

УДК 621.314.58

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОГНОЗНЫХ МЕТОДОВ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ  
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ В СИСТЕМЕ  
ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Е.И.Сокол, член-корр. НАН Украины, Ю.П.Гончаров, докт.техн.наук, В.В.Замаруев, канд.техн. наук, В.В.Ивахно, канд.техн.наук, С.Ю.Кривошеев, канд.техн.наук, А.В.Лобко, А.В.Безъязычный, Ю.С.Войтович, Б.А.Стысло, И.В.Дзюндзя

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»,  
ул. Фрунзе, 21, Харьков, 61002, Украина.

E-mail: [serg@kpi.kharkov.ua](mailto:serg@kpi.kharkov.ua)

Для подавления резонансных явлений в системе электроснабжения предлагается применение активных фильтров или аналогичных преобразователей с функциями активной фильтрации при использовании прогнозных принципов управления во временной и частотных областях. Представлена разработанная методика синтеза соответствующих структур управления. Библи. 5, рис. 3.

**Ключевые слова:** высшие гармоники, прогнозное управление, активная фильтрация, фильтр дискретных частот.

**Анализ состояния проблемы и постановка задачи работы.** Современные системы электроснабжения (СЭС) практически всегда в своем составе содержат полупроводниковые преобразователи параметров электрической энергии. Значительная часть этих преобразователей использует различные виды импульсной модуляции напряжения, что без принятия предупредительных мер может привести к эмиссии в питающую сеть нежелательных, отличных от основной, гармонических составляющих тока.

Действенным решением проблемы фильтрации высших гармоник в СЭС является оптимизация управления полупроводниковыми преобразователями, в частности, использование вычислительного прогнозирования контролируемого параметра [1, 2]. Метод прогнозного управления малочувствителен к отклонению фактических параметров схемы от расчетных значений. Структурам прогнозного управления может быть придана повышенная помехозащищенность. Можно существенно повысить эффективность прогнозного управления, соединяя прогноз во временной области с прогнозом в частотной области.

На кафедре "Промышленной и биомедицинской электроники" НТУ "ХПИ" уже более 20 лет проводятся работы по прогнозному управлению преобразовательной системой, которое состоит в том, что с помощью вычислительного прогноза с некоторым тактом по времени определяется такой вектор управляющих воздействий, который к концу такта приводит вектор состояния системы к заданному значению. Далее работы были продолжены в НТУ "ХПИ", а также в ДНУЖТ имени акад. Лазаряна в направлении учета распределенных параметров системы передачи электрической энергии, а также в направлении присоединения к прогнозу во временной области прогноза в частотной области [3, 4] с целью расширения полосы пропускания преобразователя как управляемого объекта до половины частоты переключений согласно теореме Котельникова.

Задача данной работы состояла в рассмотрении результатов разработки такого метода управления с комбинированным прогнозом во временной и частотной областях.

**Управляющие фильтры с прогнозом в частотной области.** При управлении активными фильтрами либо другими преобразователями со свойствами активного фильтра с учётом их импульсного действия большую роль играет разделение спектра гармоник в цепях обратных связей на воспроизводимую и невоспроизводимую части согласно теореме дискретизации. На рис. 1 показано амплитудно-импульсное воспроизведение гармонического сигнала по его периодическим выборкам (период выборки  $T_e$ ), смещенным относительно начала коор-

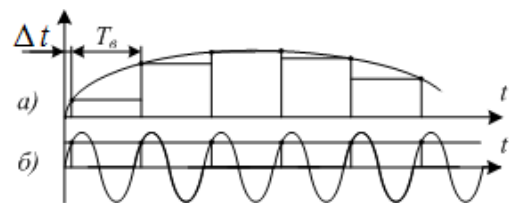


Рис. 1

динат на некоторое время  $\Delta t$ : низкочастотного сигнала (*a*); высокочастотного с периодом, равным периоду выборок (*b*). В то время как низкие частоты удовлетворительно воспроизводятся импульсами (рис. 1, *a*) и могут быть выделены силовыми фильтрами низкой частоты (ФНЧ), высокие, кроме зависимости результата от фазы выборок, создают еще и низкочастотную помеху с разностной частотой. В примере на рис. 1, *b*, когда частота воспроизводимой гармоники совпадает с частотой выборок, генерируется помеха на нулевой частоте (постоянной составляющей).

Поскольку низкочастотные помехи силовым ФНЧ не подавляются, то единственным способом борьбы с ними является подавление в цепи обратной связи тех высокочастотных гармоник, которые их могут создать. С этой точки зрения идеальным был бы управляющий фильтр с прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) и нулевой фазочастотной характеристикой (ФЧХ) в полосе пропускания (рис. 2, *a*).

