

Ю.П. Гончаров, В.В. Замураев, А.Е. Иванов, Ю.В. Чурсина

(Украина, Харьков, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»),

Н.В. Панасенко

(Украина, Харьков, Харьковский филиал Государственного научно-исследовательского центра железнодорожного транспорта Украины),

В.Г. Сыченко

(Украина, Днепропетровск, Днепропетровский национальный университет железнодорожного транспорта имени акад. В.А. Лазаряна)

ОГРАНИЧЕНИЕ СПЕКТРА ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ В СИЛОВЫХ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРАХ ДЛЯ СИ- СТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ КОНТАКТНЫХ СЕТЕЙ

Анализ состояния проблемы и постановка задачи. Силовые активные фильтры (АФ) применяются в системах электроснабжения контактных сетей (КС) для подавления нежелательных гармонических составляющих напряжений и токов, которые создают помехи устройствам дорожной автоматике и связи, а также дополнительные потери энергии и нагрев силового электрооборудования. Для этого АФ с помощью метода широтно-импульсной модуляции (ШИМ) формируют гармонические составляющие встречного знака (компенсирующие) по сигналам обратных связей, поступающих на управляющие электроды силовых полупроводниковых ключей. Однако вследствие импульсного характера компенсирующих сигналов с их помощью можно воспроизвести лишь гармонические составляющие, которые лежат в полосе воспроизводимости [1]

$$w_n \leq \frac{1}{2} w_{Ш}, \quad (1)$$

где $w_{Ш}$ – частота ШИМ. Более высокие частоты не воспроизводятся сколько – ни будь точно и, мало того, создают помеху внутри полосы воспроизводимости. Этот факт иллюстрирует наглядно рис. 1, из которого видно, что с помощью 10 коротких импульсов на периоде можно воспроизвести достаточно точно низкочастотную синусоиду, а затем выделить ее с помощью фильтра низких частот (ФНЧ). Однако тот же самый результат получаем при воспроизведении девятой гармоники, поскольку в точках выборки, помеченных вертикальными линиями, она принимает те же значения, что и первые. Поэтому при ее наличии первая гармоника будет воспроизводиться с ошибкой. Аналогичный негативный эффект в данном примере производят все гармоники с номерами $10K \pm 1$, где $K > 0$ – целое число.

Для предотвращения этой аномалии необходимо ограничение спектра сигналов обратных связей по верхнему пределу частоты.

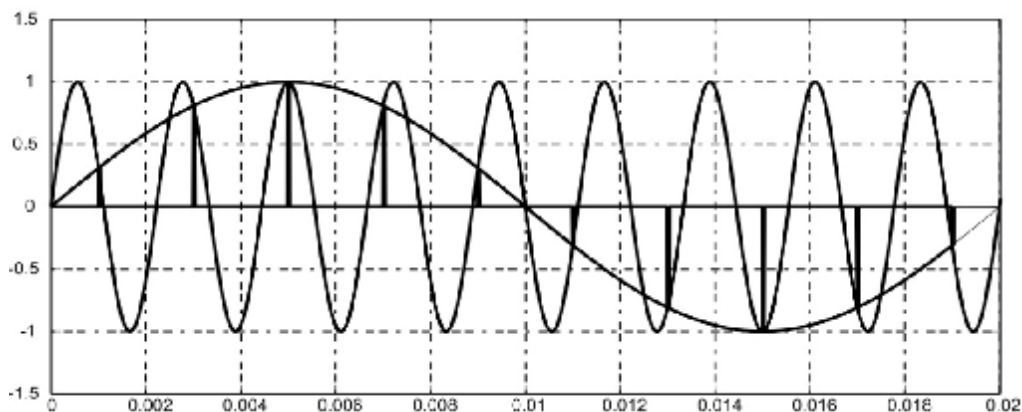


Рис. 1. Иллюстрация причин помехи, создаваемой высокочастотной синусоидой при импульсном воспроизведении низкочастотной

Однако известно, что фильтр, обладающий ограниченной частотной характеристикой как на рис. 2, в общем случае не может быть реализован [2].

