

УДК 378.147:621.372.542/.544

**В. С. Ситников**, д-р техн. наук,  
**И. С. Петров, Т. В. Ситников**

### ЛИНЕАРИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА ПЕРВОГО ПОРЯДКА

*Аннотация.* Определены зависимости, которые можно использовать для получения линейной характеристики управления АЧХ. Показана возможность такого управления.

*Ключевые слова:* цифровой фильтр первого порядка, линеаризация, АЧХ, адаптивные цифровые фильтры.

**V. S. Sytnikov, ScD.,**  
**I. S. Petrov, T. V. Sytnikov**

### RECONFIGURABLE FILTER OF FIRST ORDER CONTROL CHARACTERISTIC LINEARIZATION

*Abstract.* Dependencies that could be used to obtain linear characteristic of frequency response control are defined. The possibility of such control is shown.

*Keywords:* first order digital filter, linearization, frequency response, adaptive digital filters.

**В. С. Ситников**, д-р техн. наук,  
**И. С. Петров, Т. В. Ситников**

### ЛІНЕАРИЗАЦІЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ УПРАВЛІННЯ ПЕРЕСТРАЙОМОГО ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРУ ПЕРШОГО ПОРЯДКУ

*Анотація.* Визначено залежності, які можна використовувати для одержання лінійної характеристики управління АЧХ. Показана можливість такого управління.

*Ключові слова:* цифровий фільтр першого порядку, линеаризация, АЧХ, адаптивні цифрові фільтри.

Широкое применение звукозаписывающей аппаратуры для записи на различные носители как речевых, так и звуковых сигналов окружающего мира позволяет хранить, а при необходимости и воспроизводить их с выделением наиболее характерных участков звучания.

Основной причиной плохого качества речевой информации состоит в том, что в ней содержатся посторонние составляющие, маскирующие полезный речевой сигнал. Сигнал замаскирован в те моменты и в тех спектральных областях, где мощность шума при слуховом восприятии превышает мощность полезного речевого сигнала. Если шум присутствует, но его мощность меньше мощности речевого сигнала, звук становится зашумленным – “грязным”.

Для извлечения полезного речевого сигнала из “грязного” используется метод шумоочистки. Его основная идея состоит в том, чтобы выделить составляющие зашумленного сигнала в тех частотных областях, где помеха велика, а полезный сигнал мал.

© Ситников В.С., Петров И.С.,  
Ситников Т.В., 2012

Следует отметить, что шумоочистка осуществляется с учетом психоакустических свойств речевого слуха человека.

Устройства адаптивной фильтрации речевых сигналов, например, “Золушка-микро 3”, предназначены для шумоочистки речевых сигналов в каналах связи и при воспроизведении фонограмм в различных режимах работы [1]. Эффект шумоочистки достигается за счет применения методов цифровой адаптивной фильтрации при использовании перестраиваемых цифровых фильтров [2].

Для этой цели чаще всего рекомендуется использовать полиномиальные цифровые фильтры, отличительной особенностью которых является плоская амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) в полосе пропускания. К их числу относятся известные фильтры Бесселя, Баттерворта и Чебышева второго рода [3].

За счет изменения коэффициентов числителя и знаменателя передаточной функции возможно как комплексное, так и раздельное управление характеристиками фильтра [4]. Однако в большинстве случаев для повыше-

ния их эффективности и плавного управления необходима линейная характеристика управления АЧХ устройства фильтрации. Обычно фильтры высокого порядка реализуются за счет соединения фильтров низкого (например, первого) порядка для обеспечения независимой перестройки характеристик.

Передаточная функция полиномиально-цифрового фильтра первого порядка в общем виде можно представить как

$$H(z) = \frac{a_0 \pm a_1 z^{-1}}{1 + b z^{-1}}, \quad (1)$$

где  $a_0, a_1, b$  – соответственно действительные коэффициенты числителя и знаменателя.