Однако такой фильтр не может быть реализован. Определение его импульсной характеристики  $N(t)$  как реакции на мгновенный толчок показывает, что реакция должна начинаться раньше, чем этот толчок произойдет.

Следовательно, это устройство должно предвидеть будущее, что в общем случае невозможно. Физически реализуемые частотные фильтры, которые не требуют для своей работы знания будущих значений входного сигнала (у них  $N(t)=0$  при  $t<0$ ), составляют лишь узкий класс частотных фильтров.

В том, что фильтр на рис. 2, *a* ( $\omega_a$  – частота АИМ или ШИМ как частота дискретизации) к этому классу не принадлежит, нетрудно убедиться, если учесть, что его импульсная характеристика является преобразованием Фурье от частотной

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

График этой функции приведен на рис. 2, *b*. Как видно, она действительно отлична от нуля при  $t<0$ , что подтверждает сказанное выше.

Аналогичная задача фильтрации высокочастотных помех возникает в технике цифровой звукозаписи, где используется тот факт, что реакция идеального фильтра (рис. 2, *a*) мало зависит от удаленных значений входного сигнала как прошлых, так и будущих. Поэтому принимается  $N(t)=0$  при  $|t|>t_3$ , после чего характеристика сдвигается на время  $t_3$  в сторону запаздывания [5].

Последняя операция обеспечивает физическую реализуемость фильтра, но создает дополнительное запаздывание выходного сигнала на время  $t_3$ . При звуковоспроизведении это запаздывание, естественно, роли не играет. Однако в силовой электронике произвольный фазовый сдвиг неприемлем, поскольку силовой активный фильтр (САФ), по определению, должен создавать выходной сигнал, равный подавляемому по величине, но противоположного знака. Специально согласованное запаздывание, о котором будет идти речь далее, позволяет преодолеть эту трудность, но неприемлемо для реализации в замкнутых структурах по условиям устойчивости. Кроме того, усечение импульсной характеристики создает погрешность, в результате чего САФ начинает влиять на рабочие частоты, чего он, по определению, не должен делать.

Поэтому целесообразен иной подход, который основан на том, что после синхронизации частоты АИМ либо ШИМ с основной частотой все сигналы преобразователя в установившемся режиме становятся периодическими. Для периодического сигнала будущие значения можно связать с прошлыми. Перенесение этого прогноза в частотную область позволяет синтезировать управляющие фильтры, в том числе и с частотной характеристикой вида рис. 2, *a*, но только для дискретных значений частоты, соответствующих гармоникам периодического сигнала.

**Методика синтеза управляющего фильтра дискретных частот (ФДЧ).** Представим периодический входной сигнал фильтра  $x(t)$  в виде суммы гармонических составляющих, тогда комплексная амплитуда  $k$ -й гармоники

$$X_k = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) e^{-jk\omega_1 t} dt, \quad (2)$$

где  $\omega_1 = 2\pi/T$  – угловая частота первой гармоники.

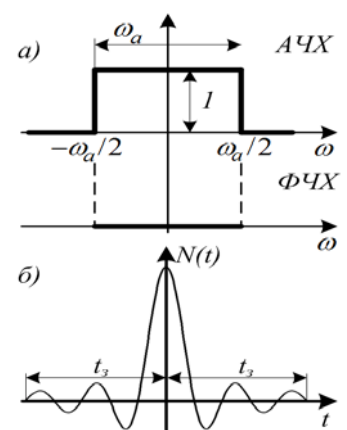


Рис. 2

Определим далее выходной сигнал фильтра с частотной характеристикой рис. 2, а, при этом  $q$  – наибольший номер гармоники, попадающей в полосу пропускания

$$y(\tau) = \sum_{k=-q}^q X_k e^{jk\omega_1\tau}. \quad (3)$$

Подставим  $X_k$  из (2) в (3) и поменяем местами порядок суммирования и интегрирования

$$y(\tau) = \int_0^T x(t) \left[ \frac{1}{T} \sum_{k=-q}^q e^{jk\omega_1(\tau-t)} \right] dt. \quad (4)$$

Сделаем замену переменной

$$\tau-t=z, \quad dt=-dz, \quad y(\tau) = - \int_{\tau}^{\tau-T} x(\tau-z) \left[ \frac{1}{T} \sum_{k=-q}^q e^{jk\omega_1 z} \right] dz. \quad (5,6)$$

Вернемся теперь к обозначению  $t$ , сделав еще одну замену переменной

$$z=t, \quad dz=dt, \quad y(\tau) = - \int_{\tau}^{\tau-T} x(\tau-t) \frac{dt}{T} \sum_{k=-q}^q e^{jk\omega_1 t}. \quad (7,8)$$