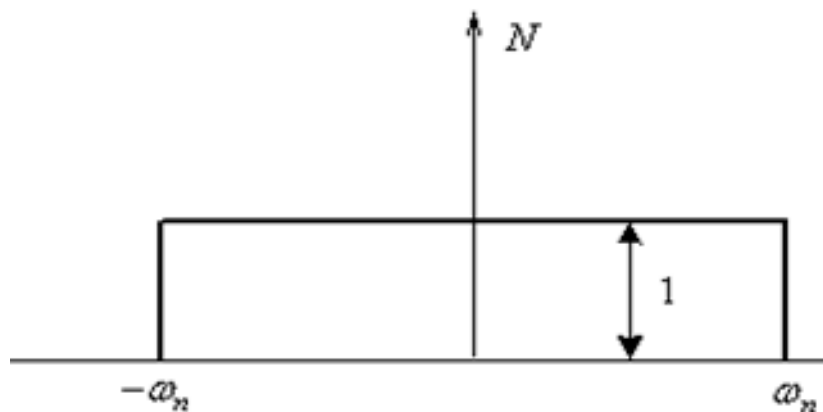


Рис. 2. Идеальный фильтр, пропускающий без амплитудных и фазных искажений гармоники с частотами $|w| < \omega_n$ и вовсе не пропускающий гармоники с частотами $|w| > \omega_n$

Действительно, для его импульсной характеристики, которая является преобразованием Фурье от частотной характеристики, имеем

$$N(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_A}^{\omega_A} e^{j\omega t} d\omega = \frac{e^{j\omega_A t} - e^{-j\omega_A t}}{2\pi j t} = \frac{\sin \omega_A t}{\pi t}. \quad (2)$$

Известно, что импульсная характеристика $N(t)$ некоторого линейного звена является его реакцией на мгновенный импульс (толчок) с единичной площадью (интенсивностью), располагающийся в точке $t = 0$. Воспользовавшись принципом наложения, справедливым для линейных звеньев, входной сигнал разлагают на совокупность элементарных толчков с интенсивностью $x(\tau - t)dt$ и реакцию в текущей точке суммируют, т.е.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-t)N(t)dt. \quad (3)$$

Выражение (3) позволяет трактовать невозможность реализации идеального фильтра (рис. 3) следующим образом.

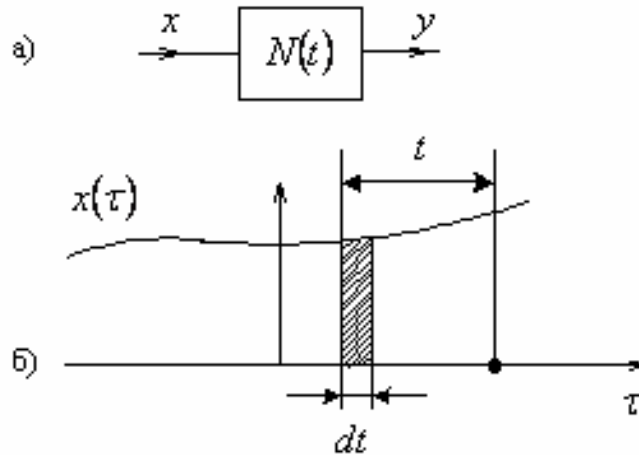


Рис. 3. К определению реакции линейного звена в момент времени τ на входной сигнал $x(\tau)$: а – структурное звено; б – погрешность измерения

Согласно условию (1) импульсная характеристика $N(t)$ такого фильтра отлична от нуля и при $t < 0$. Поэтому для получения текущего значения $y(t)$ необходимо знать будущие значения входного сигнала $x(t-t)$ (значения при $\tau - t > \tau$), что в общем случае невозможно.

Однако для частного случая периодического входного сигнала $x(\tau)$ будущее значение можно связать с прошлыми значениями. Для этого выделим совокупность выборок (дискрет) входного сигнала, отстоящих на период T и поэтому одинаковых по величине (рис. 4).