Для фильтров первого порядка коэффициенты числителя в общем случае равны ( $|a_0|=|a_1|$ ) и являются коэффициентом усиления  $k=|a_0|=|a_1|$ . Тогда передаточную функцию (1) для фильтра нижних частот (ФНЧ) можно записать в виде

$$H(z) = k \frac{1 \pm z^{-1}}{1 + b z^{-1}}. \quad (2)$$

Из (2) следует, что линейное управление АЧХ возможно коэффициентом усиления  $k$  за счет изменения коэффициентов числителя, что характерно для адаптивных фильтров. Однако для уменьшения влияния шума на полезную составляющую речевого сигнала при шумоочистке необходима перестройка частоты среза фильтра.

На основе передаточной функции (2) определим соотношение, описывающее АЧХ:

$$H(\bar{\omega}) = 2k \frac{\cos(\frac{\bar{\omega}}{2})}{\sqrt{(1+b)^2 - 4b \sin^2(\frac{\bar{\omega}}{2})}}, \quad (3)$$

где  $\bar{\omega} = 2\pi \frac{f}{f_d}$ ;  $\bar{\omega} \in [0; \pi]$  – нормированная частота,  $f, f_d$  – соответственно текущая частота и частота дискретизации.

При этом частоту среза  $\bar{\omega}_c$  на уровне  $c$  можно определить из (3):

$$\bar{\omega}_c = \arccos\left(-\frac{1-2c^2 \frac{1+b^2}{(1+b)^2}}{1-4c^2 \frac{b}{(1+b)^2}}\right), \quad (4)$$

где  $c = \frac{\varepsilon^2}{1+\varepsilon^2}$ ,  $\varepsilon$  – уровень пульсаций в полосе задержания.

Известно, что для фильтра Баттерворта полоса пропускания находится на уровне  $c = \frac{1}{\sqrt{2}}$ , тогда выражение для определения частоты среза упрощается  $\bar{\omega}_c = \arccos(-\frac{2b}{1+b^2})$ . Из полученных формул следует, что частота среза  $\bar{\omega}_c$  зависит от коэффициента знаменателя передаточной функции фильтра  $b$ , а для фильтра Чебышева второго рода еще и от уровня пульсаций в полосе задержания  $\varepsilon$  (рис. 1).

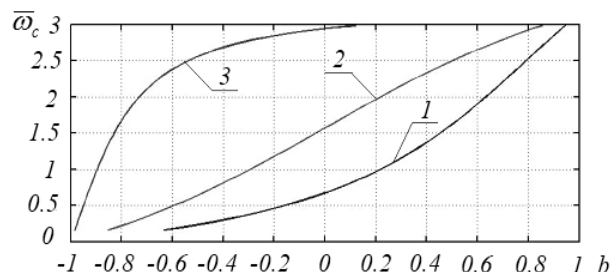


Рис.1. График зависимости частоты среза фильтра  $\bar{\omega}_c$  от коэффициента  $b$  знаменателя передаточной функции фильтра Чебышева второго рода при уровнях пульсаций в полосе задержания  $\varepsilon$  равной, соответственно, 0,05 dB (1); 3 dB (2) и 20 dB (3)

В работе [5] для аппроксимации приведенных зависимостей разработан алгоритм, который основан на аппроксимации Чебышева [6]. Однако этот алгоритм имеет ряд недостатков: сложность вычислений, большой объем занимаемой памяти, относительно большое время выполнения. Поэтому возникла необходимость разработать алгоритм, который бы позволил упростить алгоритм аппроксимации и уменьшить объем вычислений, чтобы сократить процесс получения линейных участков управления в зависимости от заданной погрешности аппроксимации.

В работе [7] для реализации поставленной цели разработано два алгоритма реализации метода аппроксимации Чебышева на основе подхода “труба” и “веер”. Авторами

показано, что оба подхода в основном дают одинаковые результаты, однако во втором алгоритме можно упростить вычисления и ускорить процесс получения системы линейных уравнений участков аппроксимации при заданной погрешности аппроксимации.