Вычтем из двух пределов интегрирования одну и ту же величину  $(\tau - T)$ , что равносильно смещению интервала интегрирования на эту величину. Для периодической подынтегральной функции смещение интервала интегрирования на любую величину не изменит величины интеграла, поскольку изменяется лишь порядок суммирования значений функции на периоде, а сами эти значения останутся теми же. Наконец, поменяем пределы интегрирования местами, что равносильно изменению знака интеграла. В результате приходим к уравнению периодической свёртки

$$y(\tau) = \int_0^T x(\tau-t) s(t) dt, \quad s(t) = \frac{1}{T} \sum_{k=-q}^q e^{jk\theta}, \quad (9)$$

где  $\theta = \omega t$  – электрический угол на основной частоте  $\omega$ .

Уравнения свёртки решаются, как известно, методами численного интегрирования с помощью цифрового фильтра, для чего в данном случае необходимо разделить интервал интегрирования  $T$  на  $m$  шагов  $\Delta t = T/m$ . При этом соответствующие значения  $s(t)$  находятся из выражения (9), которое является геометрической прогрессией

$$S = \frac{s_1 - s_n Q}{T(l - Q)} = \frac{e^{jq\theta} - \tau^{j(-q+1)\theta}}{T(l - e^{j\theta})} = \frac{\sin[(q+0.5)\theta]}{T \sin(0.5\theta)}, \quad (10)$$

где  $s_1$  и  $s_n$  – первый и последний члены прогрессии, получающиеся при подстановке, соответственно,  $k=q$  и  $k=-q$ ;  $Q=e^{j\theta}$  – знаменатель прогрессии.

При переходе к последнему равенству (10) в предпоследнем числителе и знаменателе умножены на  $e^{-j0.5\theta}$ , а затем учтено, что, согласно формуле Эйлера,  $(e^{j\alpha} - e^{-j\alpha})/(2j) = \sin \alpha$ .

В двух точках на периоде  $2\pi$  знаменатель равенства (10) обращается в нуль, поэтому соответствующее значение импульсной характеристики получаем предельным переходом с учётом того, что при  $x \rightarrow 0$  функция  $\sin x \approx x$

$$s(0) = s(T) = (2q+1)T^{-1}. \quad (11)$$

На рис. 3, а показан график периодической относительной импульсной характеристики  $s/s(0)$  ФДЧ для значений  $q=1$  и  $q=6$  при  $T=0,02$  сек. Механизм действия ФДЧ поясняют машинограммы рис. 3, б, в, полученные на Matlab-модели фильтра при выделении из идеального меандра (рис. 3, б), содержащего, как известно, все нечетные гармоники, гармоник до 11-й включительно, для чего задавалось  $q=12$  ( $u_{ВЫХ}$  – реальный выходной сигнал,  $u'_{ВЫХ}$  – расчетный выходной сигнал). Процессы в фильтре, как видно, устанавливаются за один период, необходимый для первоначального создания массива значений входного сигнала.

Некоторые математические аспекты рассматриваемой методики содержатся в работе [4], а

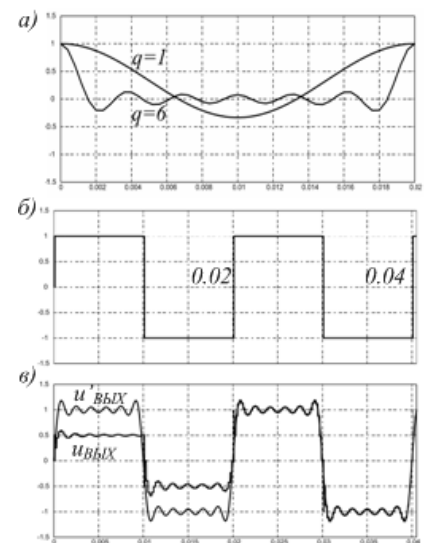


Рис. 3

примеры практического применения ФДЧ – в работах [3, 5].

**Выводы.** 1. Прогнозное однопозиционное слежение во временной области обеспечивает высокую точность обработки управляющих сигналов и конечную длительность переходного процесса, равную одному такту ШИМ.

2. Управляющие фильтры с частотным прогнозом обеспечивают отделение спектра подавляемых гармоник периодического сигнала от основных гармоник и гармоник ШИМ при длительности процесса измерения, равной одному периоду основной частоты.

3. Разработана методика синтеза управляющих структур на основе прогнозных принципов управления, которая позволяет повысить эффективность прогнозного слежения.

4. Перспективное применение прогнозного метода – управление силовыми активными фильтрами.

1. *Шипило В.П., Сокол Е.И.* Принципы интеллектуального микропроцессорного управления полупроводниковыми преобразователями // Межд. конф. «Силовая электроника в решении проблем ресурсо- и энергосбережения». – Харьков, 1993. – С. 276-278.

