

## Параметрический синтез широкополосных силовых фильтров

ДОВГУН В.П., ЕГОРОВ Д.Э., НОВИКОВ В.В., ЗВЯГИНЦЕВ Е.С.

*Пассивные фильтры гармоник являются эффективным средством коррекции коэффициента мощности и ослабления высших гармоник, создаваемых мощными нелинейными нагрузками. Как правило, такой фильтр состоит из нескольких узкополосных звеньев, настроенных на частоты наиболее мощных нечетных гармоник в спектре тока нагрузки. Один из недостатков пассивных фильтров заключается в том, что они образуют высокочастотные параллельные резонансные контуры с индуктивностью сети. Это может вызвать усиление неканонических гармоник, создаваемых многофазными нелинейными нагрузками. Рассмотрен метод проектирования широкополосных фильтров (ШПФ) произвольного порядка, реализующих заданные частотные характеристики входного сопротивления. Задача расчета ШПФ рассматривается как задача построения резистивно нагруженного LC-четырёхполюсника, реализующего заданную частотную характеристику входного сопротивления. Предложенный метод основан на минимизации целевой функции в пространстве значений реактивных элементов фильтра.*

**К л ю ч е в ы е с л о в а:** системы электроснабжения, нелинейные нагрузки, токи, напряжения, высшие гармоники, фильтры

Силовые пассивные фильтры гармоник (ПФГ) являются основным средством компенсации высших гармоник токов и напряжений в системах электроснабжения с мощными нелинейными нагрузками [1, 2]. Такой фильтр представляет пассивную частотно-селективную цепь, обеспечивающую подавление высших гармоник, генерируемых нелинейной нагрузкой, и компенсацию реактивной мощности на основной частоте. Как правило, пассивный фильтр содержит узкополосные звенья, настроенные на подавление наиболее мощных низкочастотных гармоник, а также широкополосное звено для ослабления высокочастотных гармоник. Схемы широкополосных фильтров 1-го и 2-го порядка показаны на рис. 1.

В реальных условиях спектры токов нелинейных нагрузок, таких как многофазные вентильные преобразователи, могут содержать гармоники, порядок которых не соответствует числу пульсаций выпрямленного тока. Такие гармоники называют аномальными [2] или неканоническими [1]. Причиной возникновения неканонических гармоник может быть несимметрия напряжений сети, разброс параметров нелинейных нагрузок и т.д.

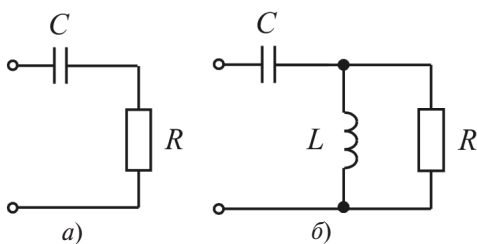


Рис. 1. Схемы широкополосных фильтров: а – 1-го порядка; б – 2-го

Серьезный недостаток узкополосных пассивных фильтров заключается в том, что они образуют высокочастотные параллельные резонансные контуры с индуктивностью сети. Если резонансная частота такого контура совпадает или близка к частоте одной из неканонических гармоник тока нелинейной нагрузки, произойдет усиление этой гармоники. В [1, 3] отмечается, что воздействие аномальных гармоник на работу оборудования может вызвать больше проблем, чем в случае канонических гармоник.

Проблему резонансного усиления неканонических гармоник можно решить, заменив узкополосные звенья широкополосными, обеспечивающими одновременное ослабление нескольких соседних гармоник. Примеры такой замены рассмотрены в [1, 3, 4].

Основные функции широкополосных фильтров (ШПФ) заключаются в ослаблении гармоник в заданном диапазоне частот и генерации реактивной мощности на частоте основной гармоники. На частоте основной гармоники пассивный фильтр должен иметь емкостное сопротивление, значение которого определяет реактивную мощность устройства. Для снижения потерь на основной частоте фильтр должен иметь минимальное активное сопротивление. Однако широкополосные фильтры 1-го и 2-го порядка имеют недостаточную избирательность, что приводит к увеличению потерь в демпфирующем резисторе и реакторе на частоте основной гармоники. Преимущество ШПФ 3-го порядка – меньшие потери на основной частоте.

Фильтр С-типа в соответствии с рис. 2 можно рассматривать как модификацию широкополосно-

го фильтра 2-го порядка. Колебательный контур  $LC_2$  настроен в резонанс на частоту основной гармоники. Теоретически это позволяет уменьшить потери в демпфирующем резисторе. Однако на практике добиться этого сложно, так как частотная характеристика контура  $LC_2$  чувствительна к вариациям значений элементов, вызванным изменениями температуры, старением, производственными допусками. Другой недостаток фильтра  $C$ -типа – большой разброс номиналов конденсаторов и, соответственно, большая суммарная емкость. Емкость конденсатора  $C_1$  определяет реактивную мощность на частоте основной гармоники:

$$C_1 = \frac{Q_1}{\omega_1 U^2}.$$

При этом емкость конденсатора  $C_2$  в схеме рис. 2 определяется выражением [5]:

$$C_2 = C_1(n^2 - 1),$$

где  $n = \omega_n / \omega_1$  – порядковый номер ослабляемой гармоники.