Из анализа полученных результатов можно отметить, что число участков аппроксимации резко возрастает при уменьшении погрешности аппроксимации. Это приводит к уменьшению этих участков и увеличению их количества, что затрудняет управление частотой среза в широких пределах, так как приходится переходить от одного участка аппроксимации к другому. Кроме того, при малой погрешности управления и аппроксимации необходимо хранить значения коэффициентов большого количества участков, а также задавать значения коэффициентов с высокой точностью.

В этом случае целесообразно ввести параметр управления, от которого частота среза фильтра изменялась линейно. Если частота среза  $\bar{\omega}_c$  описывается уравнением (4)

$$\bar{\omega}_c = \arccos(x), x = -\frac{1 - 2c^2 \frac{1+b^2}{(1+b)^2}}{1 - 4c^2 \frac{b}{(1+b)^2}}, \quad (5)$$

то введем параметр управления  $d$  и коэффициенты коррекции характеристики  $\alpha$  и  $\beta$  так, чтобы  $\bar{\omega}_c = \alpha d + \beta$ . В этом случае

$$x = \cos(\alpha d + \beta). \quad (6)$$

Из (5) для  $x$  определим коэффициент  $b$ , решая квадратное уравнение. Анализируя полученные решения и учитывая условие устойчивости  $|b| \leq 1$  найдем

$$b = \frac{-[(2c^2 - 1)x - 1] - \sqrt{4c^2(1 - c^2)(1 - x^2)}}{(2c^2 - 1) - x} \quad (7)$$

Тогда подставляя (6) в (7) и выполнив преобразования, получим:

$$b = \frac{A - B}{C}, \quad (8)$$

где  $A = -[(2c^2 - 1)\cos(\alpha d + \beta) - 1]$ ;

$$B = 2c\sqrt{1 - c^2} \sin(\alpha d + \beta);$$

$$C = (2c^2 - 1) - \cos(\alpha d + \beta).$$

Аналогичное выражение для фильтра Баттерворта имеет вид:

$$b = -\frac{\cos\left(\frac{\alpha d + \beta}{2}\right) - \sin\left(\frac{\alpha d + \beta}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\alpha d + \beta}{2}\right) + \sin\left(\frac{\alpha d + \beta}{2}\right)}. \quad (9)$$

На рис. 2 показаны графики зависимостей для цифрового фильтра первого порядка Чебышева второго рода.

