входят выпрямитель и инвертор; между ними обычно включается сглаживающий фильтр. Такой преобразователь дает возможность получения на выходе за счет инвертора любой требуемой на практике частоты, изменяемой в широких пределах, вне зависимости от частоты питающей сети.

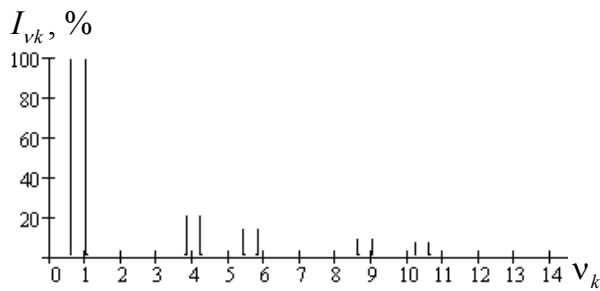
Спектральный состав сетевого тока преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока можно определить исходя из идеализированных кривых переменного тока выпрямителя и пульсирующего тока инвертора в звене постоянного тока. Тогда, с учетом фазовых соотношений и углов управления и коммутации, сетевой ток можно представить в виде произведения [3]

$$i_c = i_b^* \cdot i_{\text{п}}, \quad (4)$$

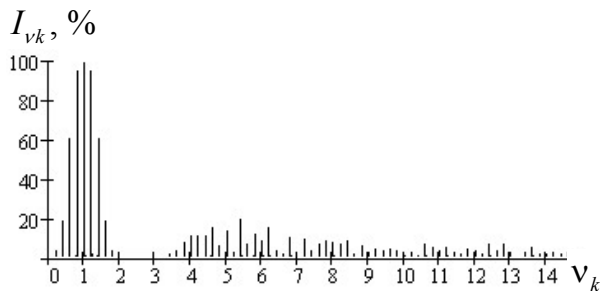
в котором ток выпрямителя, выступающий в роли переключающей функции, определяется выражением

$$i_b^* = \sum_{v=1}^{\infty} I_{mv}^* \sin(v\omega_1 t + \varphi_v), \quad (5)$$

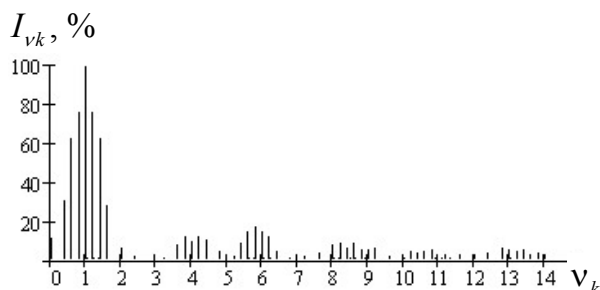
где I_{mv}^* и φ_v – относительная амплитуда и фаза v -й гармоники соответственно, а пульсирующий ток



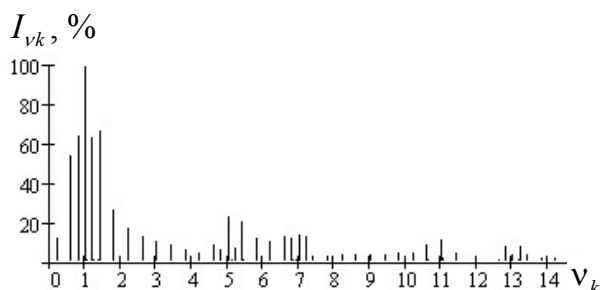
а)



б)



в)



г)