Таким образом, суммарная емкость фильтра  $C$ -типа в  $n^2$  раз превышает значение емкости, необходимое для компенсации заданного значения реактивной мощности. По этой причине фильтры  $C$ -типа используются преимущественно для ослабления низкочастотных гармоник ( $n=2,3$ ).

Аналитические выражения для расчета ШПФ второго-третьего порядка получены в [1, 5–9]. Однако формулы для расчета фильтров 3-го порядка очень громоздки и неудобны для расчетов. Поэтому обычно рассматриваются частные случаи, когда на параметры фильтра накладываются дополнительные ограничения. Например, в [7] рассмотрен вариант, когда емкости конденсаторов в схеме ШПФ 3-го порядка (рис. 3,а) равны:  $C_1 = C_2$ . В [8] емкость конденсатора  $C_1$  и индуктивность реактора  $L_2$  рассчитываются с помощью формул:

$$C_1 = Q_F / (\omega_1 U^2); L_2 = 1 / (\omega_n^2 C_1),$$

где  $\omega_1$  – частота основной гармоники;  $\omega_n$  – частота ослабляемой гармоники;  $Q_F$  – реактивная мощность фильтра;  $U$  – напряжение сети.

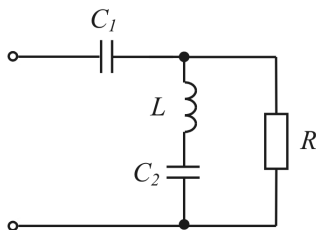


Рис. 2. Схема фильтра  $C$ -типа

Емкость конденсатора  $C_3$  выбирается так, чтобы минимизировать потери активной мощности на частоте основной гармоники.

Таким образом, аналитические методы проектирования ШПФ позволяют рассчитывать фильтры второго порядка и частные случаи фильтров третьего. Очевидно, что для расчета широкополосных фильтров произвольного порядка, реализующих требуемые частотные характеристики входного сопротивления, необходимо использование регулярных методов синтеза пассивных цепей и методов оптимизации.

Общий метод расчета широкополосных силовых фильтров произвольного порядка рассмотрен в [10, 11]. Он основан на использовании методов синтеза пассивных  $LC$ -фильтров, хорошо разработанных в теории цепей [12]. Это позволяет использовать для расчета ШПФ обширную справочную литературу по проектированию пассивных фильтров.

Схемы широкополосных фильтров 3-го и 5-го порядка приведены на рис. 3. Фильтры представляют собой односторонне нагруженные  $LC$ -четырёхполюсники лестничной структуры.

Процедура расчета ШПФ, рассмотренная в [10, 11], заключается в выборе фильтра-прототипа заданного порядка и последующем денормировании элементов по частоте и уровню сопротивления демпфирующего резистора либо по требуемой реактивной мощности. В качестве прототипа в [11] предложено использовать нормированный  $LC$ -фильтр верхних частот, реализующий типовую передаточную функцию Баттерворта. Такие фильтры имеют монотонную частотную характеристику входного сопротивления в полосе демпфирования. Потери мощности в демпфирующем резисторе на частоте основной гармоники невелики и снижаются при увеличении порядка фильтра.

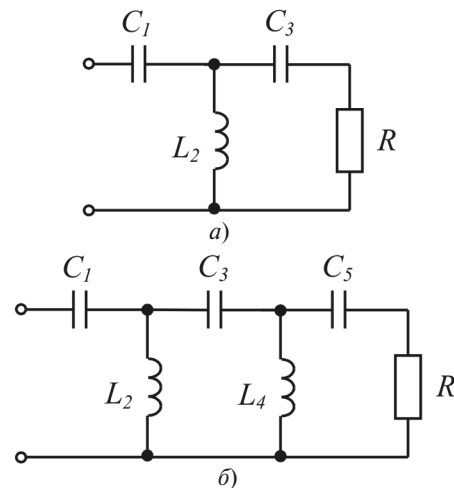


Рис. 3. Схемы широкополосных фильтров третьего (а) и пятого (б) порядка

Широкополосные фильтры с монотонной характеристикой входного сопротивления эффективны в тех случаях, когда основное назначение ШПФ – демпфирование частотных характеристик системы «фильтр–внешняя сеть» [13]. Однако во многих случаях необходимо, чтобы широкополосный фильтр не только обеспечивал заданное значение сопротивления в полосе ослабления, но и осуществлял избирательное подавление наиболее мощных гармоник в этой полосе.

В статье рассмотрена процедура расчета широкополосных фильтров произвольного порядка, реализующих заданную частотную характеристику входного сопротивления. Предлагаемая процедура расчета основана на использовании методов оптимального синтеза электронных схем [14]. Оптимизация осуществляется в пространстве параметров реактивных элементов цепи. Структура фильтра в процессе оптимизации остается неизменной. В [14] задачи такого типа названы задачами параметрического синтеза.

**Свойства и реализация широкополосных фильтров.** Представим систему пассивный фильтр–внешняя сеть на частоте  $k$ -й гармоники эквивалентной схемой на рис. 4. Здесь  $\underline{Z}_c = R_c + j\omega L_c$  – комплексное сопротивление сети;  $\underline{Z}_\phi$  – комплексное сопротивление фильтра. Нелинейная нагрузка моделируется источником тока  $\underline{J}_\Gamma$ . Полагаем, что напряжение внешней сети имеет синусоидальную форму и не содержит высших гармоник, поэтому источник, учитывающий напряжение сети, отсутствует.