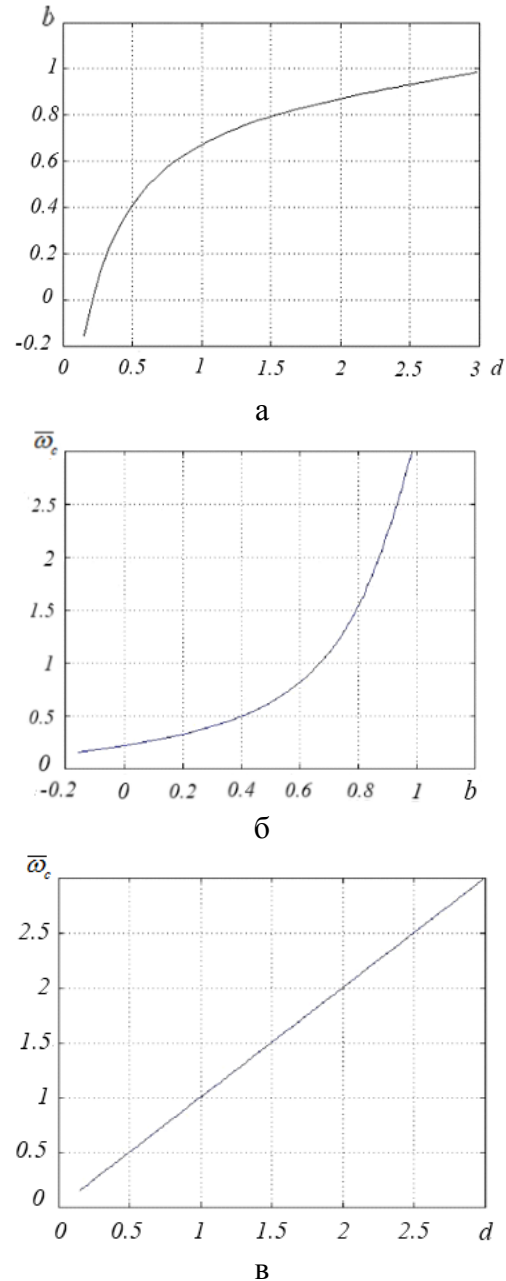


Рис. 2. График зависимостей коэффициента знаменателя  $b$  от параметра управления  $d$  (а), частоты среза  $\bar{\omega}_c$  от коэффициента знаменателя  $b$  (б), а также частоты среза  $\bar{\omega}_c$  от параметра управления  $d$  (в) для ФНЧ первого порядка Чебышева второго рода при  $\varepsilon = 0.05\text{dB}$

При реализации цифрового фильтра обычно его основные свойства не меняются, поэтому уровни пульсаций в полосе пропускания и задержания постоянны. Тогда в формулах (7) и (8)  $c = const$ , при этом  $0 < c < 1$ . Для упрощения выше приведенных формул введем такой фиктивный угол  $\xi$ , чтобы  $c = \cos(\frac{\xi}{2})$ .

В этом случае после преобразований формулу (8) можно представить в виде:

$$b = -\frac{\sin(\frac{\xi - \theta}{2})}{\sin(\frac{\xi + \theta}{2})}, \theta = \alpha d + \beta \quad (10)$$

Например, для случая показанного на рис 2:

$$R_s = 0,05dB; \varepsilon = 9,293; c = 0,9943; \xi = 0,2144rad$$

При этом график зависимости  $\xi = f(c)$  имеет вид приведенный на рис. 3.

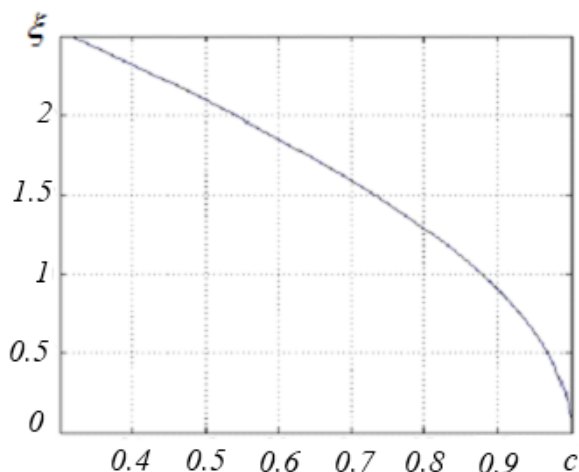


Рис. 3. График зависимости фиктивного угла  $\xi$  от уровня  $c$

Для реализации на микропроцессорной технике соотношение (10) более приемлемо, т.к. значения функции могут быть заранее записаны в память. В этом случае обычным считыванием по аргументу функции можно получить значение функции синус.

Таким образом, в результате введения параметра управления  $d$  и линеаризации зависимости получаем линейную характеристику управления  $\bar{\omega}_c = f(d)$ . При изменении параметра управления  $d$  осуществляется перестройка как коэффициента усиления (2), так и частоты среза (4). Однако для измене-

ния частоты среза при неизменной амплитуде необходима коррекция значения коэффициента усиления  $k$  при новом значении коэффициента знаменателя  $b$ .

В работе определены зависимости, которые можно использовать для получения линейной характеристики управления АЧХ, кроме того, показана возможность такого управления.