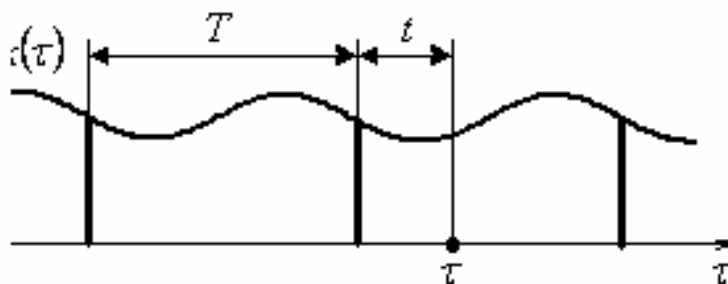


Рис. 4. К получению уравнения сверки (4) для периодических сигналов

Вызываемый ими элементарный сигнал на выходе в точке t

$$dy = x(\tau-t)s(t)dt; \quad s(t) = \sum_{\kappa=-\infty}^{\infty} N(t+\kappa T), \quad (4)$$

где $s(t)$ – импульсная характеристика идеального фильтра с прямоугольной частотной характеристикой (рис. 2) при периодических сигналах.

Результирующий выходной сигнал определяем суммированием элементарных, т.е.

$$y(\tau) = \int_0^T x(\tau - t)s(t)dt. \quad (5)$$

На основе уравнения периодической свертки идеальный фильтр (рис. 2) может быть реализован по структуре как на рис. 5, а.

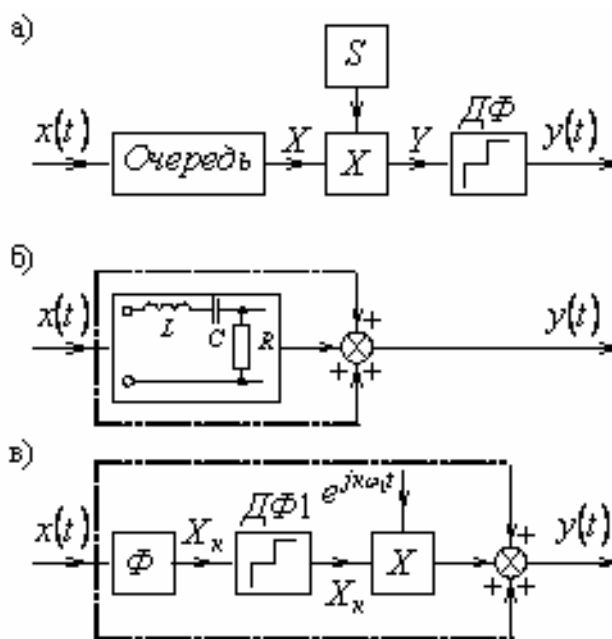


Рис. 5. Методы реализации идеального фильтра (рис. 2) при периодических сигналах:
а – метод свертки; б – резонансный метод; в – метод ряда Фурье

На входе структурной схемы имеется запоминающее устройство значений входного сигнала на периоде T с шагом Δt , действующее по принципу стека: очередное измеряемое значение «проталкивает» предыдущее на 1 шаг в ячейках памяти. Постоянное запоминающее устройство s при использовании метода Эйлера для численного интегрирования уравнения (4) состоит из элементов $s(t)\Delta t$. Множительное устройство умножает на каждом такте Δt матрицу-строку X на матрицу-столбец S согласно равенству

$$Y = XS. \quad (6)$$

Альтернативой методу свертки являются резонансный метод и метод ряда Фурье (рис. 5, б – в). Резонансное звено, электрический эквивалент которого показан внутри прямоугольника на рис. 5, б, выделяет k -ю гармонику сигнала X при выполнении равенств

$$\kappa w_1 L = \frac{1}{\kappa w_1 C}, \quad Q = \frac{\sqrt{L/C}}{R} \rightarrow \infty, \quad (7)$$

где $w_1 = 2p/T$ – частота первой гармоники; Q – добротность резонансного звена.

