

12. Тимофеев И.А., Кустов Е.Ф. К разработке магнитопровода для маломощного трансформатора напряжения. – Электротехника, 2008, № 3.

[31.01.12]

*А в т о р ы*: Тимофеев Игорь Александрович окончил электротехнический факультет Кировского политехнического института в 1970 г. В 2008 г. защитил докторскую диссертацию «Разработка технологии изготовления порошковых магнитных материалов для электротехнических изделий» в Московском энергетическом институте (МЭИ). Профессор кафедры «Машиноведение» Чувашского государственного педагогического университета.

*Розанов Юрий Константинович* окончил электромеханический факультет МЭИ в 1962 г. В 1988 г. защитил докторскую диссертацию «Источники питания в системах автоматического энергоснабжения в специальных комплексах» в МЭИ. Профессор кафедры «Электрические и электронные аппараты» НИУ «МЭИ».

*Кустов Евгений Федорович* окончил электромеханический факультет МЭИ в 1962 г. В 1990 г. защитил докторскую диссертацию «Редукционная симметрия кристаллов» в Институте кристаллографии РАН. Профессор кафедры «Физика и технология электротехнических материалов, компонентов и автоматических комплексов» НИУ «МЭИ».

\* \* \*

## АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОКОМПЕНСИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

ДОВГУН В.П., ТЕМЕРБАЕВ С.А.

*Рассмотрен метод управления характеристиками активных фильтров гармоник, основанный на использовании алгоритмов цифровой обработки сигналов. Применение технологий цифровой обработки сигналов для управления характеристиками фильтра позволяет использовать разнообразные хорошо разработанные адаптивные методы спектрального оценивания и компенсации помех, а также эффективные аппаратные средства, такие как цифровые процессоры обработки сигналов.*

*К л ю ч е в ы е с л о в а*: активные фильтры гармоник, управляющие сигналы, методы формирования, цифровая обработка сигналов

Ухудшение качества электрической энергии, вызванное увеличением уровня высших гармоник, становится серьезной проблемой для распределительных сетей. Источником этой проблемы являются электроустановки с нелинейными вольт-амперными характеристиками. В результате воздействия гармоник на систему электроснабжения и оборудование потребителей увеличиваются потери во вращающихся механизмах, трансформаторах, линиях электропередачи, происходят ускоренное старение изоляции электрооборудования, ложные срабатывания устройств релейной защиты и автоматики [1].

Традиционным средством подавления высших гармоник в сетях электроснабжения являются пассивные фильтры гармоник (ПФГ) [2]. Их достоинство – простота и экономичность. Они имеют низкую стоимость, не требуют регулярного обслуживания, кроме подавления гармоник они одновременно выполняют и коррекцию коэффициента мощ-

*A method for controlling the characteristics of active harmonic filters is considered, central to which is the use of digital signal processing algorithms. Application of digital signal processing technologies for controlling the characteristics of filters opens the possibility of using various well-developed adaptive methods for spectral estimation and compensation of interference, as well as efficient hardware tools, such as digital signal treatment processors.*

*Key words*: active harmonic filters, control signals, shaping methods, digital processing of signals

ности. Существенный недостаток ПФГ заключается в том, что они являются статическими устройствами. Их эффективность снижается при изменении гармонического состава токов и напряжений, а также при изменении параметров сети. Другой недостаток – возможность возникновения резонанса в параллельном колебательном контуре, образуемом фильтром и индуктивностью питающей сети, на частотах, близких к частотам высших гармоник.

Альтернативой пассивным компенсирующим устройствам являются активные фильтры гармоник (АФГ) [2–4]. Такой фильтр представляет собой коммутируемое устройство, характеристики которого формируются по специальному закону управления. Фильтр может выполнять одновременно несколько функций: подавлять высшие гармоники, корректировать коэффициент мощности, уменьшать фликер и др. Такой широкий спектр возможностей АФГ объясняется тем, что они представля-

ют собой адаптивные устройства, параметры которых изменяются в зависимости от режима работы сети и характеристик нагрузки. Поэтому более точное название таких устройств – активные фильтрокомпенсирующие устройства (ФКУ).