Рис. 5. Амплитудные спектры кривой входного тока трехфазно-однофазного мостового 6-пульсного НПЧ при линейной модулирующей функции (а), синусоидальной (б), треугольной (в) и прямоугольной (г); $f_{\text{вых}} = 10$ Гц

$$i_{\text{п}} = \frac{1}{2} I_d (\cos \alpha_{\text{в}} + \cos(\alpha_{\text{в}} + \gamma_{\text{в}})) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{U_{d\nu\text{в}} \cos(np_2\omega_1 t + \varphi_{\nu\text{в}})}{\sqrt{R_d^2 + (np_2 X_d)^2}} + \frac{U_{d\nu\text{и}} \cos(np_2\omega_2 t + \varphi_{\nu\text{и}})}{\sqrt{R_d^2 + (np_2 \chi X_d)^2}} \right) (-1)^{n+1}, \quad (6)$$

где I_d – среднее значение выпрямленного тока; $\alpha_{\text{в}}$ и $\gamma_{\text{в}}$ – угол управления и угол коммутации выпрямителя; $U_{d\nu\text{в}(и)}$ – амплитуда ν -й гармоники выпрямленного напряжения выпрямителя (инвертора); R_d и X_d – активное и индуктивное сопротивление звена постоянного тока при частоте сети ω_1 ; $\chi = \omega_2/\omega_1$ – относительная частота.

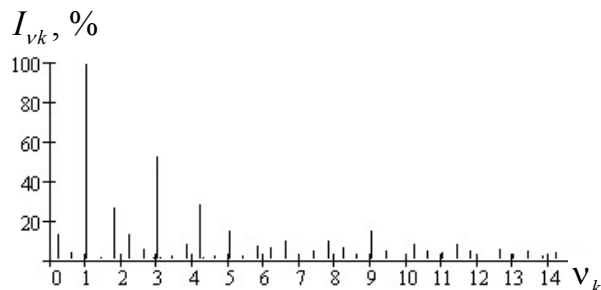


Рис. 6. Амплитудный спектр входного тока трехфазно-трехфазного мостового 6-пульсного НПЧ при синусоидальном законе управления; $f_{\text{вых}} = 20$ Гц

На рис. 7 приведен амплитудный спектр сетевого тока 6-пульсного преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока.

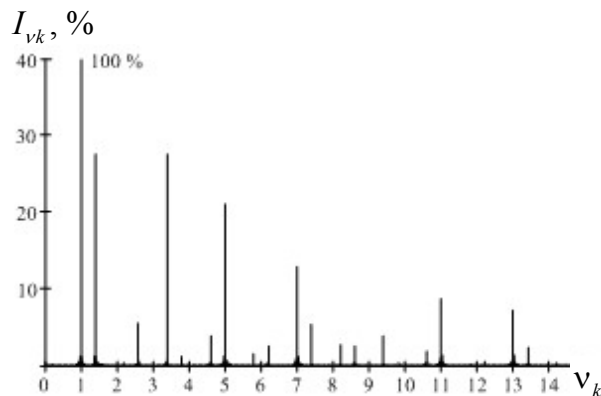


Рис. 7. Амплитудный спектр входного тока трехфазно-трехфазного 6-пульсного преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока; $f_{\text{вых}} = 20$ Гц

Сравнительный анализ гармонического состава входного тока различных типов ПЧ приведен в табл. 1. Данные получены с помощью ЭВМ в результате применения БПФ к смоделированным кривым входного тока.

Анализ данных табл. 1 показывает, что при работе ПЧ в сетевом токе наряду со спектром высших гармоник (ВГ) имеется соизмеримый или значительно превышающий его спектр интергармоник (ИГ). Очевидно, что при других значениях выходной частоты соотношения между действующими значениями ВГ и ИГ входного тока могут отличаться от указанных в табл. 1, однако приведенные величины дейст-

вующих значений входного тока в целом будут сохраняться.

Наиболее благоприятный спектральный состав имеют преобразователи частоты с трехфазным выходом, причем наименьший уровень ВГ и ИГ в сетевом токе характерен при работе преобразователей частоты со звеном постоянного тока, что обусловлено наличием фильтра, устанавливаемого между выпрямителем и инвертором. Улучшить спектральный состав сете-

вого тока позволяет применение 12-пульсной схемы выпрямления. Так, например, при работе трехфазно-трехфазного 12-пульсного преобразователя со звеном постоянного тока величины действующих значений ИГ и ВГ входного тока ориентировочно находятся в соотношении 1 : 3. Однако, в случае работы трехфазно-однофазного НПЧ и при 12-пульсной схеме выпрямления спектр ИГ в несколько раз превышает спектр ВГ.