Метод ряда Фурье реализует уравнения

$$X_k = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) e^{-jk w_1 t} dt; \quad y(t) = \sum_{k=-q}^q X_k e^{jk w_1 t}, \quad (8)$$

где X_k – комплексная амплитуда k -й гармоники входного сигнала; q – наибольший номер гармоники, входящий в полосу пропускания идеального фильтра. Дискретный фиксатор ДФ действует с периодом T .

Задача данной работы состояла в анализе свойств фильтра с ограниченной частотной характеристикой, формирующейся по уравнению периодической свертки (4), и сопоставлении со свойствами традиционных фильтров, использующих разложение входного сигнала на отдельные гармоники.

Периодическая импульсная характеристика фильтра. В том, что импульсная характеристика $s(t)$ удовлетворяет условию периодичности

$$s(t+T) = s(t), \quad (9)$$

убеждаемся из ее связи (3) с непериодической импульсной характеристикой $N(t)$, подставляя $t+T$ вместо t и заменяя $k+1$ на k .

Для получения замкнутого выражения для $s(t)$ подставим X_k из первого уравнения (7) во второе и поменяем местами порядок суммирования и интегрирования, т.е.

$$y(t) = \int_0^T x(t) \left[\frac{1}{T} \sum_{k=-q}^q e^{jk w_1 (t-t)} \right] dt. \quad (10)$$

Заменяя $t-t$ на t , либо, что одно и то же, t на $t-t$, приходим к уравнению свертки вида (4), в котором

$$s(t) = \frac{1}{T} \sum_{k=-q}^q e^{jk\theta}, \quad (11)$$

где $q = w_1 t$ – электрический угол на основной частоте w_1 , и отличие есть лишь в пределах интегрирования. В связи с изменением знака dt после замены переменной интегрирования, поменяем в уравнении (9) местами пределы интегрирования, получая в качестве нижнего предела $t-T$, а в качестве верхнего

$(t - T) + T$. В связи с периодичностью интегральной функции добавление в сравнении с уравнением (4) к нижнему и верхнему пределам одной и той же величины $\tau - T$ (смещение интервала интегрирования на $t - T$) не изменит величину интеграла, поскольку изменится лишь порядок суммирования значений функции на периоде, а сами эти значения останутся теми же. Рассмотрим теперь равенство (10) для импульсной характеристики. Сумма в первой его части является геометрической прогрессией, у которой первый и последний члены, а также знаменатель соответственно равны $e^{-jq\theta}$, $e^{jq\theta}$, $e^{j\theta}$. Поэтому

$$s = \frac{e^{-jq\theta} - e^{j(q+1)\theta}}{T(1 - e^{j\theta})}. \quad (12)$$

Умножая числитель и знаменатель на $e^{-j0,5\theta}$, получим

$$s = \frac{e^{-j(q+0,5)\theta} - e^{j(q+0,5)\theta}}{T(e^{-j0,5\theta} - e^{j0,5\theta})} = \frac{\sin[(q + 0,5)\theta]}{T \sin(0,5\theta)}. \quad (13)$$

В двух точках на периоде знаменатель обращается в нуль, поэтому соответствующее значение импульсной характеристики получаем предельным переходом

$$s(0) = s(T) = \frac{2q + 1}{T}. \quad (14)$$

На рис. 6 изображены графики относительной импульсной характеристики $s/s(0)$ для значений $q = 1$ и $q = 6$.

