

Экспериментальные исследования показали, что при одном и том же времени установления, равном 1 мс, время восстановления устройства АРУ с постоянным коэффициентом усиления цепи ОС составило 180 мс, а устройства АРУ с переменным коэффициентом усиления — 2,2 с, т. е. в 12 раз больше. Кроме того, было установлено, что предлагаемое устройство АРУ обладает способностью подавлять шумы в паузах приема информации, так как процесс восстановления протекает во времени по скачкообразному закону.

Динамический диапазон входного сигнала устройства — не менее 60 дБ, выходного — не более 1 дБ.

На рис. 2 приведены временные диаграммы устройства АРУ [а) входного сигнала; б) сигнала на выходе устройства сброса; в) выходного сигнала устройства АРУ с постоянным усилением цепи ОС; г) выходного сигнала устройства АРУ с переменным усилением цепи ОС].

Вывод. В устройстве АРУ путем введения дополнительного детектора с малой постоянной времени и устройства сравнения, обеспечивающих изменение коэффициента усиления цепи ОС, можно добиться увеличения отношения времени восстановления к времени установления в 10 и более раз при одновременном подавлении шумов в паузах приема информации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. № 767944 (СССР). Устройство автоматического регулирования усиления/В. И. Закиров, Б. Ф. Воробьев.
2. Пат. № 49-9897 кл. 98 (5) А 11 (Япония).
3. Пат. № 3848194 кл. 330—29 (США).
4. Тартаковский Г. П. Динамика систем автоматической регулировки усиления. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1957.

Статья поступила после доработки 31 марта 1981 г.

УДК 621.372.543.2

Б. И. ЯВОРСКИЙ, З. И. ДОМБРОВСКИЙ

РАСЧЕТ ЦИФРОВЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ ТИПА ЧЕБЫШЕВА

Реализация цифровых фильтров возможна как программным методом, так и в виде специализированного вычислительного устройства [1]. Сейчас элементная база логических микросхем позволяет построить специализированные вычислительные устройства для анализа сигналов в акустике, биологии, сейсмологии, метеорологии в реальном масштабе времени. Применение специализированных вычислительных устройств в большинстве случаев оправданно экономически [2].

В основе одного из хорошо известных методов расчета цифровых фильтров лежит билинейное преобразование. Пользуясь им, цифровые фильтры можно рассчитывать по заданным в плоскости p передаточным характеристикам аналоговых низкочастотных фильтров при помощи известных соотношений [1], (3.48), (3.49), с. 94.

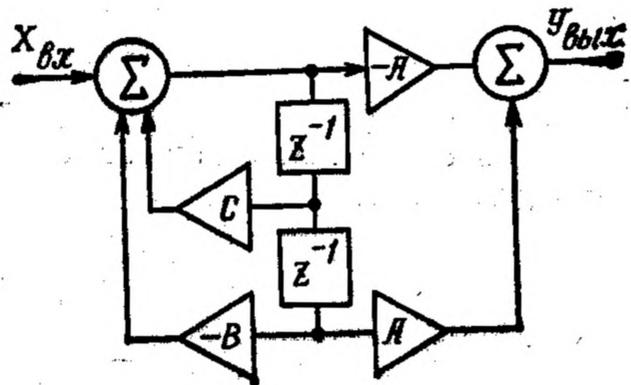
Методики расчета коэффициентов передаточной функции фильтра приводятся в ряде работ [1, 2, 3, 4]. Реализация фильтра осуществляется звеньями не выше второго порядка. Однако желательно иметь однотипные звенья, тогда проще устройство управления, среднестатистическая длина слова в регистрах звеньев одинакова. Однотипность звеньев определяется симметрией характеристик их структуры относительно факторов, определяющих условия ее функционирования. С этой точки зрения интересно звено, передаточная функция которого имеет два нуля с координатами $z_0 = \pm 1$ и два комплексно-сопряженных полюса (см. рисунок).

Ниже предлагается методика расчета коэффициентов передаточной функции таких звеньев для реализации цифрового полосового фильтра типа Чебышева в каскадной форме [1, 2, 3].

Для расчета цифрового полосового фильтра типа Чебышева исходными данными являются: ω_{c1} и ω_{c2} — частоты среза; b , дБ — затухание на частотах ω_1 , ω_2 ; r , дБ — неравномерность в полосе пропускания.

Фильтр рассчитывается следующим образом:

1. Переходим от заданных частот цифрового фильтра ω к частотам аналогового фильтра Ω с помощью (3.49) из [1].