Принцип действия активных ФКУ основан на том, что они генерируют токи или напряжения в противофазе с высшими гармониками и тем самым компенсируют искажения потребляемых токов. Значительный прогресс, достигнутый в последние годы в совершенствовании характеристик силовых полупроводниковых приборов, а также уменьшение стоимости их делают активные фильтры гармоник конкурентоспособными с пассивными аналогами. Активные ФКУ используются крупными коммерческими и офисными потребителями, на электротранспорте [3, 4].

Силовая часть активного ФКУ представляет собой инвертор с последовательно включенным сглаживающим фильтром. На выходе инвертора формируется ток  $i_\phi$ , изменяющийся по закону, задаваемому системой управления. В качестве коммутируемых элементов используются силовые МОП-транзисторы или биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT).

По способу подключения к сети различают последовательные, параллельные, комбинированные ФКУ. Преимущественное распространение получили параллельные ФКУ. Такой фильтр генерирует в сеть несинусоидальный ток, компенсирующий спектр высших гармоник тока нагрузки.

Ядром активного ФКУ, определяющим его основные характеристики как в установившемся, так и в переходном режимах, является система формирования сигналов управления инвертором. Алгоритм формирования управляющих сигналов включает следующие операции:

1) получение цифровых сигналов, пропорциональных несинусоидальному току нагрузки  $i_H$  и напряжению сети  $u_c$ ;

2) формирование компенсирующего сигнала;

3) формирование сигнала управления ключами инвертора с помощью гистерезисного метода или широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Структурная схема, иллюстрирующая процедуру формирования управляющего сигнала для параллельного активного ФКУ, показана на рис. 1.

Методы формирования управляющих сигналов можно разделить на две группы [3, 4]. К первой группе относят методы формирования управляющих сигналов в частотной области. Стратегия формирования управляющих сигналов в частотной области основана на представлении несинусоидальных токов и напряжений в виде ряда Фурье. Общий недостаток этих методов формирования заключается в том, что требуется предварительная аналоговая фильтрация для того, чтобы исключить наложение спектров сигналов. Включение фильтра вносит дополнительные амплитудные и фазовые искажения. Кроме того, необходима синхронизация частоты дискретизации и частоты основной гармоники. И, наконец, анализируемый сигнал должен быть стационарным, что на практике выполняется не всегда.

Вторую группу составляют методы формирования управляющих сигналов во временной области. Они основаны на формировании компенсирующих сигналов из мгновенных значений токов и напряжений сети. Благодаря большему быстродействию они получили преимущественное распространение. Для формирования таких управляющих сигналов используют методы мгновенной реактивной мощности, цифровой обработки сигналов (ЦОС), а также методы, основанные на использовании нейронных сетей.

Метод мгновенной реактивной мощности [3] основан на вычислении мгновенных значений величин, получивших название мгновенной активной и реактивной мощностей. Эти величины содержат постоянные и переменные составляющие. В