2. *Сокол Е.И.* Мікропроцесорне керування напівпровідниковими перетворювачами електричної енергії за обчислювальними прогнозами // Автореферат дисертації на здобуття наукового ступеня докт.техн.наук по спец. 05.09.12. – Харків, «Прінтал», 1994. – 40 с.

3. *Гончаров Ю.П., Замаруев В.В., Кривошеев С.Ю., Иванов А.Е., Чурсина Ю.И., Панасенко Н.В., Сыченко В.Г.* Ограничение спектра периодических сигналов обратных связей в силовых активных фильтрах для систем электроснабжения контактных сетей // Гірничя електромеханіка та автоматика. – 2010. – Вип. 84. – С. 28 - 37.

4. *Zamaruiev V.V.* The use of the Dirichlet Kernel in the Control Systems of Active Filters for Industrial Power Line // IEEE XXXIII International Scientific Conference «Electronics and Nanotechnology» (ELNANO). - Kyiv, Ukraine, 2013.

5. *Antoniu A.* Digital Filters: Analysis, Design, and Applications – McGraw-Hill Science Engineering, 2000.

УДК 621.314.58

#### **ЗАСТОСУВАННЯ ПРОГНОЗНИХ МЕТОДІВ ДЛЯ КЕРУВАННЯ НАПІВПРОВІДНИКОВИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ В СИСТЕМІ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ**

**Є.І.Сокол, Ю.П.Гончаров, В.В.Замаруєв, В.В.Івахно, С.Ю.Кривошеев, А.В.Лобко, А.В.Без'язичний, Ю.С.Войтович, Б.О.Стысло, І.В.Дзиундзя**

**Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», вул. Фрунзе, 21, Харків, 61002, Україна.**

**E-mail: [serg@kpi.kharkov.ua](mailto:serg@kpi.kharkov.ua)**

*Для подавлення резонансних явищ у системі електропостачання пропонується застосування активних фільтрів або аналогічних перетворювачів з функціями активної фільтрації при використанні прогнозних принципів управління. Представлено розроблену методику синтезу відповідних структур керування. Бібл. 5, рис. 3.*

**Ключові слова:** вищі гармоніки, прогнозне керування, активна фільтрація, фільтр дискретних частот.

#### **APPLICATION OF PREDICTIVE METHODS FOR THE MANAGEMENT OF SEMICONDUCTOR CONVERTERS IN POWER SUPPLY SYSTEM**

**Ye.I.Sokol, Yu.P.Goncharov, V.V.Zamaruev, V.V.Ivakhno, S.Yu.Kryvosheev, A.V.Lobko, A.V.Beziazychnyi, Yu.S.Voitovych, B.O.Styslo, I.V.Dziundzia**

**National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute",**

**str. Frunze, 21, Kharkiv, 61002, Ukraine.**

**E-mail: [serg@kpi.kharkov.ua](mailto:serg@kpi.kharkov.ua)**

*Offered to suppress resonance phenomena using active filters or other converters with active filtering functions using predictive management principles. Presents the developed procedure for the synthesis of discrete frequencies filter. References 5, figures 3.*

**Key words:** high order harmonics, predictive control, active filtration, discrete frequency filter.

1. *Shipilo V.P., Sokol E.I.* The principles of intellectual microprocessor-controlled semiconductor converters // Mezhd. konf. «Silovaya elektronika v reshenii problem resurso- i energosberezheniia». – Kharkov, 1993. – Pp. 276 -278. (Rus)

2. *Sokol Ye.I.* Microprocessor control of semiconductor converters of electric energy by prognoses calculations // Avtoreferat disertatsii na здобуття наукового ступеня докт.техн.наук по spets. 05.09.12. - Kharkiv "Printal", 1994. – 40 p. (Ukr)

3. *Goncharov Yu.P., Zamaruev V.V., Krivosheev S.Y., Ivanov A.E., Chursina Yu.I., Panasenko N.V., Sychenko V.G.* Limitation of the spectrum of periodic signals feedbacks in power active filters for power supply systems contact networks // Hirnycha elektromekhanika ta avtomatyka. – 2010. – Issue 84. – Pp. 28 – 37. (Rus)

4. *Zamaruiev V.V.* The use of the Dirichlet Kernel in the Control Systems of Active Filters for Industrial Power Line // IEEE XXXIII International Scientific Conference «Electronics and Nanotechnology» (ELNANO). - Kyiv, Ukraine, 2013.

5. *Antoniu A.* Digital Filters: Analysis, Design, and Applications – McGraw-Hill Science Engineering, 2000.

Надійшла 23.07.2013

Остаточний варіант 02.06.2014