

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИЛОВЫЕ ФИЛЬТРЫ ГАРМОНИК

Н. П. Боярская, В. П. Довгун, Е. С. Шевченко, Д. Э. Егоров

В статье рассмотрена процедура расчета широкополосных силовых фильтров гармоник, основанная на использовании методов синтеза пассивных LC-четырёхполюсников. Предлагаемый подход позволяет получить фильтрокомпенсирующие устройства, обеспечивающие ослабление гармоник тока и напряжения в заданном диапазоне частот, а также компенсацию реактивной мощности на частоте первой гармоники.

Проблема обеспечения качества электроэнергии, вызванная широким распространением нелинейных нагрузок, создающих при своей работе токи несинусоидальной формы, приобретает в последние годы все более важное значение. Несинусоидальные токи можно представить в виде суммы гармоник, частоты которых кратны основной частоте питающей сети. Высшие гармоники оказывают неблагоприятное влияние на работу силового электрооборудования, устройств релейной защиты и автоматики, вызывают ускоренное старение изоляции [1, 2].

Основным средством ослабления высших гармоник в системах электроснабжения являются силовые фильтры гармоник [1–3]. Пассивный фильтр гармоник представляет собой частотно-селективную цепь, обеспечивающую подавление или ослабление высших гармоник, генерируемых нелинейной нагрузкой. Основными достоинствами пассивных фильтров являются их простота и экономичность. Они дешевы, не требуют регулярного обслуживания, могут выполнять одновременно подавление гармоник и коррекцию коэффициента мощности.

Как правило, в качестве узкополосного фильтра используют последовательный колебательный контур, настроенный в резонанс на частоту определенной гармоники. Для подавления нескольких гармоник используют составные фильтры, образованные параллельным соединением нескольких колебательных контуров. Каждый контур настроен на частоту одной из гармоник (как правило, 5, 7, 11 и 13-й).

Для одновременного подавления нескольких гармоник высокого порядка ($n > 10$) целесообразно использовать широкополосные фильтры (ШПФ).

Существующие методы проектирования пассивных фильтров гармоник [13, 5] 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.

Однако система фильтр – питающая сеть представляет собой сложную резонансную цепь, в которой необходимо учитывать взаимное влияние ветвей фильтра и сети. Отдельные ветви фильтра образуют параллельные колебательные контуры с индуктивностью сети. Если частота параллельного резонанса совпадает с частотой одной из гармоник, произойдет усиление этой гармоники. Поэтому при проектировании пассивных фильтро-компенсирующих устройств (ФКУ) важно контролировать частотную характеристику системы фильтр – питающая сеть во всем диапазоне частот. В работе [4] показано, что для этого целесообразно использовать методы синтеза пассивных LC-цепей. Процедура синтеза ФКУ, рассмотренная в [4], позволяет контролировать частоты параллельных резонансов системы фильтр – питающая сеть. Это дает возможность исключить резонансное усиление гармоник.

В статье рассмотрена процедура проектирования широкополосных фильтров гармоник, основанная на использовании методов реализации LC-четырёхполюсников лестничной структуры. Предлагаемый метод может быть использован для расчета известных структур ШПФ. Кроме того, он позволяет получить новые конфигурации таких фильтров.

Представим систему фильтр – питающая сеть эквивалентной схемой, показанной на рисунке 1. Здесь $\underline{Z}_c = R_c + j\omega L_c$ – комплексное сопротивление сети со стороны шин, к которым присоединена нелинейная нагрузка, \underline{Z}_ϕ – комплексное сопротивление фильтра. Источник гармоник моделируется источником тока J_r .

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИЛОВЫЕ ФИЛЬТРЫ ГАРМОНИК

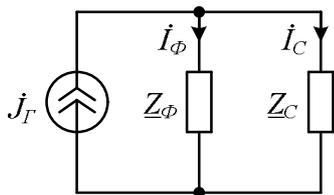


Рисунок 1

Комплексные сопротивления фильтра и сети на рисунке 1 образуют делитель тока, коэффициенты передачи которого

$$H_\phi(j\omega) = \frac{I_\phi}{J_r} = \frac{Z_c}{Z_\phi + Z_c}; \quad (1)$$

$$H_c(j\omega) = \frac{I_c}{J_r} = \frac{Z_\phi}{Z_\phi + Z_c}. \quad (2)$$

Коэффициенты $H_\phi(j\omega)$ и $H_c(j\omega)$ определяют распределение тока k -й гармоники между фильтром и внешней сетью. Для коэффициентов распределения справедливо равенство:

$$|H_\phi(j\omega)|^2 + |H_c(j\omega)|^2 = 1.$$

Из формул (1) и (2) следует, что на передачу тока k -й гармоники во внешнюю сеть влияют не только характеристики фильтра, но и частотная характеристика сети. Для эффективного подавления тока k -й гармоники значение коэффициента $H_c(j\omega)$ на частоте этой гармоники должно быть минимальным.