Комплексные сопротивления фильтра и сети на рис. 3 образуют делитель тока. Коэффициент передачи тока  $k$ -й гармоники в сеть

$$F_\phi(j\omega_k) = \frac{I_c}{J_\Gamma} \frac{\underline{Z}_\phi(\omega_k)}{\underline{Z}_\phi(\omega_k) + \underline{Z}_c(\omega_k)}; \quad (1)$$

напряжение  $k$ -й гармоники в точке общего присоединения

$$U_{\text{топ}}(j\omega_k) = \frac{\underline{Z}_\phi(\omega_k)\underline{Z}_c(\omega_k)}{\underline{Z}_\phi(\omega_k) + \underline{Z}_c(\omega_k)} J_\Gamma. \quad (2)$$

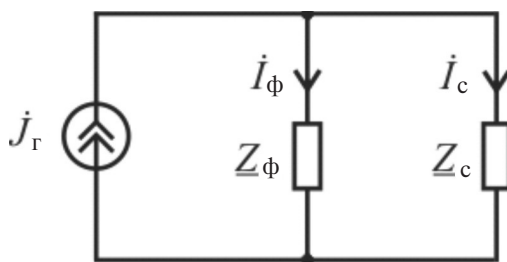


Рис. 4. Эквивалентная схема «пассивный фильтр–внешняя сеть»

Из (1) и (2) следует, что эффективность ослабления высокочастотных гармонических составляющих зависит от соотношения сопротивлений пассивного фильтра и внешней сети на частоте гармоники.

Синтезируемый широкополосный фильтр представляет собой односторонне нагруженный четырехполюсник без потерь (рис. 5). Свойства таких четырехполюсников рассмотрены в классических руководствах по синтезу пассивных LC-фильтров [12]. Перечислим наиболее важные из них.

Обозначим передаточную функцию схемы рис. 5:

$$T_{21}(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)}.$$

Известно, что для цепи рис. 5 входная проводимость и передаточная функция связаны соотношением [12]:

$$\operatorname{Re}\{Y_{\text{вх}}(j, \omega)\} = G |T_{21}(j, \omega)|^2. \quad (3)$$

Из последнего равенства следует, что при  $G=1$  вещественная часть входной проводимости четырехполюсника определяется квадратом модуля передаточной функции  $T_{21}(j, \omega)$ .

Полюсы функции  $Y_{\text{вх}}(p)$  расположены в открытой левой полуплоскости. Входная проводимость резистивно нагруженного LC-четырёхполюсника является функцией минимальной реактивной проводимости, не имеющей полюсов на оси  $j\omega$ . Соответственно, входное сопротивление рассматриваемой цепи – функция минимального реактивного сопротивления.

Функция входной проводимости  $Y_{\text{вх}}(p)$  может быть реализована лестничной LC-цепью без трансформаторов, если нули передаточной функции  $T_{21}(p)$  расположены на оси  $j\omega$ , а полюсы – в открытой левой полуплоскости.

Если продольные и поперечные ветви лестничной LC-цепи образованы одиночными емкостными и индуктивными элементами, нули  $T_{21}(p)$  и, соответственно,  $Y_{\text{вх}}(p)$  расположены в начале координат или в бесконечности.

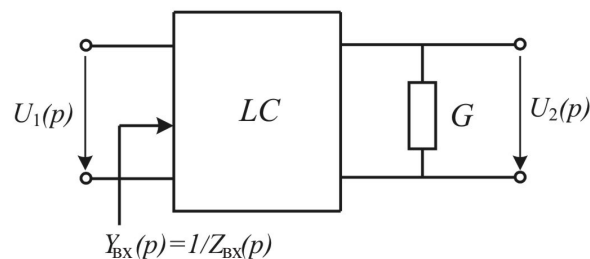


Рис. 5. Односторонне нагруженный четырехполюсник без потерь:  $Y_{\text{вх}}(p)$  – входная проводимость четырехполюсника;  $p$  – комплексная частотная переменная

В соответствии с (3) требуемую частотную характеристику входной проводимости имеет односторонне нагруженный LC-четыреполюсник, реализующий передаточную функцию фильтра верхних частот (ФВЧ). Поскольку нули  $\text{Re}\{Y_{\text{вх}}(j\omega)\}$  расположены в начале координат, фильтр имеет малые потери на частоте основной гармоники, если она расположена в полосе ослабления ФВЧ.

Для расчета широкополосного фильтра можно использовать классические методы синтеза реактивных четырехполюсников [11, 12]. Однако предварительно необходимо определить операторную функцию входной проводимости или входного сопротивления, обеспечивающего требуемую частотную характеристику. Для относительно простых цепей 3–5-го порядка удобнее использовать методы оптимизации характеристик в пространстве параметров элементов.