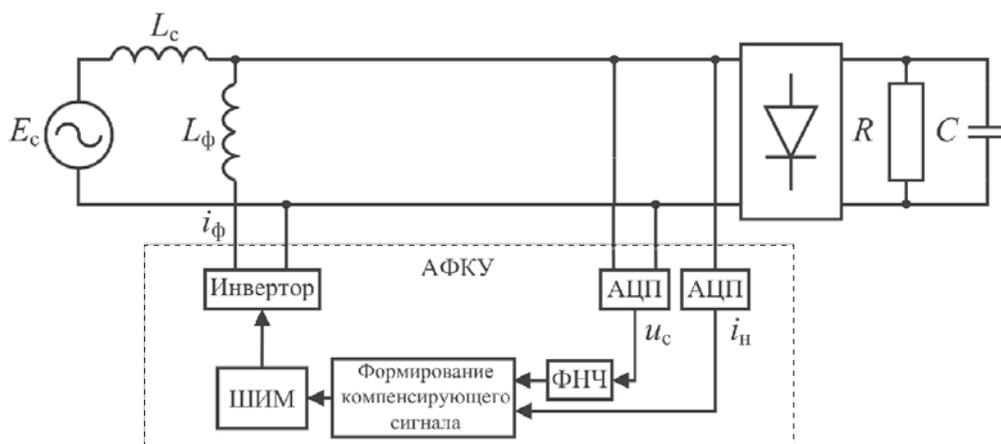


Рис. 1. Структурная схема активного ФКУ

случае, если кривая напряжения имеет синусоидальную форму, переменная составляющая мгновенной мощности определяется гармониками тока, потребляемого нелинейной нагрузкой. Управляющий сигнал можно получить, выделяя переменную составляющую мгновенной мощности с помощью фильтра верхних частот. Недостаток этого метода заключается в том, что он применим только для трехфазных цепей. Кроме того, выделение переменной составляющей с помощью фильтра верхних частот неизбежно вносит амплитудные и фазовые искажения в компенсирующий сигнал.

Применение технологий ЦОС для управления характеристиками ФКУ позволяет использовать разнообразные адаптивные методы спектрального оценивания и компенсации помех [5, 6], а также эффективные аппаратные средства, такие как цифровые процессоры обработки сигналов. Это направление стало интенсивно развиваться в последние годы, поэтому многие вопросы, касающиеся применения методов ЦОС для управления характеристиками активных фильтров гармоник, остаются нерешенными.

В статье рассмотрены адаптивные алгоритмы формирования управляющих сигналов для активных ФКУ, основанные на использовании методов ЦОС.

Спектральный состав сигнала, формируемого системой управления ФКУ, должен совпадать с гармоническим составом несинусоидального тока, генерируемого нелинейной нагрузкой. Исключение составляет основная гармоника – в компенсирующем токе она должна отсутствовать.

Для получения такого сигнала можно использовать аналоговый режекторный фильтр, настроенный на частоту основной гармоники [6]. Однако такой фильтр является статическим устройством, и его характеристики не могут изменяться при изменении частоты и амплитуды основной гармоники. Кроме того, из-за высокой чувствительности характеристик аналогового фильтра трудно обеспечить его точную настройку. Таким образом, для формирования управляющего сигнала ФКУ необходимо адаптивное устройство, характеристики которого изменяются при изменении спектрального состава несинусоидальных токов или напряжений.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) идеального режекторного фильтра отвечает условиям:

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1 & \omega \neq \omega_0; \\ 0 & \omega = \omega_0. \end{cases}$$

Здесь  $\omega_0$  – частота подавления режекторного фильтра. Ширина полосы подавления идеального

фильтра  $B=0$ . У реальных режекторных фильтров ширина полосы подавления отлична от нуля.

В простейшем случае в качестве адаптивного режекторного фильтра используют цифровой фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр). Основное достоинство такого фильтра – простота структуры и алгоритма адаптации. Однако для получения приемлемых характеристик приходится увеличивать порядок фильтра. Применение более эффективных алгоритмов и более сложных структур позволяет снизить порядок фильтра.

Для обеспечения высокой избирательности целесообразно использовать цифровые фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтры). Преимущество БИХ-фильтров заключается в том, что они обеспечивают лучшую избирательность по сравнению с КИХ-фильтрами одинакового порядка. Недостатком адаптивных БИХ-фильтров является их потенциальная неустойчивость, так как в процессе настройки полюса передаточной функции могут оказаться вне единичной окружности. Кроме того, алгоритмы обновления коэффициентов БИХ-фильтров характеризуются большей вычислительной сложностью. Поэтому часто на практике для настройки БИХ-фильтров используют упрощенные алгоритмы адаптации.

В статье рассмотрены режекторные фильтры, для настройки которых используются методы адаптации КИХ-фильтров.

**Адаптивный режекторный фильтр на основе КИХ-фильтра в форме цифровой линии задержки.** Структурная схема адаптивного режекторного фильтра, компенсирующего гармонику основной частоты, показана на рис. 2. Такой фильтр рассмотрен в [5] в качестве устройства подавления помех, имеющих сосредоточенный спектр. На основной вход подается сигнал  $x(n)$ , пропорциональный несинусоидальному току или напряжению сети. На опорный вход поступает эталонный синусоидальный сигнал  $d(n)$ , частота которого равна частоте подавления. На выходе фильтра формируются отсчеты компенсирующего сигнала  $e(n)$ . На рис. 2  $W(z)$  – передаточная функция адаптивного КИХ-фильтра. Алгоритм адаптации используется для обновления коэффициентов фильтра. Фильтр нижних частот на опорном входе необходим в тех случаях, когда форма эталонного сигнала  $d(n)$  отличается от синусоидальной.