Схема узкополосного фильтра показана на рисунке 2.

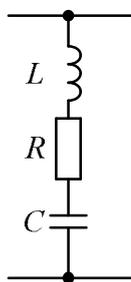


Рисунок 2

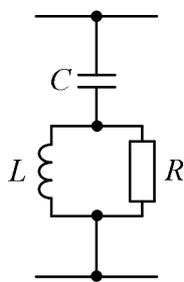


Рисунок 3

Резонансная частота и добротность узкополосного фильтра, приведенного на рисунке 2

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad Q = \frac{2\pi f_0 L}{R}. \quad (3)$$

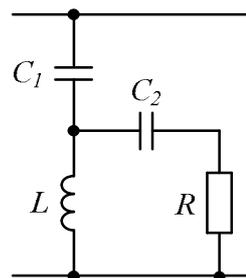


Рисунок 4

Резонансный фильтр эффективно ослабляет гармонические составляющие, частоты которых близки к частоте f_0 .

Для схемы широкополосного фильтра второго порядка (рисунок 3) характеристическая частота и демпфирующий коэффициент определяются выражениями

$$f_x = \frac{1}{2\pi RC}, \quad m = \frac{L}{R^2 C}. \quad (4)$$

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 (рисунок 4) по сравнению с фильтром второго порядка – меньшие потери энергии на основной частоте и частотах низших гармоник.

Широкополосные фильтры, изображенные на рисунках 3, 4, представляют собой резистивно нагруженные LC-четырёхполюсники, 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

$$s = \frac{\omega_c}{p}. \quad (5)$$

Здесь ω_c – частота среза ФВЧ. При таком преобразовании передаточная функция ФНЧ-прототипа преобразуется в передаточ-

ную функцию фильтра верхних частот с частотой среза ω_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.

Рассмотрим подробнее отдельные этапы предлагаемой процедуры. Представим синтезируемую цепь в виде LC-четырёхполюсника, нагруженного на сопротивление 1 Ом (рисунок 5).

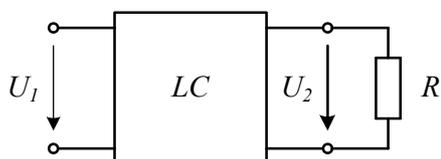


Рисунок 5

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

$$H(s) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-y_{21}(s)}{y_{22}(s) + 1}. \quad (6)$$

Задача реализации передаточной функции $H(s)$, определяемой формулой (6), сводится к одновременной реализации параметров $y_{21}(s)$ и $y_{22}(s)$ LC-четырёхполюсника.

Из теории синтеза пассивных цепей известно [7, 8], что $y_{21}(s)$ и $y_{22}(s)$ – нечетные рациональные функции комплексной переменной s , имеющие одинаковый знаменатель. Обозначим

$$y_{21}(s) = \frac{n_{21}(s)}{d_{22}(s)}; \quad y_{22}(s) = \frac{n_{22}(s)}{d_{22}(s)}. \quad (7)$$

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

Подставив выражения (7) в формулу (6), 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.

Практический интерес представляют два случая. В первом случае все нули передачи синтезируемого фильтра расположены в начале координат. Во втором случае передаточная функция фильтра имеет нуль на частоте основной гармоники. Ограничимся рассмотрением случая, когда нули передачи НЧ-прототипа расположены в бесконечности.