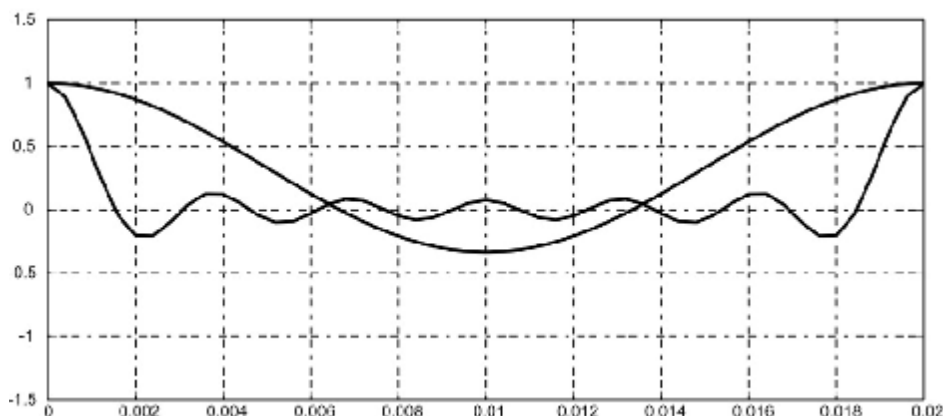


Рис. 6. Периодическая импульсная характеристика фильтра (рис. 2) при $T = 0,02$ с

Число точек дискретизации импульсной характеристики на периоде T , согласно теореме Котельникова, определяется неравенством

$$m \geq 2q . \quad (15)$$

Механизм действия фильтра поясняют машинограммы (рис. 7), полученные на Matlab-модели фильтра при $m = 96$ и выделении из идеального меандра (рис. 7, а), содержащего, как известно, все нечетные гармоники до 11-й включительно; для чего задавалось $q = 12$.

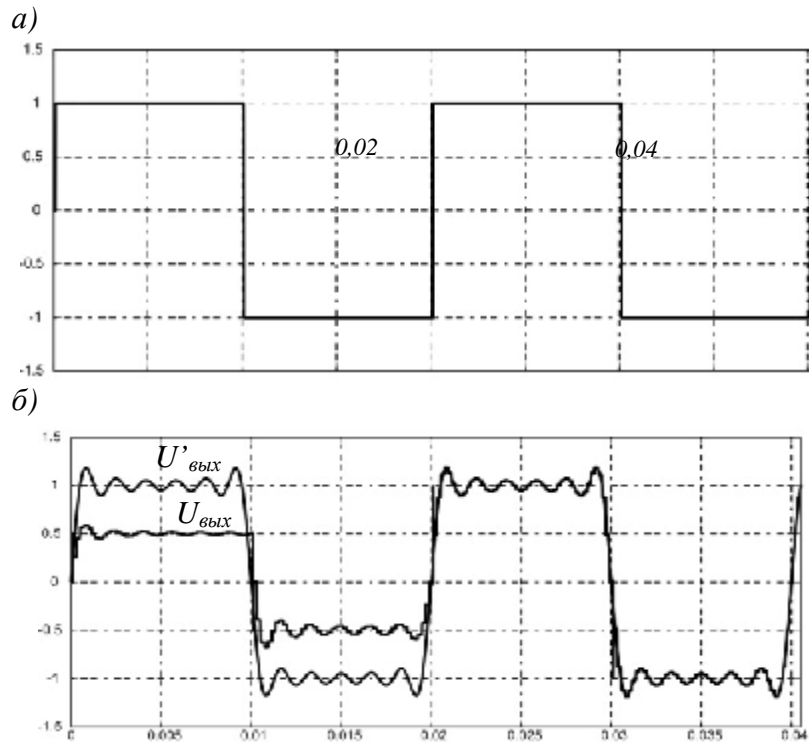


Рис. 7. Действие фильтра на идеальный меандр с периодом $T = 0,02$ с:
 а – входной сигнал; б – реальный выходной сигнал $U_{\text{вых}}$,
 и расчетный выходной сигнал $U'_{\text{вых}}$

Фильтр, как видно, действует с задержкой $t_z = T$, необходимой для первоначального создания массива значений входного сигнала на периоде.