Передаточная функция  $W(z)$  может быть реализована КИХ-фильтром в виде цифровой линии задержки (рис. 3). Функциональными узлами цифрового фильтра являются умножители, сумматоры и элементы задержки. На рис. 3  $a_k$  – весовые коэффициенты фильтра.

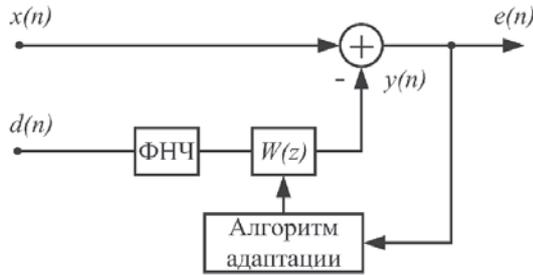


Рис. 2. Структурная схема адаптивного режекторного фильтра

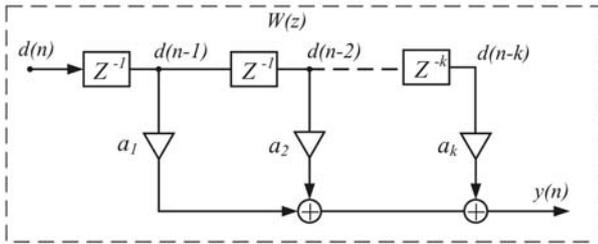


Рис. 3. Структура цифрового КИХ-фильтра в виде линии задержки с отводами

Каждая выборка выходного сигнала является линейной комбинацией конечного числа выборок входного сигнала:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k d(n-k)$$

Выходным сигналом режекторного фильтра на рис. 2 является сигнал ошибки  $e(n)$ , равный разности между основным сигналом  $x(n)$  и откликом КИХ-фильтра  $y(n)$ :

$$e(n) = - \sum_{k=0}^{N-1} a_k d(n-k) + x(n)$$

Весовые коэффициенты фильтра необходимо подстроить таким образом, чтобы минимизировать сумму квадратов ошибки предсказания (СКО) на выходе фильтра. Для этой цели используется метод наименьших квадратов (МНК) Уидроу–Хоффа [5, 6]. В соответствии с алгоритмом МНК коррекция весовых коэффициентов адаптивного фильтра проводится по формуле:

$$a_k(n+k) = a_k(n) - 2\mu e(n) d(n-k) \tag{1}$$

Из (1) следует, что для определения уточненного значения весового коэффициента  $a_k$  необходимы отсчет сигнала ошибки  $e(n)$  и отсчет входного сигнала  $d(n-k)$ .

В [7, 8] показано, что при синусоидальном опорном сигнале структура на рис. 2 эквивалентна режекторному БИХ-фильтру второго порядка, передаточная функция которого

$$H(z) = \frac{z^2 - 2z\cos\omega_1 + 1}{z^2 - 2(1 - mNC^2/2)z\cos\omega_1 + (1 - mNC^2/2)} \tag{2}$$

Здесь  $N$  – порядок адаптивного КИХ-фильтра;  $C$  – амплитуда сигнала на его входе. Нули  $H(z)$  расположены на единичной окружности в точках с координатами  $z = e^{\pm j\omega_1}$ . При малых значениях параметра  $m$  слагаемое

$$\frac{mNC^2}{2} < 1.$$

Из формулы (2) следует, что координаты полюсов определяются приближенным выражением

$$z \approx (1 - mNC^2/2)e^{\pm j\omega_1}$$

Частота подавления фильтра совпадает с частотой опорного сигнала  $\omega_1$ , а ширина полосы задерживания зависит от коэффициента адаптации  $m$

На рис. 4 представлены амплитудно-частотные характеристики режекторных КИХ-фильтров в форме линии задержки 8-, 12- и 18-го порядков.

Таким образом, устройство подавления помех на рис. 2 можно использовать в качестве режекторного фильтра. Частоту подавления можно варьировать, изменяя частоту опорного сигнала. Достоинства фильтра – простые структура и алгоритм настройки. Недосток режекторного КИХ-фильтра заключается в том, что для обеспечения требуемой селективности необходим фильтр высокого порядка.