Передаточная функция $H_{НЧ}(s)$ имеет вид (для определенности рассмотрим фильтр третьего порядка)

$$H_{НЧ}(s) = \frac{1}{s^3 + a_2s^2 + a_1s + 1}.$$

Здесь a_i – коэффициенты полинома знаменателя, которые зависят от вида передаточной функции. В соответствии с формулой (6)

$$y_{21}(s) = \frac{1}{s^3 + a_1s}; \quad y_{22}(s) = \frac{a_2s^2 + 1}{s^3 + a_1s}.$$

Для реализации параметров $y_{22}(s)$ и $y_{21}(s)$ целесообразно использовать лестничную схему, показанную на рисунке 6. Значения элементов зависят от коэффициентов полинома знаменателя $H_{НЧ}(s)$.

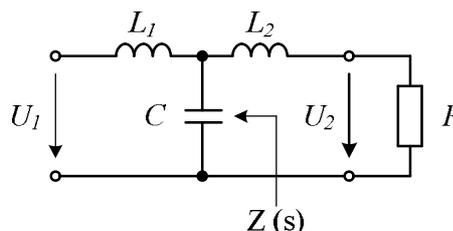


Рисунок 6

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИЛОВЫЕ ФИЛЬТРЫ ГАРМОНИК

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 Баттерворта. 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) y – параметры LC-четыреполюсника

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

Раскладывая $Z(s) = 1/y_{22}(s)$ в непрерывную дробь при $s \rightarrow \infty$, определим нормированные значения элементов в схеме на рисунке 6: $L_1 = \frac{3}{2}$ Гн, $C = \frac{4}{3}$ Ф, $L_2 = \frac{1}{2}$ Гн.

В теории синтеза пассивных цепей такую структуру называют первой канонической схемой Кауэра [7, 8].

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. В результате преобразования получим широкополосный фильтр (рисунок 7).

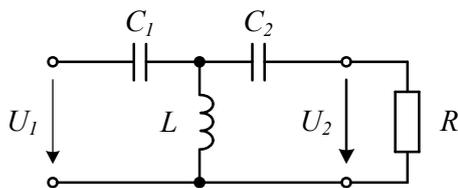


Рисунок 7

Номиналы элементов фильтра на рисунке 7: $C_1 = 212$ мкФ, $L = 0,239$ мГн, $C_2 = 637$ мкФ.

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 Баттерворта и Чебышева.

Таблица 1 – Значения элементов ФНЧ-прототипа 2 порядка

Тип передаточной функции	L_1 , Гн	C , Ф
Баттерворта	0,7	1,4
Чебышева, неравномерность АЧХ 1 дБ	0,977	1,244
Чебышева, неравномерность АЧХ 2 дБ	0,996	0,907

Таблица 2 – Значения элементов ФНЧ-прототипа 3 порядка

Тип передаточной функции	L_1 , Гн	C , Ф	L_2 , Гн
Баттерворта	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

На рисунке 8 показаны амплитудно-частотные характеристики фильтров третьего порядка Баттерворта (кривая 1) и Чебышева (кривая 2). Фильтры имеют одинаковую частоту среза, равную 500 Гц.

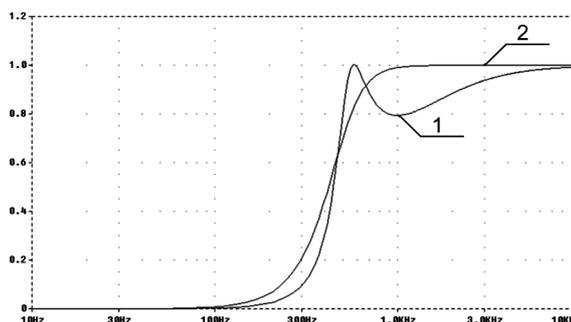


Рисунок 8

На рисунке 9 показаны частотные характеристики входного сопротивления фильтров третьего порядка.

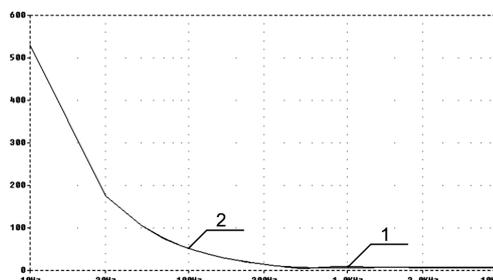


Рисунок 9

В качестве примера рассмотрим пассивное фильтрокомпенсирующее устройство,

обеспечивающее компенсацию реактивной мощности и подавление гармоник, генерируемых нелинейной нагрузкой. Схема ФКУ, созданная в графическом редакторе Schematics, показана на рисунке 10. Нелинейной нагрузкой является трехфазный мостовой выпрямитель.

