

РАДИС Лтд
Россия, Москва, Зеленоград, 103460, а/я 20
тел./факс. (095)535-04-73, e-mail: alexmin@orc.ru

Реферат. Представлена программа синтеза каскадных цифровых БИХ-фильтров - DIFID. Программа позволяет минимизировать эффекты квантования переменных и коэффициентов фильтра. На конкретных примерах показана ее эффективность.

1. Введение. Синтез частотных цифровых фильтров связан с решением ряда задач таких, как аппроксимация требуемой характеристики ослабления, выбор исходных параметров, поиск структуры фильтра, выбор способа масштабирования. Кроме того, для каскадных БИХ-фильтров необходимо определить структуры звеньев, варианты группировки полюсно-нулевых пар и упорядочения звеньев. Все эти проблемы желательно решать совместно с задачами минимизации эффектов квантования внутренних переменных и коэффициентов передаточной функции фильтра. Это позволяет расширить диапазон возможных характеристик проектируемых систем на существующих процессорах обработки сигналов, а для систем на базе заказных или полузаказных СБИС - уменьшить площадь кристалла, потребляемую мощность, стоимость, снизить требования к быстродействию.

Полную автоматизацию синтеза цифровых БИХ-фильтров на сегодняшний день выполнить не возможно. Поэтому используют более простой подход, а именно для выбранной структуры фильтра решают задачу синтеза передаточной функции. Несмотря на большое число БИХ-структур, наиболее привлекательными для разработчиков остаются каскадные фильтры на звеньях прямых или обращенных форм. Недостатками наиболее популярных программа синтеза этих фильтров является то, что в них не оптимизируются исходные параметры, квантование коэффициентов соответствует простому округлению, а используемые процедуры группировки-упорядочения не всегда эффективны. Цель данной публикации - представить программу синтеза каскадных цифровых БИХ-фильтров DIFID (разработка Радис Лтд), которая свободна от этих недостатков, и продемонстрировать ее эффективность на конкретных примерах.

2. Программа DIFID. Программа позволяет рассчитывать каскадные цифровые БИХ-фильтры нижних и верхних частот, полосовые и режекторные фильтры. В качестве аналоговых прототипов используются фильтры Чебышева, Баттерворта, Бесселя, инверсные Чебышева и Золотарева-Кауэра. Метод перехода от прототипа к цифровому фильтру - билинейное преобразование.

Структуры звеньев второго порядка - прямая или каноническая форма или их обращенные варианты. Масштабирование осуществляется с помощью L_2 -, L_∞ - или I_1 -нормы путем изменения коэффициентов числителя передаточной функции или путем введения масштабных множителей между звеньями.

Для получения приемлемых решений с заданной или минимальной длиной слова коэффициентов используется метод вариации исходных параметров (ВИП) [1]. Варьируемый параметр - неравномерность характеристики ослабления в полосе пропускания [2]. Предусмотрен режим без применения ВИП.

Для минимизации отношения (шум квантования)/сигнал применяется эвристическая процедура группировки полюсно-нулевых пар и упорядочения звеньев [3]. Кроме того, можно вручную задавать группировки и упорядочения.

Для оценки эффектов квантования внутренних переменных, представленных с фиксированной точкой, рассчитываются усиление шума квантования, отношение шум/сигнал, дополнительное число бит для компенсации шума и верхняя граница предельного цикла при нулевом входном сигнале, выраженная в битах.

Неравномерность в полосе пропускания, минимальное ослабление в полосе задерживания, максимальный коэффициент передачи, максимум спектральной плотности мощности шума квантования, неравномерность и максимум ГВЗ в полосе пропускания оцениваются на заданном количестве точек.

Все перечисленные и ряд вспомогательных параметров вместе с полученными коэффициентами дают достаточно полную информацию о синтезированном фильтре.

