

## ЭНЕРГООБЕСПЕЧЕНИЕ И ЭНЕРГОТЕХНОЛОГИИ

УДК 621.321

Н.П. Боярская, В.П. Довгун,  
Е.С. Шевченко, П.А. Барыбин, А.Л. Кабак

### ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В СИСТЕМАХ ОСВЕЩЕНИЯ ОБЪЕКТОВ АГРОПРОМЫШЛЕННОГО КОМПЛЕКСА

В статье рассмотрены вопросы обеспечения электромагнитной совместимости в сетях с осветительной нагрузкой. Показано, что для компенсации высших гармоник, создаваемых осветительными приборами, целесообразно использовать широкополосные силовые фильтры гармоник. Предложена процедура расчета широкополосных силовых фильтров гармоник, основанная на использовании методов синтеза LC-четырехполюсников. Предлагаемый подход позволяет получать фильтрокомпенсирующие устройства, обеспечивающие ослабление гармоник тока и напряжения в заданном диапазоне частот, а также компенсацию реактивной мощности на частоте первой гармоники.

**Ключевые слова:** качество электроэнергии, высшие гармоники, широкополосные фильтры гармоник.

N.P. Boyarskaya, V.P. Dovgun,  
E.S. Shevchenko, P.A. Barybin, A.L. Kabak

### THE ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY PROVISION IN THE LIGHTING SYSTEMS OF AGROINDUSTRIAL COMPLEX OBJECTS

*The issues of the electromagnetic compatibility in the networks with the lighting load are considered in the article. It is shown that for the compensation of the higher harmonics generated by the lighting equipment, it is advisable to use the broadband power harmonic filters. The procedure for the calculation of the broadband power harmonic filters based on the use of LC-four-terminal networksynthesis methods is offered. The proposed approach allows to get the filter-compensating device providing the weakening current and voltage harmonics in the given frequency range, as well as the reactive power compensation at the frequency of the first harmonic.*

**Key words:** electric power quality, higher harmonics, broadband harmonic filters.

Проблема обеспечения качества электроэнергии, вызванная широким распространением нелинейных нагрузок, создающих при своей работе токи несинусоидальной формы, становится в последние годы все более актуальной. Анализ качества электроэнергии на предприятиях агропромышленного комплекса показал, что эта проблема важна и для сельских распределительных сетей [1, 2].

Основной нелинейной нагрузкой многих сельскохозяйственных потребителей являются системы освещения, использующие светильники с газоразрядными лампами. Их доля в осветительной нагрузке отдельных потребителей доходит до 80–85 %. Такие лампы имеют нелинейную вольтамперную характеристику цепи дугового разряда, которая вносит искажения в форму кривой тока, потребляемого из сети. Важная особенность осветительных нагрузок заключается в том, что в спектре тока доминирующими являются 3-я и 5-я гармоники. В зависимости от типа ламп относительное значение тока третьей гармоники может составлять от 4 до 18–19 % от тока основной гармоники.

Развитие полупроводниковых технологий стимулировало переход к системам освещения с использованием светодиодных источников. При использовании светодиодных источников доминирующими становятся 5-я, 7-я и 9-я гармоники. Доля высокочастотных составляющих может составлять 25–45 % тока основной гармоники [3]. В ряде случаев значительную величину имеют токи 11-й, 13-й, 17-й гармоник.

Анализ режимов трехфазных четырехпроводных сетей, основной нагрузкой которых являются люминесцентные лампы с электронным балластом, показал, что серьезной проблемой таких сетей являются большие значения токов нейтрального провода даже при симметричной нагрузке. Основную долю тока нейтрального провода составляют составляющие с частотой третьей гармоники. Результаты, приведенные в [2], показы-

вают, что ток нейтрального провода может значительно превышать фазные токи даже при симметричной нагрузке. Дополнительным фактором, приводящим к еще большему увеличению тока в нейтральном проводе, может быть несимметрия нагрузки. Это приводит к увеличению неконтролируемых потерь и в ряде случаев – к авариям, вызванным повреждением нейтрального провода. Кроме того, большие уровни токов третьей гармоники приводят к дополнительному нагреву обмоток трансформаторов и повреждению их изоляции.