ФКУ на рисунке 10 представляет собой составной фильтр гармоник, образованный двумя резонансными и одним широкополосным звеньями. Резонансные звенья фильтра предназначены для подавления 5 и 7 гармоник. Широкополосное звено имеет характеристики фильтра Баттерворта 2 порядка и ослабляет гармоники с порядковыми номерами $n \geq 10$.

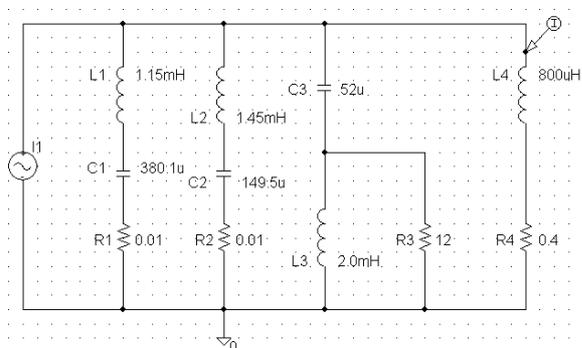


Рисунок 10

Амплитудно-частотная характеристика ФКУ, рассчитанная с помощью программы Pspice, показана на рисунке 11.

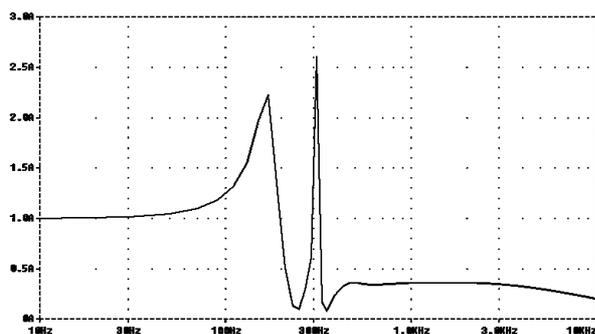


Рисунок 11

Использование низкодобротного широкополосного фильтра обеспечивает ослабление всех гармоник, частоты которых превышают 500 Гц.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье предложен общий метод проектирования широкополосных фильтров гармоник, основанный на представлении фильтра в виде реактивного четырехполюсника,

нагруженного на сопротивление сети. Это позволяет использовать для проектирования фильтра регулярные методы синтеза пассивных цепей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жежеленко, И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий / И. В. Жежеленко. – 4-е изд. – М. : Энергоатомиздат, 1994.
2. Das, J. Passive filters – potentialities and limitations – IEEE trans. on industry applications, Vol. 40, No 1, January/February 2004, pp. 232-241.
3. Phipps, J. A transfer function approach to harmonic filter design. IEEE industry application magazine, March/April 1997, pp. 68-82.
4. Довгун, В. П. Синтез пассивных фильтрокомпенсирующих устройств. / В. П. Довгун, Н. П. Боярская, В. В. Новиков // Изв. вузов. Проблемы энергетики. – 2011, – № 5, – С. 31-39.
5. Вагин, Г. Я. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике / Г. Я. Вагин, А. Б. Лоскутов, А. А. Севостьянов. – Н. Новгород : НГТУ, 2004. – 214 с.
6. Дьяков, А. Ф. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике и электротехнике / А. Ф. Дьяков, Б. К. Максимов, Р. К. Борисов и др.; под редакцией А. Ф. Дьякова. – М. : Энергоатомиздат, 2003. – 768 с.
7. Матханов, П. Н. Основы синтеза линейных электрических цепей / П. Н. Матханов. – М. : Высшая школа, 1976. – 208 с.
8. Лэм, Г. Аналоговые и цифровые фильтры / Г. Лэм. – М. : Мир, 1982. – 592 с.

Боярская Н. П., к.т.н., доцент кафедры ТОЭ, Красноярский государственный аграрный университет, E-mail: bnp2006dvq@mail.ru; **Довгун В. П.**, д.т.н., профессор кафедры Систем автоматизации, автоматизированного управления и проектирования, Сибирский федеральный университет, E-mail: vdovgun@sfu-kras.ru; **Шевченко Е. С.**, аспирантка, Сибирский федеральный университет; **Егоров Д. Э.**, аспирант, Сибирский федеральный университет.