**Адаптивный режекторный БИХ-фильтр решетчатой структуры.** Для обеспечения высокой избирательности целесообразно использовать цифровые фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтры). Передаточная функция режекторного БИХ-фильтра второго порядка имеет вид:

$$H(z) = \frac{z^2 + a_1 z + 1}{z^2 + a a_1 z + a^2}$$

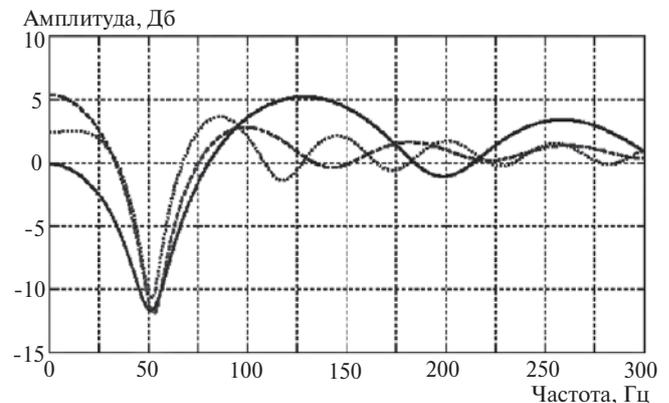


Рис. 4. АЧХ режекторных КИХ-фильтров: — — 8-й порядок; --- — 12-й порядок; ..... 18-й порядок

При множителе  $a < 0$  обеспечивается устойчивость фильтра.

В [9, 10] показано, что передаточная функция режекторного БИХ-фильтра второго порядка может быть представлена равенством

$$H(z) = \frac{1}{2}[1 + A(z)]. \tag{3}$$

Здесь  $A(z)$  – передаточная функция фазового фильтра второго порядка. Формуле (3) соответствует структура на рис. 5.

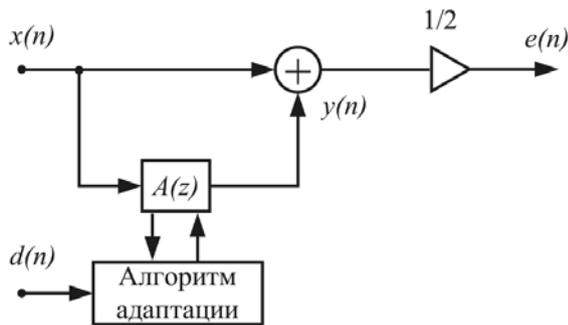


Рис. 5. Структурная схема режекторного БИХ-фильтра

Для реализации передаточной функции  $A(z)$  удобно использовать фазовый фильтр решетчатой структуры (рис. 6).

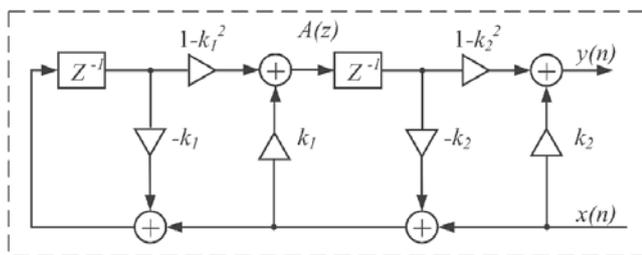


Рис. 6. Фазовый БИХ-фильтр решетчатой структуры

В схеме на рис. 6  $x(n)$  и  $y(n)$  – отсчеты входного и выходного сигналов соответственно. Передаточная функция решетчатого фазового фильтра

$$A(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{z^{-2} + k_1(1 + k_2)z^{-1} + k_2}{k_2 z^{-2} + k_1(1 + k_2)z^{-1} + 1}. \tag{4}$$

Как следует из формулы (4), полиномы числителя и знаменателя передаточной функции  $A(z)$  зеркально симметричны. Таким образом, решетчатый БИХ-фильтр реализует фазовую передаточную функцию, модуль которой равен единице во всем диапазоне частот. Значение фазочастотной характеристики на частоте  $\omega_0 = \arccos(k_1)$  равно  $-\pi$ .