Основным средством ослабления высших гармоник в системах электроснабжения являются силовые пассивные фильтры гармоник [4–6]. Пассивный фильтр гармоник представляет собой частотно-селективную цепь, обеспечивающую подавление высших гармоник, генерируемых нелинейной нагрузкой и внешней сетью. В качестве узкополосных фильтров используют последовательные колебательные контуры, настроенные в резонанс на частоту определенной гармоники (рис. 1). Для подавления нескольких гармоник используют составные фильтры, образованные параллельным соединением нескольких колебательных контуров. Однако несинусоидальные токи в сетях с осветительной нагрузкой имеют широкий спектр, и для компенсации гармоник необходим составной фильтр с большим количеством звеньев.

Для уменьшения порядка фильтра целесообразно использовать структуры, состоящие из резонансных и широкополосных звеньев. Широкополосные фильтры (ШПФ) обеспечивают одновременное подавление нескольких гармоник высокого порядка ( $n > 10$ ). Схемы ШПФ второго и третьего порядков показаны на рисунках 2, 3.

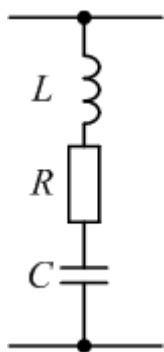


Рис. 1

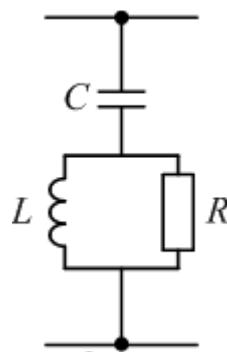


Рис. 2

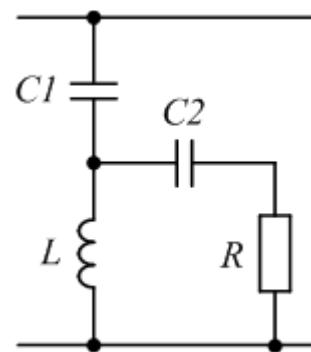


Рис. 3

Существующие методы проектирования пассивных фильтров гармоник [4–6] заключаются в расчете параметров колебательных контуров, обеспечивающих подавление гармоник тока определенной частоты. Такие методы позволяют контролировать частотные характеристики только на частотах резонансов отдельных ветвей фильтра.

В статье рассмотрена процедура проектирования широкополосных фильтров гармоник, основанная на использовании методов реализации  $LC$ -четырехполюсников лестничной структуры. Предлагаемый метод может быть использован для расчета ШПФ произвольного порядка. Кроме того, с его помощью можно получить новые конфигурации таких фильтров.

Основными параметрами узкополосного резонансного фильтрана рисунке 1 являются резонансная частота и добротность

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, Q = \frac{2\pi f_0 L}{R}.$$

Сопротивление узкополосного фильтра имеет минимальное значение на резонансной частоте  $f_0$ . За счет этого резонансный фильтр эффективно ослабляет гармонические составляющие, частоты которых близки к  $f_0$ .

Основными параметрами широкополосного фильтра на рисунке 2 являются характеристическая частота  $f_x$  и демпфирующий коэффициент  $m$ , определяемые выражениями [5]:

$$f_x = \frac{1}{2\pi RC}, m = \frac{L}{R^2 C}.$$

На частотах выше  $f_x$  фильтр имеет малое сопротивление. За счет этого обеспечивается ослабление нескольких гармоник. Форму частотной характеристики можно изменять варьируя сопротивление резистора  $R$ .

Достоинство широкополосного фильтра третьего порядка (рис. 3) по сравнению с фильтром второго порядка – меньшие потери энергии на основной частоте и на частотах низших гармоник.

Широкополосные фильтры, представленные на рисунках 2, 3, представляют собой резистивно нагруженные  $LC$ -четырехполюсники, реализующие передаточную функцию фильтра верхних частот. Для проектирования таких структур целесообразно использовать методы синтеза пассивных фильтров, хорошо разработанные в классической теории цепей [7, 8].

Предлагаемая процедура проектирования широкополосного фильтра включает три этапа. На первом этапе выполняется расчет фильтра-прототипа нижних частот (ФНЧ), имеющего частоту среза, равную 1 рад/с. На втором этапе нормированный НЧ-прототип трансформируется в фильтр верхних частот (ФВЧ) с помощью частотного преобразования, определяемого выражением

$$s = \frac{\omega_c}{p}, \quad (1)$$

где  $\omega_c$  – частота среза фильтра верхних частот;  $s$  – исходная комплексная частотная переменная;  $p$  – преобразованная комплексная частотная переменная. При таком преобразовании передаточная функция ФНЧ-прототипа преобразуется в передаточную функцию ФВЧ с частотой среза  $\omega_c$ . При этом конденсаторы заменяются катушками, индуктивность которых равна  $L' = 1/C\omega_c$  генри. Катушки НЧ-прототипа заменяются конденсаторами емкостью  $C' = 1/L\omega_c$  фарад.