Таблица 1

Сравнительный анализ гармонического состава входного тока преобразователей частоты

Определяемый параметр	Мостовой 6-пульсный НПЧ					3ф-3ф 6-пульсный ПЧ со звеном постоянного тока, $f_2 = 20$ Гц
	3ф-1ф при $f_2 = 10$ Гц				3ф-3ф при $f_2 = 20$ Гц и синусоидальном законе управления	
	линейный закон управления	синусоидальный закон управления	треугольный закон управления	прямоугольный закон управления		
Действующее значение входного тока, %	147	208	183	173	128	120
Основная гармоника входного тока, %	100	100	100	100	100	100
Действующее значение ВГ входного тока, %	9	23	24	33	56	29
Действующее значение ИГ входного тока, %	107	181	152	138	56	44
Превышение действующего значения ИГ над действующим значением ВГ входного тока	в 12 раз	в 8 раз	в 6 раз	в 4 раза	в 1 раз	в 1,5 раза

Выбор средств минимизации уровней высших гармоник и интергармоник

Гармонический спектр входного тока ПЧ (в зависимости от их типа) может быть распределен по всей области частот от нуля до тысяч герц. Эта особенность определяет подход к решению вопроса минимизации ВГ и ИГ, генерируемых преобразователями частоты [3 – 5].

Снижение уровней ИГ в электрических сетях является составной частью задачи улучшения качества электроэнергии, наряду со снижением уровней ВГ. Влияние ИГ на работу потребителей электроэнергии аналогично влиянию ВГ. Поэтому и подход к минимизации ИГ представляется таким же, как и к минимизации ВГ.

Решая вопрос выбора средств минимизации ВГ и ИГ, необходимо исходить как из условий обеспечения требуемых уровней несинусоидальности напряжения и компенсации реактивной мощности (КРМ), так и оптимального выбора количества и мест установки фильтров. Данная задача не всегда является однозначной и требует проведения технико-экономических расчетов.

При выборе фильтров ИГ необходимо комплексное решение целого ряда вопросов, основными из которых являются:

1. Снижение несинусоидальности напряжения до допустимого уровня.

2. Обеспечение требуемого уровня КРМ.

3. Обеспечение надежной работы фильтров ИГ при отклонениях параметров как самих фильтров, так и питающей сети, источников ИГ и т.д. от номинальных.

4. Отсутствие резонансных явлений на частотах как ИГ, так и ВГ.

Для решения указанных вопросов рассмотрим возможности применения фильтров различного порядка.

Режекторные фильтры (фильтры первого порядка) имеют ограниченное применение при минимизации ИГ, т.к. они являются узкополосными.

Демпфирующий фильтр (фильтр второго порядка) состоит из конденсатора и реактора, параллельно которому подключено активное сопротивление (рис. 8).

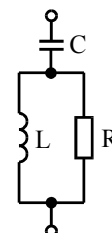


Рис. 8. Схема демпфирующего фильтра

На рис. 9 приведены частотные характеристики модуля полного сопротивления демпфирующего фильтра при различных значениях активного сопротивления. Из рисунка видно, что демпфирующий фильтр позволяет расширить полосу пропускания, благодаря чему для достижения допустимого уровня несинусоидальности напряжения требуется установка меньшего количества фильтров, по сравнению с установкой фильтров первого порядка.

