

С учетом обозначений (16) и (17) выражения (8) и (15) запишутся в виде

$$a_j = \text{int} \left( \frac{A}{2^j} - S_j \right), \quad j = \overline{n-1, 0}, \quad (19)$$

$$n = \text{int}(P) + \text{sgn}(P - \text{int}(P)). \quad (20)$$

Схема алгоритма, реализующая вычисление коэффициентов  $\{a_j, i = \overline{0, n-1}\}$  ряда (1) по заданной  $A$ , представлена на рисунке. За ее основу положены выражения (17)-(20), и предлагаемый алгоритм определения  $\{a_j, i = \overline{0, n-1}\}$  по заданной  $A$  имеет всего лишь  $n$  циклов обращений к подциклическим соотношениям. Этим и обусловлена высокая скорость работы алгоритма.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Федорков Б.Г., Телец В.А. Микросхемы ЦАП и АЦП: Функционирование, параметры, применение. - М.: Энергоатомиздат, 1990. - 320 с.
2. Коломбет Е.А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов. - М.: Радио и связь, 1991. - 376 с.
3. Марцинкявичус А.К. Быстродействующие АЦП и ЦАП для обработки широкополосных сигналов//Электронная промышленность. - 1986. - Вып. 10. - С. 5-8.

ГИУА

20.1X.1993

Изв. НАН и ГИУ Армении (сер. ТН), т. XLVIII, №1, 1995, с. 36-40.

УДК 621.391.1

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Б.Г. ГЕМИЛЯН, Л.М. ТАТИКЯН

## К ВОПРОСУ ПРИМЕНЕНИЯ АНАЛОГОВЫХ ФИЛЬТРОВ ЧЕБЫШЕВА И БАТТЕРВОРТА ПРИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ

Նախկինում առաջարկված մեթոդիկային համապատասխան բերված են հաշվարկային բաժանվեր հաճախականությունների շերտում նմանակային ազդանշանների թվային մշակման ոչ գծային աղավաղումների գնահատման համար: Անդրազգված են աղավաղումների հաշվարկները Չեբիշևի և Բատթերվորտի նմանակային ֆիլտրերի դեպքերի համար և նրանց համեմատումը:

В соответствии с предложенной ранее методикой приведены расчетные формулы для оценивания нелинейных искажений при цифровой обработке аналоговых сигналов в полосе частот. Проведены расчеты искажений для случаев чебышевских и баттервортовских аналоговых фильтров. Дается их сравнение.

Ил. 3. Библиогр. 3 назв.

In accordance with the early proposed technique the design formulae are given for evaluating non-linear distortions during digital treatment of analog signals in a frequency

band. The distortion designs are given for Chebyshev and Butterworth analog filter cases. Their comparison is also given.

III. 3. Reg. 3.

В работе [1] предложена методика оценивания нелинейных искажений при цифровой обработке аналоговых сигналов в полосе частот по схеме, показанной на рис. 1. На нем АФНЧ1 и АФНЧ2 обозначают антиэлайзинговый и сглаживающий фильтры соответственно, а ЦАП предполагается цифроаналоговым преобразователем (с фиксатором нулевого порядка) на выходе блока цифровой обработки сигнала ЦОС. Одна из формул для оценки нелинейных искажений в общем виде записывается следующим образом:

$$K_{2U} = \sqrt{P_n / (P_o + P_n)}, \quad (1)$$

где  $P_o$  - энергия полезного сигнала в интересующей полосе частот;

$P_n$  - энергия паразитных, искажающих спектральных составляющих сигнала.

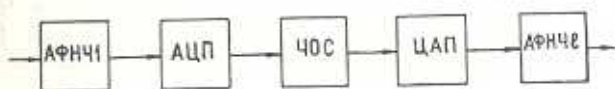


Рис. 1. Типовая функциональная схема цифровой обработки аналогового сигнала

В настоящей работе выведены формулы оценки нелинейных искажений для случаев применения одинаковых фильтров Чебышева или Баттерворта в качестве АФНЧ1 и АФНЧ2. Проведено сравнение по результатам расчетов нескольких примеров.

Фильтр Чебышева имеет передаточную функцию, квадрат модуля которой выражается формулой [2]:

$$|H_c(j\omega)|^2 = 1 / (1 + \epsilon^2 C_N^2(\omega)), \quad (2)$$

где  $N$  - порядок фильтра,  $C_N(\omega)$  - полином Чебышева степени  $N$ ,

$\epsilon = \sqrt{10^{A_M/20} - 1}$ ,  $A_M$  - максимальная величина относительного затухания в полосе пропускания, выраженная в дБ.