На третьем этапе производится денормирование сопротивлений ветвей фильтра верхних частот для того, чтобы обеспечить требуемую величину реактивной мощности на частоте первой гармоники.

Практический интерес представляют два случая. В первом случае все нули передачи синтезируемого фильтра расположены в начале координат. Амплитудно-частотная характеристика в полосе задерживания имеет монотонный характер. Во втором случае передаточная функция фильтра имеет нуль на частоте основной гармоники. Поскольку в каждом случае используются различные методы синтеза, рассмотрим эти случаи отдельно.

*Широкополосные фильтры с монотонной АЧХ в полосе задерживания.* Представим синтезируемую цепь в виде  $LC$ -четырехполюсника, нагруженного на сопротивление  $R = 1$  Ом (рис. 4).

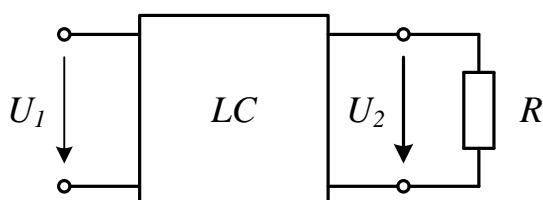


Рис. 4

Передаточная функция фильтра, выраженная через у-параметры четырехполюсника, имеет вид

$$H(s) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-y_{21}(s)}{y_{22}(s) + 1}. \quad (2)$$

Задача реализации передаточной функции  $H(s)$ , определяемой формулой (2), сводится к одновременной реализации параметров  $y_{21}(s)$  и  $y_{22}(s)$   $LC$ -четырехполюсника.

Из теории синтеза пассивных цепей известно [8, 9], что  $y_{21}(s)$  и  $y_{22}(s)$  – нечетные рациональные функции комплексной переменной  $s$ , имеющие одинаковый знаменатель. Обозначим

$$y_{21}(s) = \frac{n_{21}(s)}{d_{22}(s)}, \quad y_{22}(s) = \frac{n_{22}(s)}{d_{22}(s)}. \quad (3)$$

Если  $d_{22}(s)$  – четный полином, то  $n_{21}(s)$  и  $n_{22}(s)$  – нечетные и наоборот.

Подставив выражения (3) в формулу (2), получим

$$H(s) = \frac{-n_{21}(s)}{d_{22}(s) + n_{22}(s)}.$$

Таким образом, знаменатель  $H(s)$  равен сумме полиномов, образующих числитель и знаменатель  $y_{22}(s)$ . Полиномы  $d_{22}(s)$  и  $n_{22}(s)$  необходимо выбрать так, чтобы их нули располагались на оси  $j\omega$  и чередовались. В этом случае параметр  $y_{22}(s)$  будет функцией входной проводимости  $LC$ -цепи.

Передаточная функция фильтра-прототипа  $H_{H\text{Ч}}(s)$  имеет вид (для определенности рассмотрим фильтр третьего порядка)

$$H_{H\text{Ч}}(s) = \frac{1}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1}.$$

Здесь  $a_i$  – коэффициенты полинома знаменателя, которые зависят от вида передаточной функции. В соответствии с формулой (3)

$$y_{21}(s) = \frac{1}{s^3 + a_1 s}, \quad y_{22}(s) = \frac{a_2 s^2 + 1}{s^3 + a_1 s}.$$

Для реализации параметров  $y_{22}(s)$  и  $y_{21}(s)$  целесообразно использовать лестничную схему, показанную на рисунке 5. В теории синтеза пассивных цепей такую структуру называют первой канонической схемой Кауэра [8, 9]. Значения элементов зависят от коэффициентов полинома знаменателя  $H_{H\text{Ч}}(s)$ .