Из (3) и (4) следует, что передаточная функция режекторного фильтра на рис. 5

$$H(z) = \frac{1}{2} \frac{(z^{-2} + 2k_1 z^{-1} + 1)(1 + k_2)}{k_2 z^{-2} + k_1(1 + k_2)z^{-1} + 1}. \tag{5}$$

Поскольку коэффициенты полинома числителя симметричны, нули функции  $H(z)$  лежат на единичной окружности. Частоту подавления можно регулировать коэффициентом  $k_1$ , а ширину полосы подавления – коэффициентом  $k_2$ .

На рис. 7 показан КИХ-фильтр решетчатой структуры.

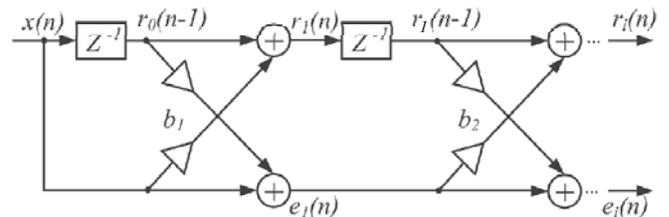


Рис. 7. Фильтр с конечной импульсной характеристикой решетчатой структуры

На рис. 7  $e_i(n)$  и  $r_i(n)$  – соответственно ошибки прямого и обратного предсказания на выходе секций фильтра. Коэффициенты  $b_i$  называют коэффициентами отражения или коэффициентами частичной корреляции [5]. Фильтр на рис. 7 реализует одновременно две передаточные функции:

$$B_1(z) = z^{-2} + b_1(1 + b_2)z^{-1} + b_2; \tag{6a}$$

$$B_2(z) = b_2 z^{-2} + b_1(1 + b_2)z^{-1} + 1. \tag{6b}$$

Передаточные функции  $B_1(z)$  и  $B_2(z)$  имеют минимум на частоте  $\omega_0 = \arccos(k_1)$ .

Из (5) и (6б) следует, что частоты подавления фильтров на рис. 5 и 7 совпадают, если выполняется условие

$$k_1 = \frac{(1 + b_2)}{2\sqrt{b_2}} b_1 = b b b_1; \quad k_2 = b_2.$$

На практике значение коэффициента  $b_2$  близко к единице, поэтому множитель  $b = b_1(1 + b_2) / 2\sqrt{b_2} \gg 1$ . Например, при  $b_2 = 0,95$  значение  $b \gg 1,003$ . Поэтому можно использовать приближенные равенства:

$$k_2 = b_2; \quad k_1 = b_1.$$

Таким образом, настройка передаточной функции режекторного БИХ-фильтра эквивалентна адаптации решетчатого КИХ-фильтра. Это позволяет упростить процедуру настройки режекторного БИХ-фильтра за счет использования адаптивных алгоритмов нерекурсивной решетчатой структуры.

Для оценки коэффициентов решетчатого КИХ-фильтра используем градиентный алгоритм, определяемый формулой [5]:

$$b_1(n+1) = b_1(n) - \frac{2a}{D_i(n)}(e_i(n)r_{i-1}(n-1) + e_{i-1}r_i(n)), \quad (6)$$

где  $a$  – начальный шаг адаптации; параметр  $D_i(n)$  определяется по формуле

$$D_i(n) = bD_i(n) + e_{i-1}^2(n) + r_{i-1}^2(n-1).$$

В последнем выражении  $b$  – коэффициент «забывания»:  $0 < b < 1$ . Введение параметра  $D_i(n)$  дает возможность выбирать шаг адаптации отдельно для каждой секции.

Амплитудно-частотные характеристики режекторных фильтров решетчатой структуры, настроенных на частоту подавления 50 Гц, показаны на рис. 8.