3. Примеры синтеза фильтров. Рассмотрим синтез каскадных БИХ-фильтров с помощью программы DIFID при использовании ВИП и процедуры группировки-упорядочения. Положим, что масштабные множители вводятся путем изменения коэффициентов числителя передаточной функции и для всех суммирующих узлов в фильтре нормы $L_\infty \cong 1$.

Отмасштабированная передаточная функция с квантованными коэффициентами

$$H(z) = \prod_{i=1}^K \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{1 + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}} = \prod_{i=1}^K \frac{B_i(z)}{A_i(z)} = \prod_{i=1}^K H_i(z).$$

Результирующая мощность шума квантования на выходе фильтра (в дБ) равна

$$10 \lg \left(\frac{2^{-2b}}{3} \sum_{k=1}^K \left\| \frac{1}{A_k} \prod_{i=k+1}^K H_i \right\|_2^2 \right),$$

где b - число бит, включая знак, сохраняемое после округления переменных внутри фильтра,

$\prod_{i=K+1}^K H_i = 1$. Граничные частоты нормированы относительно частоты дискретизации.

Пример 1. Требования к цифровому фильтру нижних частот:

Неравномерность в полосе пропускания, дБ	≤ 0.3
Минимальное ослабление в полосе задерживания, дБ	≥ 50
Граничные частоты	0.0260, 0.0263
Максимальный коэффициент передачи, дБ	$\cong 0$
Длина слова переменных и коэффициентов, бит	16
Аналоговый прототип	фильтр Золотарева-Кауэра

Результаты синтеза : $b_{2i} = b_{0i}, i = 1, \dots, 6,$

i	a_{1i}	a_{2i}	b_{0i}	b_{1i}
1	-1.91833496093750	0.93347167968750	0.17266845703125	-0.33520507812500
2	-1.97045898437500	0.99676513671875	0.90466308593750	-1.78424072265625
3	-1.95062255859375	0.97277832031250	0.41809082031250	-0.82153320312500
4	-1.96502685546875	0.99023437500000	0.55767822265625	-1.09899902343750
5	-1.87628173828125	0.88238525390625	0.06250000000000	-0.10308837890625
6	-1.97259521484375	0.99926757812500	0.97259521484375	-1.91864013671875

Неравномерность в полосе пропускания, дБ	0.271	(1.535)
Минимальное ослабление в полосе задерживания, дБ	52.4	(54.6)
Максимальный коэффициент передачи, дБ	0.002	(-0.050)
Мощность шума квантования на выходе, дБ	-55.2	(-47.70)

Пример 2. Требования к цифровому фильтру нижних частот:

Неравномерность в полосе пропускания, дБ	≤ 0.15
Минимальное ослабление в полосе задерживания, дБ	≥ 55
Граничные частоты	0.04, 0.045
Максимальный коэффициент передачи, дБ	$\cong 0$
Длина слова переменных и коэффициентов, бит	16
Аналоговый прототип	фильтр Чебышева

Результаты синтеза: $b_{2i} = b_{0i}, i = 1, \dots, 9,$

i	a_{1i}	a_{2i}	b_{0i}	b_{1i}
1	-1.92584228515625	0.93127441406250	0.00115966796875	0.00225830078125
2	-1.92193603515625	0.98138427734375	0.01391601562500	0.02789306640625
3	-1.92004394531250	0.94165039062500	0.00451660156250	0.00903320312500
4	-1.91619873046875	0.95898437500000	0.00750732421875	0.01501464843750
5	-1.91735839843750	0.94952392578125	0.00256347656250	0.00512695312500
6	-1.92315673828125	0.93548583984375	0.00415039062500	0.00830078125000
7	-1.91741943359375	0.96966552734375	0.00720214843750	0.01434326171875
8	-1.92736816406250	0.92913818359375	0.00402832031250	0.00805664062500
9	-1.93023681640625	0.99371337890625	0.01580810546875	0.03155517578125