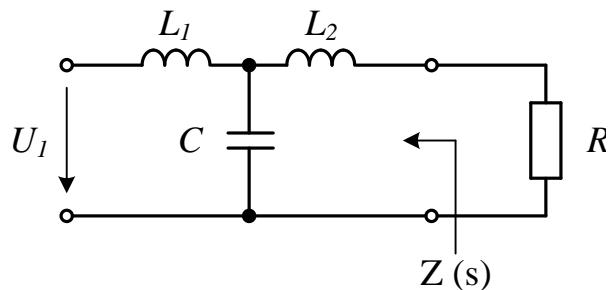


Рис. 5

Для иллюстрации предлагаемой процедуры рассмотрим пример расчета широкополосного фильтра третьего порядка, предназначенного для подавления гармоник с порядковыми номерами  $n = 11, 13, \dots$

Выберем в качестве прототипа фильтр нижних частот Баттерворт. Нормированная передаточная функция фильтра

$$H_{\text{НЧ}}(s) = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}.$$

Поскольку числитель – четный полином, в соответствии с (6) и (7) у-параметры  $LC$ -четырехполюсника

$$y_{21}(s) = \frac{1}{s^3 + 2s}, \quad y_{22}(s) = \frac{2s^2 + 1}{s^3 + 2s}.$$

Раскладывая  $Z(s) = 1/y_{22}(s)$  в непрерывную дробь при  $s = \infty$ , получим

$$Z(s) = \frac{1}{2}s + \frac{1}{\frac{4}{3}s + \frac{1}{\frac{3}{2}s}}.$$

Схемная реализация  $Z(s)$  показана на рисунке 6. Нормированные значения элементов в схеме на рисунке 7:  $L_1 = \frac{3}{2} \Gamma_{\text{Н}}$ ,  $C = \frac{4}{3} \Phi$ ,  $L_2 = \frac{1}{2} \Gamma_{\text{Н}}$ .

Для получения фильтра верхних частот используем преобразование НЧ–ВЧ, определяемое формулой (1). Частоту среза фильтра верхних частот выберем равной частоте 10-й гармоники:  $\omega_c = 3140$  рад/с. Широкополосный фильтр третьего порядка, полученный с помощью преобразования (1), показан на рисунке 7.

Номиналы элементов фильтра на рисунке 7:  $C_1 = 212$  мкФ,  $L = 0.239$  мГн,  $C_2 = 637$  мкФ.

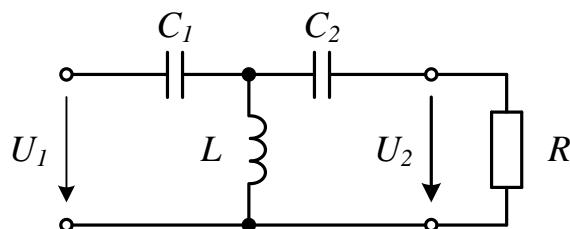


Рис. 6

Аналогичным образом можно рассчитать параметры широкополосных фильтров, реализующих различные передаточные функции. В таблицах 1 и 2 приведены значения элементов нормированных НЧ-прототипов второго и третьего порядков, реализующих передаточные функции Баттервортса и Чебышева.

Таблица 1  
Значения элементов НЧ-прототипа 2-го порядка

Тип передаточной функции	$L_1, \Gamma_{\text{Н}}$	$C, \Phi$
Баттерворт	0,7	1,4
Чебышева, неравномерность АЧХ1 дБ	0,977	1,244
Чебышева, неравномерность АЧХ2 дБ	0,996	0,907

Значения элементов ФНЧ-прототипа 3-го порядка

Тип передаточной функции	$L_1, \text{Гн}$	$C, \text{Ф}$	$L_2, \text{Гн}$
Баттерворт	1,5	1,33	0,5
Чебышева, неравномерность АЧХ 1 дБ	1,51	1,33	1,01
Чебышева, неравномерность АЧХ 2 дБ	1,77	1,275	1,355

Фильтр с максимально плоской характеристикой целесообразно использовать для равномерного ослабления высокочастотных гармоник. Фильтр с чебышевской характеристикой имеет неравномерную АЧХ в полосе пропускания. Он удобен для селективного ослабления близко расположенных гармоник (например, 11-й и 13-й).

Отметим, что предлагаемый подход можно использовать для расчета широкополосных фильтров произвольного порядка.

*Широкополосный фильтр с нулем передачи на частоте основной гармоники.* В простейшем случае для получения нуля передачи на частоте основной гармоники в поперечную ветвь фильтра второго порядка включают конденсатор  $C_2$  (рис. 7). Емкость конденсатора должна быть такой, чтобы резонансная частота колебательного контура  $LC_2$  совпадала с частотой основной гармоники. Это позволяет уменьшить потери на основной частоте по сравнению с фильтрами, имеющими монотонную АЧХ в полосе задерживания.

Фильтр на рисунке 7 получил название фильтра С-типа.