Некоторые свойства фильтра. Из сказанного ясно, что рассматриваемый фильтр обладает прямоугольной частотной характеристикой (рис. 2) лишь на дискретной совокупности рабочих частот, соответствующих периодическому сигналу. Поэтому можно сказать, что он принадлежит к классу фильтров дискретных частот (ФДЧ). Значения этих частот

$$w_k = \kappa w_1 = 2\pi\kappa/T, \quad -\infty < \kappa < \infty \quad \text{при } m \rightarrow \infty, \quad (16)$$

где величина периода T является параметром импульсной характеристики $s(t)$ согласно выражению (12). При отклонении фактических частот внешнего возмущения от значений (14) частотная характеристика ФДЧ уже не соответствует рис. 2. В частности, она изменится и при отклонении периода внешнего возмущения от значения T , являющегося параметром импульсной характеристики. Если это отклонение существенно, то может быть целесообразна автоподстрой-

ка ФДЧ, согласно структурной схеме на рис. 8. Импульсная характеристика базового фильтра соответствует уравнению (12), а импульсная характеристика производного получается дифференцированием выражения (12) по параметру $w_1 = 2p/T$.

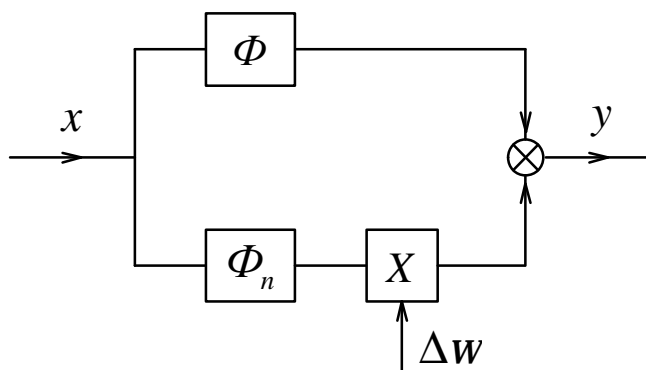


Рис. 8. Структурная схема ФДЧ с автоподстройкой рабочих частот: Φ и Φ_n – базовый и производный фильтры; X – сигнал, пропорциональный отклонению фактической частоты первой гармоники от расчетного значения

Пример возможного практического применения ФДЧ. В ряде опубликованных работ [2–4] авторами предложен преобразователь вольтодобавочного типа, который, наряду со стабилизацией напряжения в контактной сети и формированием близкого к единице коэффициента мощности питающей сети, обеспечивает активную фильтрацию выходных гармоник основного выпрямителя, что позволяет уменьшить размеры силового выходного фильтра и, в перспективе, исключить дроссель L_d (рис. 9).

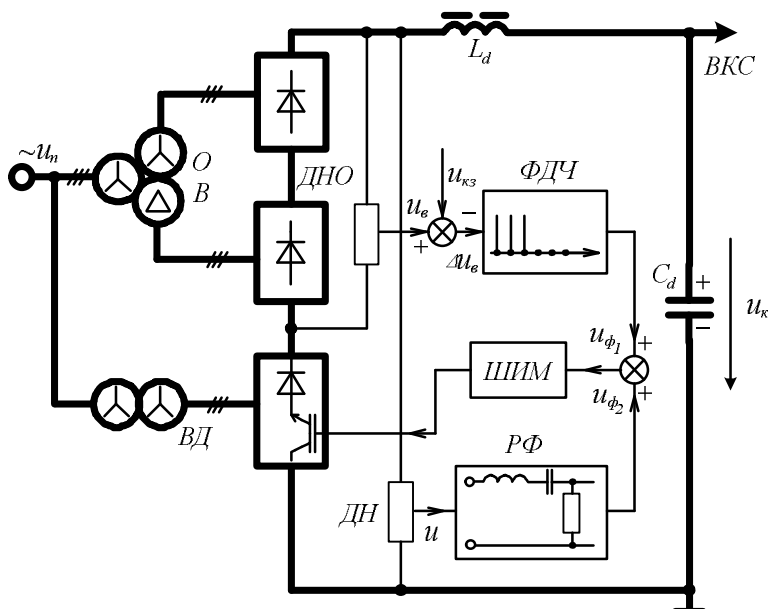


Рис. 9. Преобразователь вольтодобавочного типа для питания контактной сети постоянного тока: u_n – питающая трехфазная сеть; $ОВ$ – основной 12-пульсный выпрямитель; $ВД$ – вольтодобавочный преобразователь; $ДНО$ – датчик выпрямленного напряжения основного выпрямителя; $ДН$ – датчик суммарного выпрямленного напряжения; $ФДЧ$ – фильтр дискретных частот; $РФ$ – резонансный фильтр; $ШИМ$ – ШИМ-контроллер; $КС$ – контактная сеть