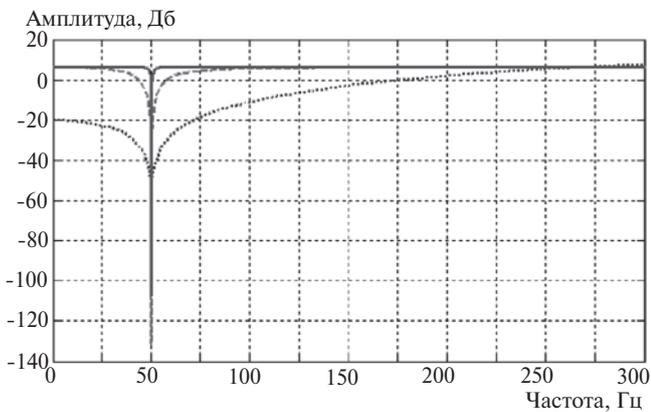


Рис. 8. Амплитудно-частотные характеристики режекторных фильтров: ..... – КИХ-фильтр,  $b_2 = 0,99$ ; - - - - - БИХ-фильтр,  $k_2 = 0,85$ ; — — — БИХ-фильтр,  $k_2 = 0,99$

Приведем результаты экспериментальной проверки рассмотренных алгоритмов формирования управляющих сигналов. Несинусоидальный сигнал имеет форму прямоугольных импульсов. Коэффициент гармоник равен 47,3%.

Режекторный фильтр на основе КИХ-фильтра в форме цифровой линии задержки. Порядок фильтра был выбран равным 18, коэффициент оптимизации  $\mu = 0,001$ . На рис. 9 показаны графики входного сигнала, пропорционального току нагрузки, и восстановленного сигнала. Компенсирующий сигнал, формируемый на выходе режекторного фильтра, показан на рис. 10. В момент времени  $t$  происходит скачкообразное изменение входного сигнала. Процесс настройки фильтра занимает несколько периодов. Восстановленный сигнал имеет почти синусоидальную форму. Коэффициент искажения синусоидальной формы кривой восстановленного сигнала не превышает одного процента. Следует отметить, что для этого потребовался КИХ-фильтр восемнадцатого порядка.

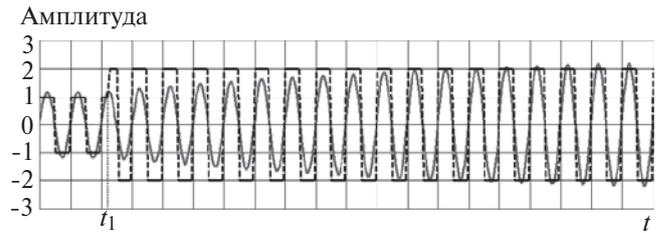


Рис. 9. Компенсация высших гармоник тока на основе КИХ-фильтра: - - - - - входной сигнал; — — — скомпенсированный сигнал

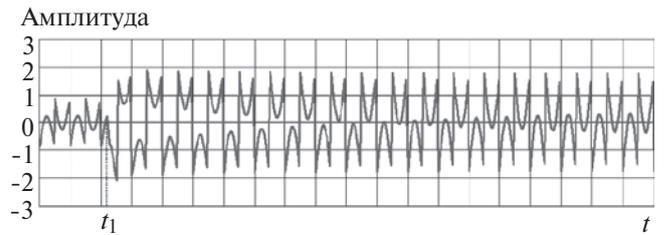


Рис. 10. Компенсирующий сигнал

**Адаптивный режекторный БИХ-фильтр решетчатой структуры.** На рис. 11 показаны графики входного и восстановленного сигналов. Коэффициент искажения синусоидальной формы кривой восстановленного сигнала составляет менее одного процента. В отличие от предыдущего случая такой результат получен с помощью фильтра второго порядка.

При градиентном алгоритме адаптации решетчатой структуры, определяемом формулой (6), требуются от  $6N$  операций умножения на каждой итерации ( $N$  – порядок фильтра). Для сравнения отметим, что при адаптивном КИХ-фильтре на рис. 3, настраиваемом в соответствии с алгоритмом МНК, требуются  $2N$  операций умножения на каждую итерацию. Преимуществом режекторного БИХ-фильтра является значительно меньший порядок и меньшее число вычислительных операций на каждом шаге.

Результаты экспериментов показывают, что рассмотренные алгоритмы формирования управляющих сигналов позволяют эффективно подавлять искажения, вносимые нелинейной нагрузкой. При этом предварительная настройка адаптивного фильтра не требуется. Характеристики активных ФКУ могут изменяться в режиме реального времени.