Неравномерность в полосе пропускания, дБ	0.147	(0.434)
Минимальное ослабление в полосе задерживания, дБ	55.2	(57.5)
Максимальный коэффициент передачи, дБ	0.005	(-0.682)
Мощность шума квантования на выходе, дБ	-57.9	(-18.7)

Пример 3. Требования к полосовому цифровому фильтру:

Неравномерность в полосе пропускания, дБ	≤ 3
Минимальное ослабление в полосе задерживания, дБ	≥ 35
Граничные частоты	0.004, 0.01, 0.4, 0.45
Максимальный коэффициент передачи, дБ	$\cong 0$
Длина слова переменных, бит	16
Длина слова коэффициентов, бит	11
Аналоговый прототип	фильтр Баттерворта

Результаты синтеза: $b_{1i}=0; b_{2i}=-b_{0i}, i=1,\dots,6,$

i	a_{1i}	a_{2i}	b_{0i}
1	1.05859375	0.28906250	0.35546875
2	-1.91406250	0.91796875	1.57421875
3	1.44531250	0.75000000	0.23828125
4	-1.96484375	0.96875000	2.00000000
5	1.17968750	0.43359375	0.41406250
6	-1.88671875	0.89062500	2.26171875

Неравномерность в полосе пропускания, дБ	2.838	(4.220)
Минимальное ослабление в полосе задерживания, дБ	35.8	(37.9)
Максимальный коэффициент передачи, дБ	0.004	(- 0.05)
Мощность шума квантования на выходе, дБ	- 65.1	(+ 1.7)

Для сравнения в скобках приведены параметры фильтров, синтезированных с использованием пакета программ QEDsign-2000/demo (разработка Momentum Data Systems). Как видим, для всех примеров решения, найденные с помощью DIFID, полностью удовлетворяют заданным требованиям в отличие от решений, полученных с помощью QEDesign. Кроме того, для двух последних примеров DIFID приводит к значительно меньшим мощностям шума квантования.

4. Заключение. Представленные примеры синтеза фильтров подтверждают эффективность программы DIFID. Более широкие исследования показывают, что в сравнении с QEDesign программа DIFID может давать аналогичные или лучшие результаты. Это зависит от конкретных требований к фильтрам. Программа DIFID может быть успешно использована для синтеза каскадных цифровых БИХ-фильтров, реализуемых на базе сигнальных процессоров и ПЛИС.

Литература

1. Мингазин А.Т. Синтез передаточных функций цифровых фильтров в области дискретных значений коэффициентов (обзор). // Электронная техника. Сер. 10. 1993. № 1,2. С. 3-35.
2. Мингазин А.Т. Разрядность коэффициентов рекурсивных цифровых фильтров при упрощенном методе синтеза. // Радиотехника. 1987. № 2. С. 31-33.
3. Мингазин А.Т., Зорич А.А. Минимизация шума округления каскадных рекурсивных цифровых фильтров. // Электронная техника. Сер. 10. 1992. № 1,2. С. 37-43.

RADIS Ltd
 а/я 20, 103460, Moscow, Zelenograd, Russia,
 Tel/Fax (095)535-04-73, e-mail: alexmin@orc.ru

Abstract. A computer program DIFID for cascade IIR digital filter design is presented. The program minimizes quantization effects of the inner date and filter coefficients. Its efficiency is shown on particular examples.

1. Introduction. The design of frequency-domain digital filters is connected to the decision of a number of problems such as an approximation of the required attenuation response, choice its initial parameters, search of a filter structure, choice of a type of scaling. Besides for cascade IIR filters it is necessary to define the section structures, variants of pole-zero pairing and section ordering. All these problems need to be decided together with minimization problems of quantization effects of the inner date and filter transfer function coefficients. It permits to expand a range of possible characteristics of developed systems on the basis existing signal processors, and to reduce the chip area, power consume, requirements to speed of operation and cost for systems on custom or semi-custom VLSI.