Для реализации последней функции имеется датчик ДН суммарного выпрямленного напряжения, который через систему параллельно включенных резонансных фильтров, настраиваемых на отдельные подавляемые гармоники, подключается ко входу ШИМ – контроллера вольтодобавочного преобразователя с целью создания им пульсаций напряжения встречного знака по отношению к основному выпрямителю. Создание дополнительного разомкнутого канала с ФД (канала по возмущению) позволяет упростить основную замкнутую структуру и повысить качество ее работы. Протекающий переходной процесс при пуске структурной схемы (рис. 9) изображен на рис. 10.

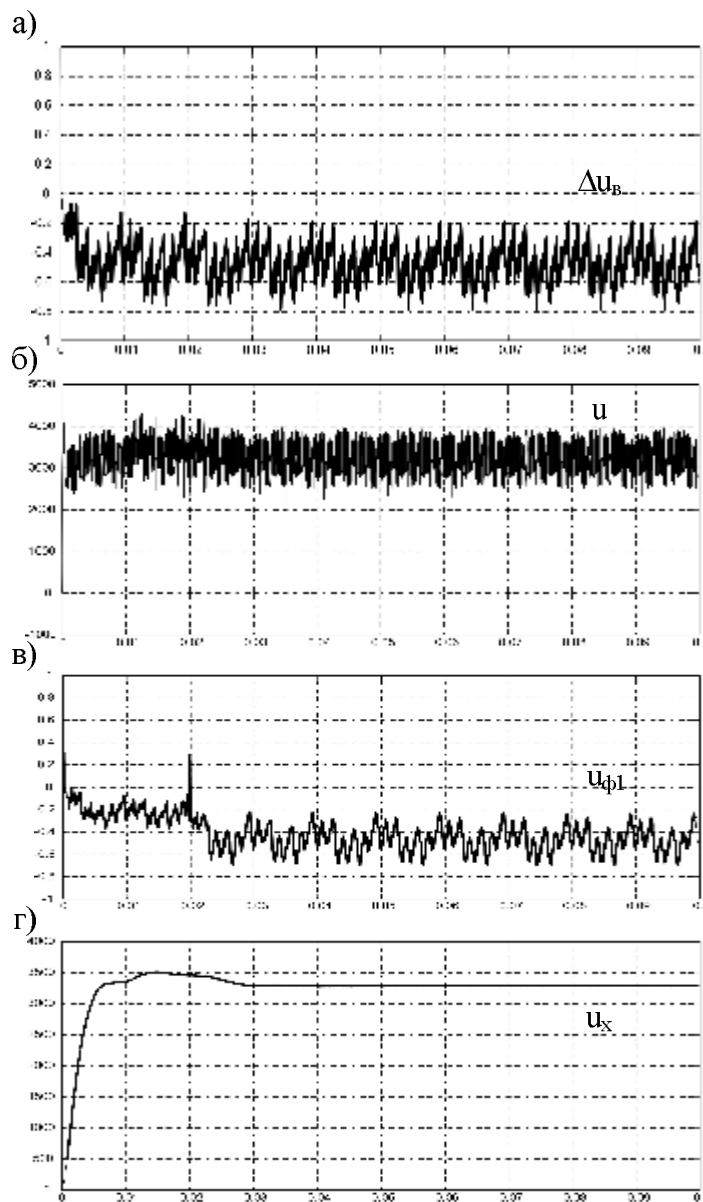


Рис. 10. Протекающий переходной процесс при пуске структурной схемы (рис. 9)