2. Определяем порядок n низкочастотного аналогового фильтра-прототипа ([5], с. 303, решение задач 13.7, 13.10).

3. По n и неравномерности в полосе пропускания определяем полюсы передаточной функции низкочастотного аналогового фильтра-прототипа ([5], табл. 13.3 или расчет по (13.23)).

Нормированная передаточная функция аналогового фильтра типа Чебышева

$$H(p) = b_0 \frac{1}{(p-p_1)(p-p_2)\dots(p-p_n)};$$

$$b_0 = -p_r (a_1^2 + b_1^2)(a_2^2 + b_2^2)\dots(a_{(n-1)/2}^2 + b_{(n-1)/2}^2)$$

при нечетном n ;

$$b_0 = (a_1^2 + b_1^2)(a_2^2 + b_2^2)\dots(a_{n/2}^2 + b_{n/2}^2)$$

при четном n , где $a_{1,2,3}$, $b_{1,2,3}$ — соответствующие действительные и мнимые части пар сопряженных полюсов $p_{1,2}$; $p_{3,4}$; $p_{5,6}$; ...; p_r — действительный полюс.

4. Денормируем передаточную функцию, производя замену в $p \Rightarrow p/\Omega_c$. Тогда

$$H(p) = b_0 \Omega_c^n \frac{1}{(p - \Omega_c p_1)(p - \Omega_c p_2)\dots(p - \Omega_c p_n)}. \quad (1)$$

5. Переходим от низкочастотного фильтра прототипа, заданного в плоскости p , к цифровому полосовому фильтру в плоскости z , подставляя p из (3.48) [1] в (1):

$$H(z) = b_0 \Omega_c^n \frac{(z^2 - 1)^n}{Q_1(z) Q_2(z) \dots Q_n(z)},$$

где $Q_n(z) = (1 - \Omega_c p_n) z^2 - 2\alpha z + 1 + \Omega_c p_n$ — полином второго порядка с комплексными коэффициентами; $\alpha = \cos \varphi_0 T$ ([1], (3.50)).

Среди корней каждой пары полиномов $Q(z)$, полученной из пары сомножителей знаменателя (1), имеются две пары комплексно-сопряженных корней. Если $z_{1,2}$ — корни $Q_1(z)$, а $z_{3,4}$ — корни $Q_2(z)$, то $z_1 \neq z_2^*$, $z_3 \neq z_4^*$, но, например, $z_1 = z_3^*$, а $z_2 = z_4^*$ (где z^* обозначены корни, сопряженные корням z). Пусть $z_{1,2} = \gamma \pm i\delta$; $z_{3,4} = \beta \pm i\sigma$. Тогда после несложных преобразований, приняв обозначения:

$$k_1 = (1 - a_1')^2 + (b_1')^2; \quad k_2 = \sqrt{[\alpha^2 - 1 + (a_1')^2 - (b_1')^2] + (2a_1' b_1')^2};$$

$$S = \sqrt{0,5 - [\alpha^2 - 1 + (a_1')^2 - (b_1')^2] / 2k_2^2}; \quad C = \pm \sqrt{1 - S^2};$$

$$a_1' = \Omega_c a_1; \quad b_1' = \Omega_c b_1;$$

$$C < 0, \text{ если } a_1' b_1' < 0,$$

получим

$$\gamma = [(1 - a_1')(a + k_2 C) - k_2 b_1' S] / k_1;$$

$$\delta = [(1 - a_1') k_2 S + b_1'(a + k_2 C)] / k_1;$$

$$\beta = [(1 - a_1')(a - k_2 C) + k_2 b_1' S] / k_1;$$

$$\sigma = [(1 - a_1') k_2 S - b_1'(a - k_2 C)] / k_1.$$

Таким образом, из каждой пары сопряженных полюсов фильтра-прототипа получим две пары сопряженных полюсов и две пары нулей в плоскости z :

$$\frac{1}{(p-p_1)(p-p_2)} \rightarrow \frac{z^2-1}{(z-z_1)(z-z_3)} \frac{z^2-1}{(z-z_2)(z-z_4)}.$$

Из действительного полюса p_r получим пару нулей и пару сопряженных полюсов

$$\frac{1}{p-p_r} \rightarrow \frac{(1-p_r)^{-1}(z^2-1)}{z^2 - 2\alpha/(1-p_r)z + (1+p_r)/(1-p_r)}.$$