Задача оптимизации формулируется следующим образом: найти значения элементов цепи, обеспечивающих минимум целевой функции

$$\Phi(x) = \sum_k w_k (Z(\bar{x}, \omega_k) - R_k)^2; \quad (4a)$$

$$k=1,2,K; \bar{x} \in \{L_i, C_i\}$$

при выполнении ограничений:

$$\left( \frac{\text{Re}\left\{\frac{1}{Z(j\omega_1, \bar{x})}\right\}}{\text{Im}\left\{\frac{1}{Z(j\omega_1, \bar{x})}\right\}} \right) \leq K_0; \quad (4б)$$

$$L_i > 0, C_i > 0. \quad (4в)$$

Здесь:  $Z(\bar{x}, \omega_k)$  – модуль входного сопротивления фильтра на частоте  $\omega_k$ ;  $R_k$  – требуемое значение входного сопротивления на частоте  $\omega_k$ ;  $w_k$  – весовые коэффициенты, учитывающие важность  $k$ -го слагаемого;  $K_0$  – максимальное отношение активной мощности к реактивной на частоте основной гармоники.

Минимизация целевой функции (4а) соответствует получению наилучшего среднеквадратичного приближения по отношению к требуемой характеристике входного сопротивления, заданного множеством значений  $\{R_k\}$ . В результате расчета определяются параметры реактивного четырехполюсника, имеющего требуемую частотную характеристику входного сопротивления. В рассматриваемой задаче конфигурация цепи и типы элементов заданы заранее. Оптимизация проводится в пространстве параметров реактивных элементов. Неравенство (4б) задает максимальное отношение активной и реактивной мощности фильтра на частоте основной гармоники.

Таблица 1

Порядок N	Значение параметра				
	C <sub>1</sub> , Ф	L <sub>2</sub> , Гн	C <sub>3</sub> , Ф	L <sub>4</sub> , Гн	C <sub>5</sub> , Ф
$R_{\min} = 0,1 \text{ Ом}$					
3	1,75	0,46	0,67	-	-
4	1,82	0,36	0,62	1	-
5	1,75	0,35	0,59	0,58	1
$R_{\min} = 0,2 \text{ Ом}$					
3	1,64	0,545	0,9	-	-
4	1,7	0,35	0,79	1,1	-
5	1,67	0,34	0,62	0,63	1,1
$R_{\min} = 0,5 \text{ Ом}$					
3	0,952	0,7	1	-	-
4	1	0,42	0,82	0,92	-
5	1,03	0,38	0,795	0,6	2

Таблица 2

Порядок N	Значение параметра				
	C <sub>1</sub> , Ф	L <sub>2</sub> , Гн	C <sub>3</sub> , Ф	L <sub>4</sub> , Гн	C <sub>5</sub> , Ф
2	0,707	1,414	-	-	-
3	0,667	0,75	2,0	-	-
4	0,653	0,634	0,9239	2,613	-
5	0,647	0,59	0,723	1,118	3,236

С помощью предложенного подхода были рассчитаны значения элементов нормированных фильтров 3–5-го порядка, обеспечивающих подавление наиболее мощной гармоники в нижней части рабочего диапазона и демпфирование высокочастотных составляющих в остальной части диапазона.

Характеристика входного сопротивления нормированного фильтра показана на рис. 6. Сопротивление имеет минимальное значение на нормированной частоте наиболее мощной гармоники, равной 1 рад/с.

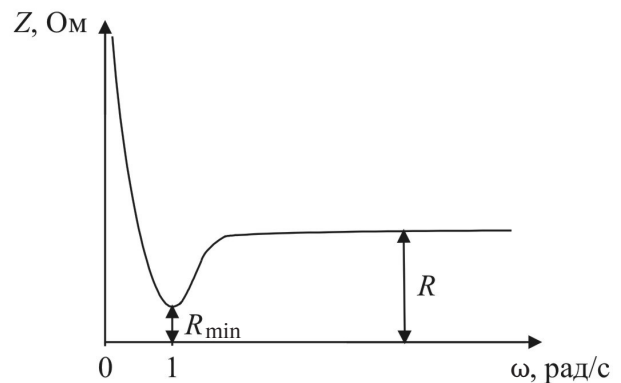


Рис. 6. Частотная характеристика нормированного широкополосного фильтра

В качестве начального приближения при оптимизации использовались значения элементов фильтров верхних частот, реализующих нормированную передаточную функцию Баттерворта. Оптимизация проводилась с помощью функций пакета Optimization Toolbox программного комплекса MatLab. Значения элементов нормированных фильтров для различных значений минимального сопротивления  $R_{\min}$  в полосе ослабления приведены в табл. 1. В табл. 2 приведены нормированные значения элементов широкополосных фильтров 3–5-го порядка с монотонной частотной характеристикой входного сопротивления (фильтр верхних частот Баттерворта), использованных в качестве начального приближения. Сопротивление демпфирующего резистора в схемах всех нормированных фильтров равно 1 Ом.

**Расчет и анализ характеристик широкополосных фильтров.** Значения элементов фильтров-прототипов в табл. 1 и 4 могут служить основой для расчета широкополосных фильтров с требуемыми частотными характеристиками. Исходными данными для расчета являются порядок и реактивная мощность фильтра, частота наиболее мощной гармоники  $f_0$ . В качестве прототипа выбирается вариант, обеспечивающий требуемый уровень ослабления на частоте  $f_0$ .

