

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 $\{a_j, j = \overline{0, n-1}\}$ ряда (1) по заданной A , представлена на рисунке. За ее основу положены выражения (17)-(20), и предлагаемый алгоритм определения $\{a_j, j = \overline{0, n-1}\}$ 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. Марцинявичус А.К. Быстродействующие АЦП и ЦАП для обработки широкополосных сигналов//Электронная промышленность. - 1986. - Вып. 10. - С. 5-8.

ГИУА

20.IX.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 բանաձևեր հաճախականությունների շերտում նմանակային ազդանշանների բվային 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

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

III. 3. Fig. 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 антизлейинговый 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:

$$K_{20} = \sqrt{P_n / (P_o + P_n)}, \quad (1)$$

где P_o - энергия полезного сигнала в интересующей полосе частот;

P_n - энергия паразитных, искажающих спектральных составляющих сигнала.

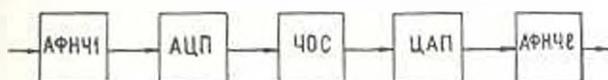


Рис. 1. Типовая функциональная схема цифровой обработки аналогового сигнала

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

$$K_{20} = \sqrt{(E_1 + E_2) / E_1} , \quad (3)$$

где

$$E_1 = \int_{-\omega_c/\omega_s}^{\omega_c/\omega_s} \left(\frac{1}{1 + \epsilon^2 C_N^2(\omega_n)} \right)^2 \frac{\sin^2(\pi\omega_n / \omega'_n)}{(\pi\omega_n / \omega'_n)^2} d\omega_n ,$$

$$E_2 = 2\omega_n / \omega_c - E_1, \quad \omega_n = \omega / \omega_c, \quad \omega'_n = \omega'_n / \omega_c ,$$

$$E_1 = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-\omega_u/\omega_s + m\omega_s/\omega_s}^{\omega_u/\omega_s + (m+1)\omega_s/\omega_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_N^2(\omega_H + n\omega'_s)} \times \\ \times \frac{\sin^2(\pi\omega_H/\omega'_s)}{(\pi\omega_H/\omega'_s)^2} \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_N^2(\omega_H)} d\omega_H,$$

ω - угловая частота сигнала, ω_s - угловая частота среза АФНЧ, ω_u - угловая частота среза цифрового фильтра, ω'_s - угловая частота дискретизации, N - порядок фильтра.

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

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

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

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

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 ε 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 ε для фильтра 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

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

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

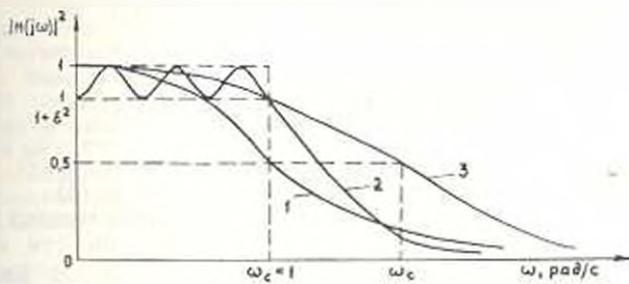


Рис. 2. Процедура получения приведенной передаточной характеристики фильтра Баттерворта

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

$$K_{\text{нлн}} = \sqrt{(E_1 - E_1 + E'_1) / E_1}, \quad (7)$$

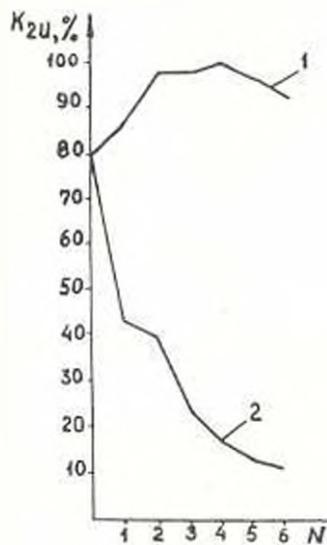


Рис. 3. Зависимость коэффициента нелинейных искажений от порядка фильтров: $2\omega_p / \omega_r = 0,1$, $A_M = 3$ дБ

где

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

$$E'_1 = 2\omega_p / \omega_c - E_1.$$

$$E_1 = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-\omega_1/\omega_2}^{m\omega_1/\omega_2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{1 + (\omega_H + n\omega_2')^{2N} \epsilon^2} \times \\ \times \frac{\sin^2(\pi\omega_H/\omega_2')}{(\pi\omega_H/\omega_2')^2} \frac{1}{1 + \omega_H^{2N} \epsilon^2} d\omega_H.$$

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 ϵ и относительно малых частотах дискретизации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гаспарян О.Ф., Гемляян 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. Теплюка. - 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. XI.VIII, №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

Ցույց է տրվում մագնիսական դաշտով դեկավարվող ինտեգրալ սխեմաներում Հոլլի լարրի սկզբնական լարման մեծության չափաբերման հնարավորությունը ֆոլիուսացված լազերային ճառագայթման նանովայրկյանային հզոր իմպուլսների ազդման ճանապարհով: Ազդման ճշգրտության շնորհիվ սկզբնական լարման չափաբերումը կարելի է հասցնել մինչև $0 \pm 0,3$ մՎ արժեքի: Սենյակայինից մինչև $125 \text{ } ^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$ ջերմաստիճանային տիրույթում լազերային ազդեցությունից հետո դիտվում է սկզբնական լարման չիրմաստիճանային անկտրյան մեծացում, սակայն սկզբնական լարումը բացարձակ