Соответственно в плоскости z^{-1}

$$\frac{1}{(p-p_1)(p-p_2)} \rightarrow \frac{1-z^{-2}}{(\gamma^2 + \delta^2)z^{-2} - 2\gamma z^{-1} + 1} \frac{1-z^{-2}}{(\beta^2 + \sigma^2)z^{-2} - 2\beta z^{-1} + 1}; \quad (2)$$

$$\frac{1}{p-p_r} \rightarrow \frac{(1-p_r)^{-1}(1-z^{-2})}{(1+p_r)/(1-p_r)z^{-2} - 2\alpha/(1-p_r)z^{-1} + 1}. \quad (3)$$

Каждый полюс фильтра-прототипа в цифровом полосовом фильтре типа Чебышева реализуется звеном второго порядка (см. рисунок) с передаточной функцией

$$H_i(z^{-1}) = \frac{(1 - z^{-2})}{B_i z^{-2} - C_i z^{-1} + 1}.$$

Значения коэффициентов B, C ясны из приведенных выше соотношений (2), (3); например, в (2)

$$B_1 = \gamma^2 + \delta^2; C_1 = 2\gamma; B_2 = \beta^2 + \sigma^2; C_2 = 2\beta.$$

После упрощения получим расчетные формулы для коэффициентов звеньев, реализующих пары сопряженных полюсов, соответствующих паре полюсов фильтра-прототипа:

$$B_{1,2}^i = (\alpha^2 \pm 2\alpha k_2 C + k_2^2) / k_1;$$

$$C_{1,2}^i = 2[(1 - a_1')(\alpha \pm k_2 C) \mp k_2 b_1' S] / k_1.$$

Коэффициенты $A_{1,2}^i$ выбираем из условия нормирования коэффициента передачи фильтра.

Действительному полюсу p_r фильтра-прототипа соответствует звено с коэффициентами

$$B = (1 + p_r) / (1 - p_r); C = 2\alpha / (1 - p_r); A = (1 - p_r)^{-1}.$$

По предлагаемой методике были рассчитаны и реализованы полосовые фильтры с каскадным соединением звеньев второго порядка. Звено второго порядка представляет собой специализированное вычислительное устройство (ВУ) с фиксированной запятой, в котором выполняются перемножение и сложение чисел, представленных двоичным параллельным кодом, по алгоритму, соответствующему структуре, приведенной на рисунке.

Вычислительное устройство содержит сумматор, накапливающий для алгебраического сложения чисел в дополнительном коде два параллельно-последовательных перемножителя, выполняющих перемножение кодов, представленных по методу модуля и знака, оперативное запоминающее устройство с произвольной выборкой и постоянное запоминающее устройство для хранения коэффициентов.

В ВУ использован шинный принцип обмена данными. Разрядность ВУ определяется динамическим диапазоном входного сигнала и отношением частоты дискретизации к частоте настройки фильтра. Такая структура ВУ обладает большим быстродействием, что позволяет использовать одно ВУ для реализации гребенки полосовых фильтров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Голд Г., Рейдер Ч. Цифровая обработка сигналов. М.: Сов. радио, 1973.
2. Богнер Р., Константи́дис А. Введение в цифровую фильтрацию. М.: Мир, 1976.
3. Гольденберг Л. М., Левчук Ю. П., Поляк М. Н. Цифровые фильтры. М.: Связь, 1974.
4. Верешкин А. Е., Катковник В. Я. Линейные цифровые фильтры и методы их реализации. М.: Сов. радио, 1973.
5. Карни Ш. Теория цепей. М.: Связь, 1973.

Статья поступила после доработки 16 января 1981 г.

УДК 621.373.072.9

Е. П. МЕЦНЕР

БЛОК СИНХРОНИЗИРОВАННЫХ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ ДИАПАЗОНА 9 И 36 ГГц

Синхронизируемые генераторы широко применяются в различных радиоизмерительных приборах и системах стабилизации частоты [1]. В частности, подобное устройство используется в установках для исследования дисперсии диэлектрической проницаемости веществ [2, 3], причем для получения синхронизированных по частоте сигналов используется достаточно мощный ($P_{\text{вых}} = 200$ мВт) СВЧ генератор, основная часть мощности которого поступает на умножитель частоты, на выходе которого получают сигналы гармоник, используемые совместно с частью мощности СВЧ генератора для возбуждения измерительных ячеек. При кратности частот, равной 4 и более, такой подход малоэффективен из-за недостаточной мощности сигнала на выходе умножителя.