Расчет проводится в следующей последовательности.

Первый шаг: определяется емкость конденсатора  $C_1$ , обеспечивающая требуемое значение реактивной мощности на частоте основной гармоники  $f_1$ :

$$C_{10} = \frac{Q}{2\pi f_1 U^2}.$$

Второй шаг: выполняется денормирование фильтра-прототипа по частоте. Значения элементов фильтра, имеющего минимальное сопротивление на частоте  $f_0$ , определяются с помощью преобразования:

$$L_i^{(1)} = \frac{L_i}{2\pi f_0}; \quad C_i^{(1)} = \frac{C_i}{2\pi f_0}.$$

Третий шаг: определяется сопротивление демпфирующего резистора:

$$R_d = \frac{C_1^{(1)}}{C_{10}}.$$

Далее осуществляется денормирование реактивных элементов по уровню сопротивления:

$$L_i^{(2)} = R_d L_i^{(1)}; \quad C_i^{(2)} = \frac{C_i^{(1)}}{R_d}.$$

С помощью предложенного подхода были рассчитаны широкополосные фильтры 3–5-го порядка, предназначенные для подавления 5-ой гармоники и ослабления гармоник более высокого порядка. В качестве прототипов для расчета были использованы нормированные фильтры, имеющие сопротивление 0,1 Ом на частоте 1 рад/с в соответствии с табл. 1. Значения элементов фильтра 3-го порядка приведены в табл. 3, где: 1-й вариант – фильтр с монотонной характеристикой; 2-й вариант – схема с равными значениями емкостей конденсаторов, рассмотренная в [7]; 3-й вариант – фильтр, предложенный в [8]; 4-й вариант – ШПФ, полученный с помощью предложенной процедуры. Отметим, что схемы всех перечисленных фильтров одинаковы: в соответствии с рис. 3,а реактивная мощность всех фильтров одинакова. Кроме значений элементов в табл. 3 включены суммарные емкости и индуктивности, а также мощность  $P_d$ , выделяемая в демпфирующем резисторе на частоте основной гармоники.

Таблица 3

Номер варианта	Значение параметра						
	$C_1$ , мкФ	$L_2$ , мГн	$C_3$ , мкФ	$R$ , Ом	$C_{\Sigma}$ , мкФ	$L_{\Sigma}$ , мГн	$P_d$ , кВт
1-й	3,79	54,2	11,4	115	15,19	54,2	4,9
2-й	3,79	82,4	3,79	340	7,58	82,4	3,58
3-й	3,79	82,4	1,05	320	4,84	82,4	0,29
4-й	3,79	85,0	1,47	290	5,26	85,0	0,525

Частотные характеристики входного сопротивления широкополосных фильтров 3-го порядка показаны на рис. 7.

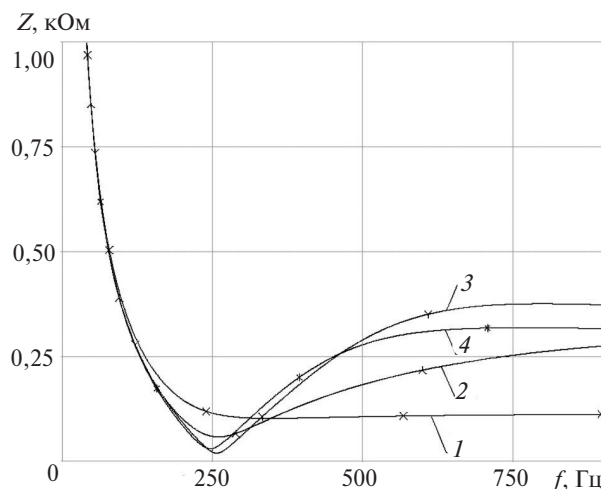


Рис. 7. Частотные характеристики входного сопротивления широкополосных фильтров 3-го порядка: 1 – Фильтр Баттерворта; 2 – фильтр с равными значениями емкостей конденсаторов [7]; 3 – фильтр, рассмотренный в [8]; 4 – предложенный

Из рис. 7 следует, что наименьшее сопротивление в рабочем диапазоне имеет фильтр с монотонной характеристикой. Увеличение неравномерности сопротивления в рабочем диапазоне частот приводит к росту сопротивления в верхней части диапазона.

На рис. 8 показаны частотные характеристики входного сопротивления ШПФ 3–5-го порядка, рассчитанных с помощью предложенной процедуры. Фильтры настроены на подавление 5-й гармоники. Значения элементов фильтров приведены в табл. 6.

Таблица 6

Порядок $N$	Значение параметра							
	$C_1$ , мкФ	$L_2$ , мГн	$C_3$ , мкФ	$L_4$ , мГн	$C_5$ , мкФ	$R_n$ , Ом	$C_{\Sigma}$ , мкФ	$L_{\Sigma}$ , мГн
3	3,79	85,0	1,47	-	-	290	5,26	85,0
4	3,79	70,4	1,13	196	-	300	4,92	266,4
5	3,79	68,4	1,33	90,6	2,9	285	8,02	159,0

Анализ характеристик фильтров позволяет сделать следующие выводы. При одинаковой реактивной мощности ШПФ более высокого порядка имеют меньшее сопротивление в диапазоне демпфирования, что обеспечивает более эффективное ослабление высокочастотных гармоник. В широкополосных фильтрах 4-го и 5-го порядка значительно снижаются потери мощности в демпфирующем резисторе на частоте основной гармоники по сравнению с ШПФ 3-го порядка. Важно отметить, что увеличение порядка фильтра не приводит к значительному увеличению суммарной емкости. Иллюстрацией могут служить схемы 3-го и 4-го порядка в соответствии с табл. 6. В то же время при увеличении порядка появляются новые степени свободы для получения желаемых характеристик.