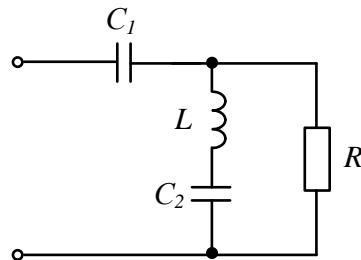


Рис. 7

Передаточная функция фильтра на рисунке 7

$$H(s) = \frac{sC_1}{s(s^2LC_1C_2 + C_1 + C_2) + 1}.$$

Из последнего выражения следует, что передаточная функция  $H(s)$  имеет нуль на частоте  $\omega_{01} = 1/\sqrt{LC_2}$ . Максимальное значение  $H(s)$  имеет на частоте  $\omega_{02} = \sqrt{(C_1 + C_2)/LC_1C_2}$ .

Используем для расчета С-фильтра методы реализации LC-четырехполюсников. Выберем управляемые параметры LC-четырехполюсника следующего вида:

$$y_{21}(s) = \frac{k}{s}, \quad y_{22}(s) = \frac{s^2 + \omega_1^2}{s(s^2 + \omega_0^2)}.$$

В соответствии с формулой (2) передаточная функция нормированного НЧ-прототипа

$$H(s) = \frac{k(s^2 + \omega_0^2)}{s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0}.$$

Полюс входной проводимости  $\omega_0$  определяет нуль передачи  $H(s)$ . Коэффициенты полинома знаменателя  $H(s)$  отвечают условиям:  $a_0/a_2 = \omega_1^2$ ;  $a_1 = \omega_0^2$ . Представим  $y_{22}(s)$  в виде суммы элементарных слагаемых

$$y_{22}(s) = \frac{k_1 s}{s^2 + \omega_0^2} + \frac{k_0}{s}. \quad (4)$$

Разложению (4) соответствует  $LC$ -цепь, показанная на рисунке 8.

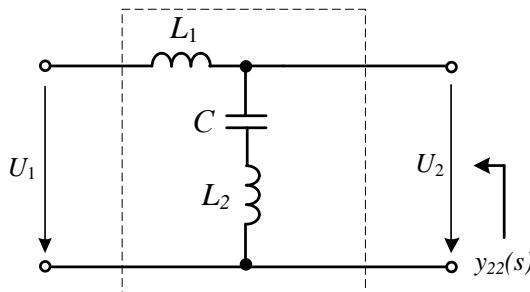


Рис. 8

Фильтр верхних частот получим с помощью частотного преобразования (1).

В качестве примера рассмотрим пассивное фильтрокомпенсирующее устройство, обеспечивающее компенсацию реактивной мощности и подавление гармоник, генерируемых нелинейной нагрузкой.

Схема фильтрокомпенсирующего устройства показана на рисунке 9. Значения элементов фильтра приведены в таблице 3. Емкости конденсаторов даны в микрофарадах, индуктивности реакторов – в микрогенри, сопротивления резисторов – в омах. Источник тока  $J_k$  моделирует нелинейную нагрузку.

Таблица 3  
Значения элементов ФКУ

$L_1$	$L_2$	$L_3$	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$	$Z_3$
500	500	300	611	312	262	800	5

ФКУ представляет собой составной фильтр гармоник, образованный двумя резонансными и одним широкополосным звеньями. Резонансные звенья фильтра предназначены для подавления 5-й и 7-й гармоник. Они рассчитаны с помощью методики, рассмотренной в работе [6]. Широкополосное звено имеет максимально плоскую характеристику и ослабляет гармоники с порядковыми номерами  $n \geq 10$ .

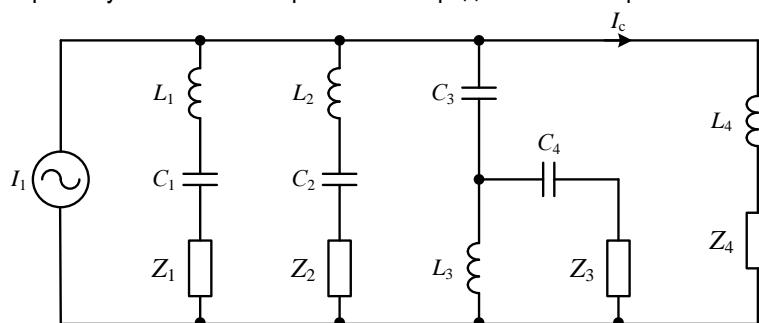


Рис. 9

Амплитудно-частотная характеристика фильтрокомпенсирующего устройства, полученная с помощью программы Pspice, показана на рисунке 10.