Выпрямленное напряжение основного выпрямителя (рис. 10, а), как и суммарное (рис. 10, б), мало пригодно для непосредственного воспроизведения ШИМ-контроллером, который в модели (рис. 9) работает при частоте ШИМ 1800 Гц, что соответствует приемлемой средней частоте переключения IGBT, равной 450 Гц. Поэтому ФДЧ, работавший как и на рис. 7 при $m = 96$, был на-

строен на пропуск гармоник до 18-й включительно, для чего задавалось $q = 18$ (рис. 10, в), что соответствует предъявляемым требованиям [5] и недостижимо без активной фильтрации. Канал по возмущению по ФДЧ выполняет при этом «черновую» фильтрацию гармоник в полосе воспроизводимости с их снижением, примерно, в 5 раз, что позволяет применять в замкнутом канале лишь 3-х резонансных ячеек, настроенных на 2-, 6- и 12-ю гармоники при сниженных вдвое коэффициентах усиления, а это облегчает обеспечение устойчивости замкнутого канала. В модели создавалась асимметрия питающих напряжений по фазам с коэффициентом несимметрии $\varepsilon = 0,02$ и 10%-ная несимметрия половин 12-пульсной схемы, что ведет к появлению широкого спектра неканонических гармоник в выпрямленном напряжении ОВ.

В результате их компенсации вольтодобавочным преобразователем результирующее выходное напряжение (рис. 10, г) содержит переменную составляющую напряжения с величиной около 2 В.

Для повышения точности канала по возмущению его коэффициент усиления должен быть обратно пропорционален напряжению питания. Поскольку нулевая гармоника (постоянная составляющая) входит в полосу, пропуская ФДЧ (рис. 2), то появляется возможность исключить традиционный ПИ-регулятор выходного напряжения или, по крайней мере, радикальным образом снизить требования к нему. Для замещения его функций на вход ФДЧ поступает, кроме сигнала обратной связи, также сигнал задания $u_{кз}$ по выходному напряжению. Из традиционных обратных связей можно оставить лишь сигнал косвенной дифференциальной коррекции по выходному напряжению, реализуемой с помощью датчика тока конденсатора C_d [6], что дает определенное улучшение динамических свойств

Выводы

1. В цепях обратных связей силовых активных фильтров целесообразно применять ФДЧ, который на дискретной совокупности частот периодического возмущения обладает прямоугольной частотной характеристикой (рис. 2), что позволяет отделять воспроизводимые составляющие сигналов обратных связей от невозпроизводимых.

2. Периодическая импульсная характеристика ФДЧ может быть представлена в замкнутой форме путем суммирования гармонических составляющих.

3. Использование ФДЧ для чернового подавления гармоник в разомкнутой управляющей структуре позволяет сократить число резонансных звеньев в основном замкнутом канале и снизить величины их коэффициентов усиления, что облегчает условия устойчивости замкнутого канала. Может быть также исключен традиционный ПИ-регулятор выходного напряжения с возложением его функций на ФДЧ.

Список литературы

1. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
2. Спеціалізовані мікроконтролерні системи. Теорія і практика: Підручник / За ред. Є.І. Сокола. – Х.: НТУ «ХП», 2007. – 252 с.

3. Панасенко Н.В. Обратимый преобразователь вольтодобавочного типа для тяговых подстанций электрифицированных железных дорог // Залізничний транспорт України. – 2007. – №4. – С. 76–80.
4. Гончаров Ю.П. Энергоэффективный преобразовательный агрегат с функциями фильтрации гармоник выходного напряжения тяговой подстанции системы электроснабжения постоянного тока // Вісн. Дніпропетр. нац. ун-ту залізн. транс. – 2008. – Вип. 20. – С. 66–72.
5. Бурков А.Т. Электронная техника и преобразователи. – М.: Транспорт, 2001. – 464 с.
6. Гончаров Ю.П. Малоемкостная концепция импульсных источников питания с полупроводниковыми преобразователями. // Техн. електродинаміка. Тем. вип.: Силова електроніка та енергоефективність. – 2007. – Ч. 3. – С. 29–34.