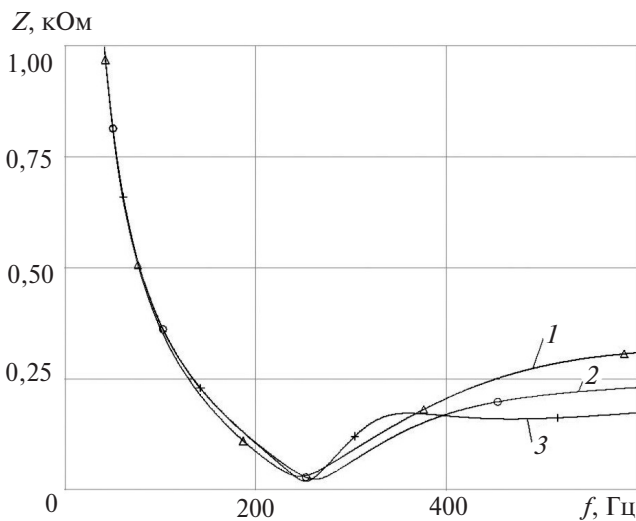


Рис. 8. Частотные характеристики входного сопротивления широкополосных фильтров 3–5-го порядка: 1 – фильтр 3-го порядка; 2 – 4-го; 3 – 5-го

В качестве еще одного примера рассмотрим реализацию широкополосных фильтров для 12-пульсных преобразователей, исключая резонансные явления на малых частотах (150 и 250 Гц). В [1] рассмотрена схема, состоящая из параллельно включенных широкополосного звена 2-го порядка и фильтра С-типа, в соответствии с рис. 9. Значения элементов в схеме на рис. 9:  $C_1 = 2,586$  мкФ;  $L_2 = 35,4$  мГн;  $R_3 = 214$  Ом;  $C_4 = 2,586$  мкФ;  $C_5 = 20,9$  мкФ;  $L_6 = 434$  мГн;  $R_7 = 666$  Ом.

Частотная характеристика входного сопротивления двухзвенного фильтра показана на рис. 10 (кривая 1).

На рис. 11 показана модифицированная схема, в которой фильтр С-типа заменен широкополосным звеном 5-го порядка, рассчитанным с помощью предложенного метода. Значения элементов в схеме на рисунке 11:  $C_1 = 2,586$  мкФ;  $L_2 = 35,4$  мГн;  $R_3 = 214$  Ом;  $C_4 = 2,586$  мкФ;  $L_5 = 249$  мГн;  $C_6 = 0,96$  мкФ;  $L_7 = 461$  мГн;  $C_8 = 1,7$  мкФ;  $R_9 = 688$  Ом.

Замена фильтра С-типа широкополосным звеном 5-го порядка позволила уменьшить суммарную емкость ФКУ более чем в 3 раза, с 26 мкФ до

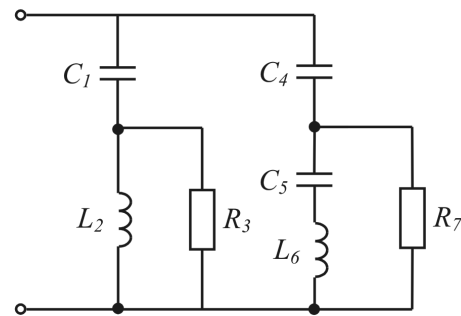


Рис. 9. Двухзвенный широкополосный фильтр [1]