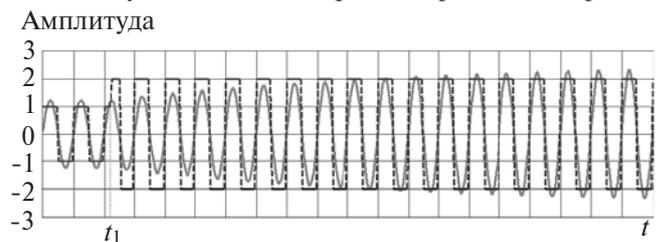


Рис. 11. Компенсация высших гармоник тока на основе БИХ-фильтра: - - - - - входной сигнал; — — — скомпенсированный сигнал

ни при изменении спектров несинусоидальных напряжений и токов.

**Выводы.** 1. Рассмотрены адаптивные алгоритмы формирования управляющих сигналов для активных фильтрокомпенсирующих устройств, основанные на использовании методов цифровой обработки сигналов.

2. Основой системы формирования управляющих сигналов является адаптивный режекторный цифровой фильтр, настраиваемый на частоту первой гармоники.

3. Результаты экспериментальной проверки рассмотренных методов показали, что с их помощью можно эффективно подавлять высшие гармоники несинусоидальных напряжений и токов в сети.

4. Предлагаемый метод формирования управляющих сигналов не требует предварительной настройки ФКУ. Его характеристики могут изменяться в режиме реального времени при изменении спектрального состава несинусоидальных токов и напряжений.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аррлага Дж., Брэдли Д., Болджер П. Гармоники в электрических системах/Пер.с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1990.
2. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А. Силовая электроника: учебник для вузов. Изд. 2-е. — М.: Издательский дом МЭИ, 2009.
3. Akagi H. Active harmonic filters. — Proc. of the IEEE, 2005, vol. 93, № 12.

4. Singh B., Al-Haddad K., Chandra A. A review of active filters for power quality improvement. — IEEE trans. on industrial electronics, 1999, vol. 46, № 5.

5. Адаптивные фильтры/Под ред. К.Ф.Н. Коуэна, П.М. Гранта. Пер. с англ. — М.: Мир, 1988.

6. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов/Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 2006.

7. Glover J. Adaptive noise cancelling applied to sinusoidal interferences. — IEEE trans. on acoustics, speech and signal processing, 1977, vol. ASSP-25, № 6.

8. Haykin S. Adaptive filter theory. — New Jersey: Prentice-Hall, 1996.

9. Реджалия Ф.Э., Митра С.К., Вайдьянатхан П.П. Цифровые фазовые фильтры как универсальные элементы систем обработки сигналов. — ТИИЭР, 1988, т. 76, № 1.

10. Regalia P. An improved lattice-based adaptive IIR notch filter. — IEEE transactions on signal processing, 1991, vol. 9, № 9.

[28.03.12]

*Авторы: Довгун Валерий Петрович окончил Красноярский политехнический институт в 1977 г. по специальности «Электрические станции». Докторскую диссертацию «Синтез цифровых и аналоговых фильтров на основе каскадных многополюсных структур» защитил в 1999 г. в Красноярском государственном техническом университете. Профессор Института космических и информационных технологий Сибирского федерального университета.*

*Темербаев Сергей Андреевич окончил Сибирский федеральный университет в 2011 г. по специальности «Информационные системы и технологии (в энергетике)». Аспирант Сибирского федерального университета.*

\* \* \*

### Вниманию предприятий, организаций, НИИ, вузов России и зарубежных фирм!

Журнал «Электричество» предоставляет свои страницы для

- РЕКЛАМЫ ИЗДЕЛИЙ отечественных предприятий и зарубежных фирм в области энергетики, электротехники, электроники, автоматики
- ПУБЛИКАЦИИ ОБЪЯВЛЕНИЙ о научных симпозиумах, конференциях, совещаниях, семинарах
- ДРУГОЙ ИНФОРМАЦИИ, соответствующей тематике журнала

Сообщаем, что журнал поступает к зарубежным подписчикам во многих странах мира.

Напоминаем наш адрес: 101000 Москва, Главпочтамт, а/я 648.

Тел./факс (7-495)362-7485