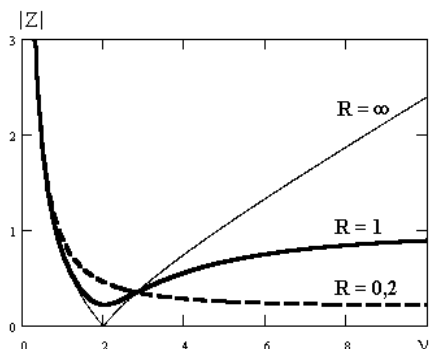


Рис. 9. Частотные характеристики модуля полного сопротивления демпфирующего фильтра

На рис. 10 приведена схема сложного фильтра (фильтра третьего порядка).

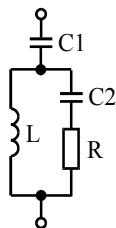


Рис. 10. Схема сложного фильтра

Сложный фильтр имеет две резонансные частоты, одна из которых соответствует последовательному резонансу, другая – параллельному, что позволяет производить компенсацию уровней ИГ в широком диапазоне частот, как меньших, так и больших по отношению к частоте основной гармоники. На рис. 11 приведен пример частотной характеристики модуля сопротивления сложного фильтра, иллюстрирующий эффективность его применения.

Выводы

1. Возникновение ВГ и ИГ, генерируемых ПЧ, связано с принципом формирования кривых напряжений и токов на входе и выходе преобразователя. Особенности формирования токов и напряжений ПЧ обуславливают дискретный спектр ИГ, а их амплитуды и частоты зависят от типа преобразователя частоты и реализуемого закона управления (вида модулирующей функции).

2. Рассматривая различные аспекты проблемы электромагнитной совместимости, обязательным является учет ИГ наряду с ВГ тока и напряжения в случае работы их основных источников – преобразователей частоты.

3. Для снижения уровней ИГ целесообразно применение демпфирующих фильтров (фильтров второго порядка) и сложных фильтров (фильтров третьего порядка), что позволяет уменьшить количество параллельных ветвей фильтров и снизить их установленную мощность по сравнению с установкой фильтров первого порядка.

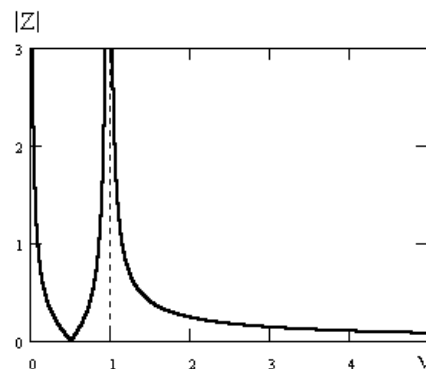


Рис. 11. Частотная характеристика модуля полного сопротивления сложного фильтра

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Джюджи, Л. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение [Текст] : [пер. с англ.] / Л. Джюджи, Б. Пелли. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.
2. Жежеленко, И. В. Математические методы при гармоническом анализе входного тока непосредственных преобразователей частоты [Текст] / И. В. Жежеленко, Ю. Л. Саенко, Т. К. Бараненко // Вісник Приазовського держ. техн. ун-ту. – 2005. – Ч. 2, № 15. – Мариуполь, 2005. – С. 7-14.
3. Избранные вопросы несинусоидальных режимов в электрических сетях предприятий [Текст] / И. В. Жежеленко и др.; под ред. И. В. Жежеленко. – М.: Энергоатомиздат, 2007. – 296 с.
4. Obniżenie poziomów interharmonicznych w sieciach elektroenergetycznych przedsiębiorstw przemysłowych [Текст] / I. Żeżelenko et al. // Przegląd Elektrotechniczny. – 2004. – № 6. – P. 632-635.
5. Жежеленко, И. В. Пример минимизации дискретного спектра высших гармоник и интергармоник при работе тиристорных преобразователей частоты [Текст] / И. В. Жежеленко, Ю. Л. Саенко, Т. К. Бараненко // Proc. of V Międzynarodowe seminarium polsko-ukraińskie «Problemy elektroenergetyki». – Łódź (Polska), 2007. – С. 109-113.

Поступила в редколлегию 30.09.2008.