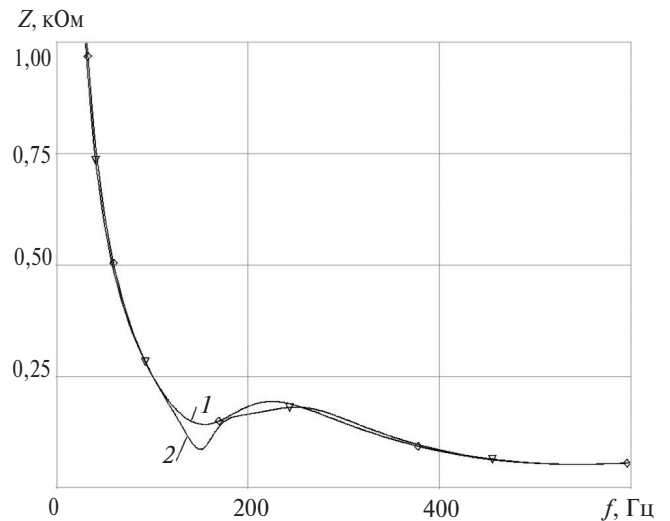


Рис. 10. Частотные характеристики входного сопротивления двухзвенных фильтров

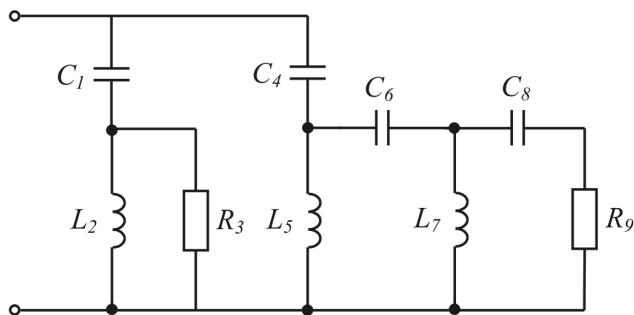


Рис. 11. Модифицированный двухзвенный фильтр

7,8 мкФ. Частотная характеристика входного сопротивления модифицированного фильтра показана на рис. 10 (кривая 2). Новый вариант фильтра обеспечивает более эффективное подавление низкочастотных гармоник, так как его входное сопротивление на частоте 150 Гц значительно меньше, чем сопротивление исходной цепи.

**Заключение.** Задача расчета ШПФ рассматривается как задача построения резистивно нагруженного  $LC$ -четырёхполюсника, реализующего заданную частотную характеристику входного сопротивления. Установка ШПФ в сетях с многофазными нелинейными нагрузками позволит исключить резонансное усиление неканонических и интергармоник. Нормированные фильтры можно использовать в качестве прототипов при расчете ШПФ с требуемыми частотными характеристиками. В этом случае расчет сводится к денормированию элементов прототипа по частоте и уровню реактивной мощности.

Широкополосные силовые фильтры, синтезированные с помощью предложенного метода, имеют существенные преимущества перед известными вариантами ШПФ. Увеличение порядка фильтра дает дополнительные возможности для получения требуемых характеристик, а также позволяет значительно уменьшить потери в нагрузочном резисторе и реакторах на частоте основной гармоники.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дж. Аррилага, Брэдли Д., Боджер П. Гармоники в электрических системах/Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1990, 320 с.
2. Жежеленко И.В. Высшие гармоники в системах электропитания промпредприятий. 6-е изд. М., Энергоатомиздат, 2010, 375 с.
3. Li X., Xu W., Ding T. Damped high passive filter – a new filtering scheme for multipulser ectifier systems. – IEEE trans. on power delivery, 2017, vol. 32, No. 1, pp. 117–124.
4. Badrzadeh B., Smith K., Wilson R. Designing passive harmonic filters for an aluminum smelting plant. – IEEE trans. on industry applications. 2011, vol. 47, No. 2, pp. 973–983.
5. Klempka R. A new method for the C-type passive filter design. – Przegląd Elektrotechniczny, 2012, NR 7f, pp. 277–280.
6. Савиных В.В. Сравнительный анализ энергетических и частотных характеристик демпфированных сетевых силовых фильтров. – Изв.вузов. Северо-Кавказский регион. Технические науки, 2012, № 6. с. 41–45.
7. Xiao Y. The method of for designing the third order filter. – Proc. 8th IEEE Int. Conf. Harmonics and Quality of Power, Oct. 1998, pp. 139–142.
8. Ding T., Xu W., Liang H. Design method for third-order high-pass filter. – IEEE trans. on power delivery, vol. 31, No. 1, pp. 402, 403.
9. Цицикян Г.Н. Качество электроэнергии в автономных системах. – СПб.: ФГУП «Крыловский государственный научный центр», 2014, 102 с.
10. Довгун В.П., Боярская Н.П., Егоров Д.Э., Сняговский А.Ф. Синтез широкополосных фильтров гармоник. – Изв. вузов. Проблемы энергетики, 2014, № 5–6, с. 85–91.
11. Боярская Н.П., Довгун В.П., Егоров Д.Э. Синтез фильтрокомпенсирующих устройств для систем электроснабжения/Под ред. В.П. Довгуна. – Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2014, 192 с.
12. Гиллемин Э.А. Синтез пассивных цепей/Пер. с англ. М.: Связь, 1970, 721 с.
13. Николаев И.Ф., Довгун В.П., Шашков И.А., Сняговский А.Ф. Синтез широкополосных демпфирующих фильтров для систем тягового электроснабжения. – Журнал Сибирского федерального университета. Серия «Техника и технологии», 2016 (9), № 1, с. 61–70.
14. Ланнэ А.А. Оптимальный синтез линейных электронных схем. 2-е изд. М.: Связь, 1978, 336 с.

[12.03.2018]

*А в т о р ы: Довгун Валерий Петрович окончил Красноярский политехнический институт в 1977 г. В 1999 г. защитил докторскую диссертацию «Синтез цифровых и аналоговых фильтров на основе каскадных многополюсных структур» в Красноярском государственном техническом университете. Профессор института космических и информационных технологий Сибирского федерального университета (СФУ).*

*Егоров Денис Эдуардович окончил СФУ в 2012 г. В 2015 г. защитил кандидатскую диссертацию. Старший преподаватель кафедры систем автоматики, автоматизированного управления и проектирования СФУ.*

*Новиков Виктор Валерьевич окончил Красноярский государственный технический университет в 2004 г. В 2009 г. защитил кандидатскую диссертацию. Доцент института космических и информационных технологий СФУ.*

*Звягинцев Егор Сергеевич окончил СФУ в 2012 г. Ведущий инженер ОАО «ТомскНИИнефть».*

## Parametric Synthesis of Wide-Band Power Filters

**DOVGUN Valery P.** (Siberian Federal University (SFU), Krasnoyarsk, Russia) – Head of scientific and educational laboratory, Professor, Dr. Sci. (Eng.)