#### Список использованной литературы

1. Устройство адаптивной фильтрации речевых сигналов “Золушка-микро-3” [http://speetech.by/manuals/manual\\_zolushka\\_micro3.pdf](http://speetech.by/manuals/manual_zolushka_micro3.pdf)
2. Efficient design of adaptive complex narrowband IIR filters / G. Illiev, Z. Nikolova, G. Stoyanov, K. Egiazarian // XII European Signal Processing Conference “EUSIPCO-2004” 6-10 Sept., 2004. – Vienna, Austria – P. 1597–1600.
3. Сергиенко, А. Б., Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко –СПб.: Питер, 2006. – 751 с.
4. Букашкин, С. А. Справочник по расчету и проектированию ARC-схем: Под ред. А. А. Ланнэ / С. А. Букашкин, В. П. Власов, Б. Ф. Змий и др. – М. : Радио и связь, – 1984. – 368 с.
5. Дикусар, Е. В. Аппроксимация характеристики управления полиномиальной компонентой первого порядка / Е. В. Дикусар, А. А. Швец, Г. А. Грицкевич // Праці Одеського політехн. ун-та. – 2011 – Вип. 1(35) – С. 141–146.
6. Литовченко, Н. М. Анализ критериев аппроксимации амплитудно-частотной характеристики устройства / Н. М. Литовченко, В. С. Ситников, А. В. Яковлев // Холодильна техніка і технологія. – 2006. – № 1(99). – С. 86–88.
7. Ситников, В. С. Алгоритмизация кучно-линейной аппроксимации в задаче управления характеристикой цифрового фильтра / В. С. Ситников, Г. А. Грицкевич // Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы (ААЭКС). – Херсон: – 2011. – № 1(26). – С. 57–65.

Получено 12.10.2012

## References

1. Adaptive voice filtering device “Zolushka-micro-3”  
[http://speetech.by/manuals/manual\\_zolushka\\_micro3.pdf](http://speetech.by/manuals/manual_zolushka_micro3.pdf) [in Russian].

2. Efficient design of adaptive complex narrowband IIR filters / G. Illiev, Z. Nikolova, G. Stoyanov, K. Egiazarian // XII European Signal Processing Conference “EUSIPCO-2004” 6-10 Sept., 2004, Vienna, Austria: – P. 1597–1600 [in English].

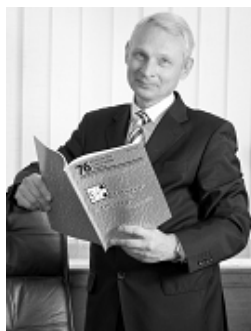
3. Sergiyenko, A. B. Digital signal processing / A. B. Sergiyenko // St. Peterburg : Peter. – 2006. –751 p. [in Russian].

4. Bukashin, S. A. Handbook of ARC-circuits calculation and design / S. A. Bukashin, V. P. Vlasov, B. F. Zmiy, and others. – Moscow: Radio and communication, 1984. –368 p. [in Russian].

5. Dikusar, E. V. The control characteristic approximation of first order polynomial component / E. V. Dikusar / ONSPU works – 2011. – Vup. 1(35). – P. 141–146 [in Russian].

6. Criteria analysis of frequency response / V. S. Sitnikov, N. M. Litovchenko, V. S. Sitnikov, A. V. Jakovlev / Refrigerator techniques and technology – 2006. – № 1(99) – P. 86–88 [in Russian].

7. Sitnikov V. S. Piecewise linear approximation in the digital filter control problem / V. S. Sitnikov, G. A. Hrytskevych // Automatics. Automation – Kherson: – 2011 – № 1(26). – P. 57–5 [in Russian].



Ситников  
Валерий Степанович,  
д-р техн. наук, проф.,  
зав. каф. Компьютерных  
систем Одесского нац.  
политехн. ун-та,  
р/т: +38-048-734-85-13  
e-mail: sitnvs@mail.ru



Петров  
Игорь Сергеевич,  
магистр Одесского нац.  
политехн. ун-та,  
м/т: +38-093-983-26-40  
e-mail:  
petrov.igor.od@gmail.com



Ситников  
Тихон Валерьевич,  
бакалавр Одесского нац.  
политехн. ун-та,  
м/т: +38-063-525-11-74  
e-mail: zzzvi  
perzzz@yandex.ru