Curently the complete automation of IIR digital filter design is not possible. Therefore a more simple approach is using, namely for a chosen filter structure a transfer function design problem is deciding. In spite of large number of IIR structures the cascade filters on the basis direct or transposed form sections remaine the most attractive for the developers. The deficiencies of the most popular design computer programs for such filters are that the initial parameters are not optimized in them, the quantization of coefficients corresponds to simple rounding and used pairing-ordering procedured are not always effective. In this paper the cascade IIR digital filter design program - DIFID (Radis Ltd) that is free from these limitations is presented, and its efficiency on particular examples is demonstrated.

2. DIFID program. The program permits to calculate cascade IIR lowpass, highpass, bandpass and bandstop digital filters. As prototypes the Chebyshev, Butterworth, Bessel, inverse Chebyshev or Zolotarev-Cauer (elliptic) analog filters are used. The transformation method from a prototype to a digital filter is the bilinear transformation.

The second-order sections are the direct or canonic form or their transposed variants. The scaling with L_2 -, L_∞ - or l_1 - norm is executed by change of transfer function numerator coefficients or by inserting scaling factors between the sections.

In order to obtain the acceptable solutions with the given or minimum coefficient wordlength a method of variation of initial parameters (VIP) is used [1]. The varied parameter is passband ripple [2]. A mode without application VIP is also allowed.

A heuristic procedure of the pole-zero pairing and section ordering [3] is applied for minimization of the (quantization noise)-to-signal ratio. Besides it is possible for user to set the pairing and ordering.

The noise gain, noise-to-signal ratio, additional number of bit (to compensation of the quantization noise) and zero-input limit cycle upper bound, expressed in bits are calculated for evaluation of quantization effects of fixed point inner date.

The passband ripple, minimum stopband attenuation, passband gain, maximum power spectral density of resulting output quantization noise, ripple and maximum of group delay in passband are evaluated for given quantity of points.

All listed and number of auxiliary parameters together with obtained coefficients give reasonably complete information about the designed filter.

3. Digital filter design examples. Let's consider fixed-point cascade IIR digital filter design by the DIFID program in case when the VIP method and pairing-ordering procedure are used. We allow that scaling factors are entered by change of numerator coefficients of the transfer function and for all adding nodes in the filter the norms $L_\infty \cong 1$.

The scaled transfer function with quantized coefficients is

$$H(z) = \prod_{i=1}^K \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{1 + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}} = \prod_{i=1}^K \frac{B_i(z)}{A_i(z)} = \prod_{i=1}^K H_i(z).$$

The resulting output quantization noise power(in dB) is

$$10 \lg \left(\frac{2^{-2b}}{3} \sum_{k=1}^K \left\| \frac{1}{A_k} \prod_{i=k+1}^K H_i \right\|_2^2 \right),$$

where b - the number of bits (including sign bit) needed to be kept after rounding of date inside the filter,

$\prod_{i=K+1}^K H_i = 1$. The edge frequencies are normalized according to a sampling frequency.

Example 1. Lowpass digital filter specifications:

Passband ripple,dB	≤ 0.3
Minimum stopband attenuation, dB	≥ 50
Edge frequencies	0.0260, 0.0263
Passband gain, dB	$\cong 0$
Date and coefficient wordlength, bit	16
Analog prototype	Zolotarev-Cauer filter

Design results: $b_{2i} = b_{0i}, i = 1, \dots, 6,$

i	a_{1i}	a_{2i}	b_{0i}	b_{1i}
1	-1.91833496093750	0.93347167968750	0.17266845703125	-0.33520507812500
2	-1.97045898437500	0.99676513671875	0.90466308593750	-1.78424072265625
3	-1.95062255859375	0.97277832031250	0.41809082031250	-0.82153320312500
4	-1.96502685546875	0.99023437500000	0.55767822265625	-1.09899902343750
5	-1.87628173828125	0.88238525390625	0.06250000000000	-0.10308837890625
6	-1.97259521484375	0.99926757812500	0.97259521484375	-1.91864013671875