**EGOROV Denis E.** (SFU, Krasnoyarsk, Russia) – Neacher, Cand. Sci. (Eng.)

**NOVIKOV Victor V.** (SFU, Krasnoyarsk, Russia) – Associated Professor, Cand. Sci. (Eng.)

**ZVYAGINTSEV Egor S.** (JSC «Tomskniineft», Russia) – Leading engineer

Passive harmonic filters are an efficient means for correcting the power factor and suppressing higher harmonic components generated by nonlinear loads. As a rule, such a filter consists of a few narrow-band sections tuned for the frequencies of the most powerful odd harmonic components in the load current spectrum. One of the passive filter drawbacks is that these filters form high  $Q$ -factor parallel resonance loops with the network inductance. This circumstance may entail amplification of non-characteristic harmonic components generated by multiphase nonlinear loads. A method for designing arbitrary-order wide-band filters (WBF) implementing the specified input impedance frequency responses is considered. The problem of designing a WBF is considered as the problem of constructing a resistively loaded LC two-port implementing the specified input impedance frequency response. The proposed method is based on minimizing an objective function in the space of filter reactive components' values.

**Key words:** power supply systems, nonlinear loads, currents, voltage, higher harmonic components, filters

### REFERENCES

1. **Appilaga Dzh., Bredli D., Bodzher P.** *Garmoniki v elektricheskikh sistemakh/Per. s angl. (Harmonics in the electric systems)/Transl. from English.* Moscow, Energoatomizdat, 1990, 320 p.
2. **Zhezhelenko I.V.** *Vysshiyе garmoniki v sistemakh elektrosnabzheniya prompredpriyatii (Ultraharmonics in the systems of power supply of industrial enterprises).* Moscow, Energoatomizdat, 2010, 375 p.
3. **Li X., Xu W., Ding T.** *Damped high passive filter – a new filtering scheme for multipulse rectifier systems.* – *IEEE trans. on power delivery*, 2017, vol. 32, No. 1, pp. 117–124.
4. **Badrzadeh B., Smith K., Wilson R.** *Designing passive harmonic filters for an aluminum smelting plant.* – *IEEE trans. on industry applications*, 2011, vol. 47, No. 2, pp. 973–983.
5. **Klempka R.** *A new method for the C-type passive filter design.* – *Przeglad Elektrotechniczny*, 2012, NR 7f, pp. 277–280.
6. **Savinykh V.V.** *Izvestiya vuzov. Severo-Kavkazskii region. Tekhnicheskiye nauki – in Russ. (News of Institutions of higher learning. North Caucasus region Engineering Sciences)*, 2012, No. 6, pp. 41–45.
7. **Xiao Y.** *The method of for designing the third order filter.* – *Proc. 8th IEEE Int. Conf. Harmonics and Quality of Power*, Oct. 1998, pp. 139–142.
8. **Ding T., Xu W., Liang H.** *Design method for third-order high-pass filter.* – *IEEE trans. on power delivery*, vol. 31, No. 1, pp. 402, 403.
9. **Tsitsikyan G.N.** *Kachestvo elektroenergii v avtonomnykh sistemakh (Quality of electric power in the off-line systems).* St. Petersburg, Krylov state scientific center, 2014, 102 p.
10. **Dovgun V.P., Boyarskaya N.P., Yegorov D.E., Sinyagovskii A.F.** *Izvestiya vuzov. Problemy energetiki – in Russ. (News of higher educational establishments. Problems of energy)*, 2014, No. 5–6, pp. 85–91.
11. **Boyarskaya N.P., Dovgun V.P., Yegorov D.E., Sintez filtrokompensiruyushchikh ustroystv dlya sistem elektrosnabzheniya/Pod red. V.P. Dovguna (Synthesis of compensative devices for the systems of power supply/Edit. by V.P. Dovgun).** Krasnoyarsk, Siberian federal university, 2014, 192 p.
12. **Gillemin E.A.** *Sintez passivnykh tsepei/Per. s angl. (Synthesis of passive chains/ Trasl. from English).* Moscow, Publ. «Svyaz», 1970, 721 p.
13. **Nikolayev I.F., Dovgun V.P., Stashkov I.A., Sinyagovskii A.F.** *Zhurnal Sibirskogo federal'nogo universiteta. Seriya «Tekhnika i tekhnologiya» – in Russ. (Magazine of the Siberian federal university. Series of «Technician and technology»)*, 2016 (9), No. 1, pp. 61–70.
14. **Lanne A.A.** *Optimal'nyi sintez lineinykh elektronnykh skhem, 2-ye izd. (Optimal synthesis of linear electronic charts. 2th Edit.).* Moscow, Publ. «Svyaz», 1978, 336 p.

[12.03.2018]