Формула (1) для случая одинаковых чебышевских фильтров АФНЧ1 и АФНЧ2 переписывается в виде

$$K_{2UЧ} = \sqrt{(E_3 = E_1 + E_2') / E_3}, \quad (3)$$

где

$$E_1 = \int_{-\omega_c/\omega_d}^{\omega_c/\omega_d} \left( \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_N^2(\omega_H)} \right)^2 \cdot \frac{\sin^2(\pi \omega_H / \omega_d')}{(\pi \omega_H / \omega_d')^2} d\omega_H,$$

$$E_2 = 2\omega_c / \omega_c - E_1, \quad \omega_H = \omega / \omega_c, \quad \omega_d' = \omega_d / \omega_c,$$

$$E_3 = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-\omega_c/\omega_d + m\omega_d/\omega_c}^{\omega_c/\omega_d + m\omega_d/\omega_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_N^2(\omega_H + n\omega'_d)} \times \\ \times \frac{\sin^2(\pi\omega_H/\omega'_d)}{(\pi\omega_H/\omega'_d)^2} \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_N^2(\omega_H)} d\omega_H,$$

$\omega$  - угловая частота сигнала,  $\omega_c$  - угловая частота среза АФНЧ,  $\omega_d$  - угловая частота среза цифрового фильтра,  $\omega'_d$  - угловая частота дискретизации,  $N$  - порядок фильтра.

Напомним, что для упрощения расчетов предполагалось, что блок ЦОС на рис. 1 реализует идеальный фильтр нижних частот с АЧХ вида [1]:

$$H_{\text{ЦФНЧ}}(\omega) = \begin{cases} 1, & \text{для } k\omega_d - \omega_d \leq \omega \leq k\omega_d + \omega_d, \quad k=0, \pm 1, \pm 2, \dots \\ 0, & \text{для остальных } \omega. \end{cases} \quad (4)$$

Сопоставление качества фильтров Баттерворта и Чебышева с точки зрения коэффициентов нелинейных искажений (1) должно проводиться по энергетической полосе с использованием следующей формулы [3]:

$$\Delta\omega_{\text{эф}} = \frac{\left[ \int_0^{\infty} H(\omega) d\omega \right]^2}{\int_0^{\infty} H^2(\omega) d\omega}, \quad (5)$$

где  $H(\omega)$  - передаточная характеристика соответствующего фильтра. Однако при вычислении  $\Delta\omega_{\text{эф}}$  по приведенной формуле приходится иметь дело с довольно громоздкой вычислительной сложностью (например, для фильтров Баттерворта получаются В-функции). Поэтому для получения практического результата применен несколько другой подход, приводящий к упрощенным выкладкам, что не влияет на качество полученных результатов.

Для сравнения качества обработки сигналов по схеме на рис. 1 в случае применения одинаковых фильтров АФНЧ1 и АФНЧ2 чебышевского и баттервортовского типов следует учесть следующее. Обычно для фильтров Баттерворта частоту нормируют по частоте среза, определяемой уровнем 0,5 (3) дБ. Для фильтров Чебышева частота среза определяется иначе и связана с неравномерностью  $\varepsilon$  в полосе пропускания, как показано на рис. 2. Здесь цифрами 1, 2, 3 обозначены передаточные характеристики фильтров Баттерворта, Чебышева и приведенного Баттерворта соответственно. Поэтому представляется правомочным сравнивать фильтры с аналогичным поведением в полосе пропускания, т.е. потребовать, чтобы, например, максимальная величина затухания, связанная с параметром  $\varepsilon$  для фильтров Чебышева, совпала с максимальным затуханием в той же полосе для фильтров Баттерворта. При этом квадрат модуля приведенной таким образом передаточной функции фильтра Баттерворда записывается в виде

$$|H_{\text{БП}}(j\omega)|^2 = 1/(1 + \tilde{\omega}^{2N}), \quad (6)$$

где  $\tilde{\omega} = \omega \sqrt{\epsilon}$ ,  $\epsilon$  - то же, что и в формуле (2).