Амплитудно-частотная характеристика имеет монотонный характер на частотах, превышающих 400 Гц. Таким образом, включение широкополосного фильтра обеспечивает равномерное ослабление гармоник высокочастотного диапазона ( $n \geq 10$ ).

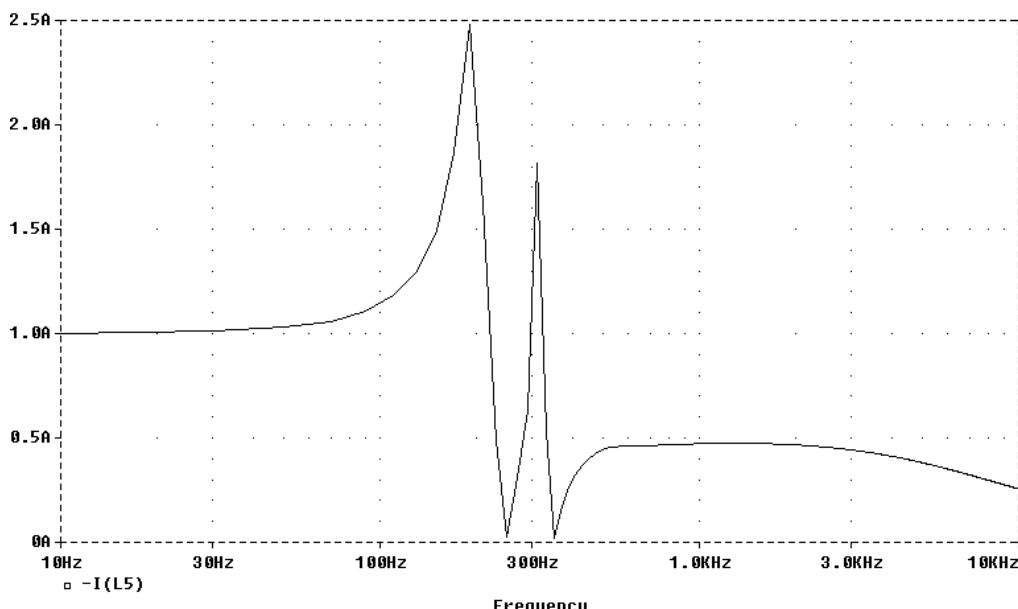


Рис. 10

**Заключение.** Предложен общий метод проектирования широкополосных силовых фильтров гармоник, основанный на представлении фильтра в виде реактивного четырехполюсника, реализующего передаточную функцию фильтра верхних частот. Это позволяет использовать для проектирования фильтра классические методы синтеза линейных цепей, а также обширную справочную литературу по расчету пассивных фильтров. Предлагаемый метод может быть использован для синтеза различных конфигураций широкополосных фильтров произвольного порядка.

### Литература

1. Анализ качества электроэнергии в распределительных сетях АПК / Н.П. Боярская, В.П. Довгун, С.А. Темербаев [и др.] // Вестник КрасГАУ. – 2012. – № 3. – С. 169–182.
2. Боярская Н.П., Довгун В.П., Кунгс Я.А. Проблемы компенсации высших гармоник в распределительных сетях агропромышленного комплекса / Краснояр. гос. аграр. ун-т. – Красноярск, 2012. – 138 с.
3. Анализ спектрального состава токов и напряжений светодиодных и газоразрядных источников света / Н.П. Боярская, В.П. Довгун, С.А. Темербаев [и др.] // Вестник КрасГАУ. – 2013. – № 8. – С. 174–180.
4. Жежеленко И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий. – 4-е изд. – М.: Энергоатомиздат, 1994.
5. Аррилага Дж., Брэдли Д., Боджер П. Гармоники в электрических системах: пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320 с.
6. Das J. Passive filters – potentialities and limitations // IEEE trans. on industry applications. – Vol. 40, No 1. – January/February 2004. – P. 232–241.
7. Довгун В.П., Боярская Н.П., Новиков В.В. Синтез пассивных фильтрокомпенсирующих устройств // Изв. вузов. Проблемы энергетики. – 2011. – № 5. – С. 31–39.
8. Матханов П.Н. Основы синтеза линейных электрических цепей. – М.: Высш. шк., 1976. – 208 с.
9. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. – М.: Мир, 1982. – 592 с.