Passband ripple,dB	0.271	(1.535)
Minimum stopband attenuation, dB	52.4	(54.6)
Passband gain, dB	0.002	(-0.050)
Output noise power, dB	-55.2	(-47.70)

Example 2. Lowpass digital filter specifications:

Passband ripple,dB	≤ 0.15
Minimum stopband attenuation, dB	≥ 55
Edge frequencies	0.04, 0.045
Passband gain, dB	$\cong 0$
Date and coefficient wordlength, bit	16
Analog prototype	Chebyshev filter

Design results: $b_{2i} = b_{0i}, i = 1, \dots, 9,$

i	a_{1i}	a_{2i}	b_{0i}	b_{1i}
1	-1.92584228515625	0.93127441406250	0.00115966796875	0.00225830078125
2	-1.92193603515625	0.98138427734375	0.01391601562500	0.02789306640625
3	-1.92004394531250	0.94165039062500	0.00451660156250	0.00903320312500
4	-1.91619873046875	0.95898437500000	0.00750732421875	0.01501464843750
5	-1.91735839843750	0.94952392578125	0.00256347656250	0.00512695312500
6	-1.92315673828125	0.93548583984375	0.00415039062500	0.00830078125000
7	-1.91741943359375	0.96966552734375	0.00720214843750	0.01434326171875
8	-1.92736816406250	0.92913818359375	0.00402832031250	0.00805664062500
9	-1.93023681640625	0.99371337890625	0.01580810546875	0.03155517578125

Passband ripple,dB	0.147	(0.434)
Minimum stopband attenuation, dB	55.2	(57.5)
Passband gain, dB	0.005	(-0.682)
Output noise power, dB	-57.9	(-18.7)

Example 3. Bandpass digital filter specifications:

Passband ripple,dB	≤ 3
Minimum stopband attenuation, dB	≥ 35
Edge frequencies	0.004, 0.01, 0.4, 0.45
Passband gain, dB	$\cong 0$
Date wordlength, bit	16
Coefficient wordlength, bit	11
Analog prototype	Butterworth filter

Design results: $b_{1i}=0; b_{2i}=-b_{0i}, i=1,\dots,6,$

i	a_{1i}	a_{2i}	b_{0i}
1	1.05859375	0.28906250	0.35546875
2	-1.91406250	0.91796875	1.57421875
3	1.44531250	0.75000000	0.23828125
4	-1.96484375	0.96875000	2.00000000
5	1.17968750	0.43359375	0.41406250
6	-1.88671875	0.89062500	2.26171875

Passband ripple,dB	2.838	(4.220)
Minimum stopband attenuation, dB	35.8	(37.9)
Passband gain, dB	0.004	(- 0.05)
Output noise power, dB	- 65.1	(+ 1.7)

For the comparison in brackets the parameters of the filters designing with the use of the QEDsign-2000/demo software package (Momentum Data Systems) are indicated. As it can be seen, for all examples the solutions found by DIFID completely satisfy to the given specifications unlike the solutions received by QEDesign. Besides for two last examples DIFID results in considerably smaller output noise powers.

4. Conclusion. The presented examples of the filter design confirm the efficiency of DIFID program. Wider researches show that in comparison to the QEDesign software package the DIFID program can give similar or best results. It depends on the particular filter requirements. The DIFID can be successfully used for design of cascade IIR digital filters on the basis of DSP and PLD.

References

1. Mingazin A.T. Synthesis of digital filter transfer functions in discrete coefficient space (a review). // Elektronnaya Tekhnika, Ser. 10, 1993, No. 1,2, pp. 3-35.
2. Mingazin A.T. Coefficient wordlength of recursive digital filters at simplified design. // Radiotekhnika, 1987, No. 2, pp. 31-33.
3. Mingazin A.T., Zorich A.A. Minimization of roundoff noise in cascade recursive digital filters. // Elektronnaya Tekhnika, Ser. 10, 1992, No. 1,2, pp. 37-43.