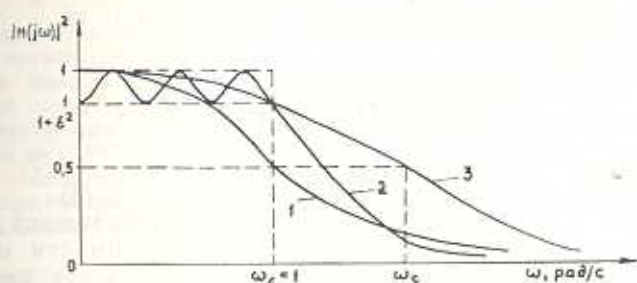


Рис. 2. Процедура получения приведенной передаточной характеристики фильтра Баттерворта

С учетом (5) формула (1) для случая одинаковых баттервортовских фильтров АФНЧ1 и АФНЧ2 переписывается следующим образом:

$$K_{2\text{ИБ}} = \sqrt{(E_3 - E_1 + E'_2)/E_1}, \quad (7)$$

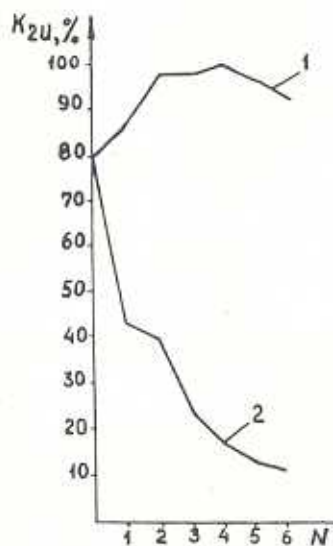


Рис. 3. Зависимость коэффициента нелинейных искажений от порядка фильтров:  $2\omega_c/\omega_p = 0,1$ ,  $A_M = 3$  дБ

где

$$E_1 = \int_{-\omega_c/\omega_p}^{\omega_c/\omega_p} \left( \frac{1}{1 + \omega_H^{2N} \cdot \epsilon^2} \right)^2 \cdot \frac{\sin^2(\pi\omega_H/\omega'_d)}{(\pi\omega_H/\omega'_d)^2} d\omega_H,$$

$$E'_2 = 2\omega_H/\omega_c - E_1,$$

$$E_1 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\omega_n/\omega_c + n\omega_n/\omega_c}^{\omega_n/\omega_c + n\omega_n/\omega_c} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{1}{1 + (\omega_H + n\omega'_d)^{2N} \epsilon^2} x \cdot \frac{\sin^2(\pi\omega_H/\omega'_d)}{(\pi\omega_H/\omega'_d)^2} \frac{1}{1 + \omega_H^{2N} \epsilon^2} d\omega_H.$$

Остальные обозначения те же, что и в формуле (3).

На рис. 3 приведено схематическое изображение изменения коэффициента нелинейных искажений в зависимости от порядка фильтра (1 - для фильтров Чебышева, 2 - для фильтров Баттерворта). Анализ этих графиков позволяет сделать следующие выводы при оценке нелинейных искажений:

- аналоговые фильтры Баттерворта почти всегда лучше фильтров Чебышева;
- аналоговые фильтры Чебышева имеют преимущество перед фильтрами Баттерворта только при малых  $\epsilon$  и относительно малых частотах дискретизации.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Гаспарян О.Ф., Гемилян Б.Т., Татикян Л.М. К вопросу выбора аналоговых фильтров при цифровой обработке сигналов // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. - Вып. 1, 1991. - С. 39-45.
2. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация // Пер. с англ.; под ред. И. Н. Теплока. - М.: Мир, 1982. - 592 с.
3. Ахманов С.А., Дьяков Ю.Е., Чиркин А.С. Введение в статистическую радиофизику и оптику. - М.: Наука, 1981. - 640 с.

Ереванский НИИ средств связи

28. VII. 1991

Изв. НАН и ГИУ Армении (сер. ТН), т. XLVIII, №1, 1995, с. 40-44.

УДК 621.3.049.77:621.375.826

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

А.Р. АМБАРЯН, М.А. ГУКАСЯН

## КОРРЕКТИРОВКА ВЕЛИЧИНЫ НАЧАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ЭЛЕМЕНТА ХОЛЛА В МАГНИТОУПРАВЛЯЕМЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ ЛАЗЕРНЫМ ВОЗДЕЙСТВИЕМ

Значит է տրված մագնիսական դաշտով ղեկավարվող ինտեգրալ սխեմաներում հոլլի շարքի սկզբնական լարման մեծության չափաբերման հնարավորությունը ֆոկուսացված լազերային ճառագայթման նանովայրկյանային հզոր իմպուլսների ազդման ճանապարհով: Ազդման ճշգրտության շտրիկ սկզբնական լարման չափաբերումը կարելի է հասցնել մինչև  $\pm 0,3$  մՎ արժեքի: Սենյակայինից մինչև  $125 \text{ }^\circ\text{C} \pm 5 \text{ }^\circ\text{C}$  ջերմաստիճանային տիրույթում լազերային ազդեցությունից հետո դիտվում է սկզբնական լարման ջերմաստիճանային առնչության մեծացում, սակայն սկզբնական լարումը բացարձակ