ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования
«МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ПУТЕЙ СООБЩЕНИЯ»
(МИИТ)

Кафедра «Железнодорожная автоматика, телемеханика и связь»

Методические указания и задания
к контрольной работе по дисциплине
Цифровая обработка сигналов
для студентов второго курса

Специальность/направление 210700.62 Инфокоммуникационные технологии и системы связи / Оптические системы и сети связи

Москва 2013 г.

Контрольная работа по дисциплине «Цифровая обработка сигналов» включает две задачи: расчет рекурсивного (БИХ) цифрового фильтра нижних частот (ФНЧ) и расчет нерекурсивного (КИХ) цифрового согласованного фильтра.

Характеристики цифровых фильтров

Цифровой фильтр задается свой передаточной характеристикой H(z), которая представляет отношение z-образов выходного сигнала Y(z) к входному X(z):

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{n=0}^{N} b_n z^{-n}}{\sum_{m=0}^{N} a_m z^{-m}} = \frac{\sum_{n=0}^{N} d_n z^{-n}}{1+\sum_{m=1}^{N} c_m z^{-m}}, \quad c_m = a_m/a_0;\ d_n = b_n/a_0. \qquad (1)$$

При этом z-преобразование входного и выходного сигналов получают путем отображения комплексной s-плоскости вида z = exp(sT), где T – период дискретизации входного сигнала, и импульсной характеристики фильтра. Без потери общности можно принять T = 1, тогда z = exp(s). Подставив в передаточную характеристику (1) дискретного фильтра z = exp(s), получаем передаточную характеристику фильтра по Лапласу, из которой можно получить комплексный коэффициент передачи дискретного фильтра путем подстановки s = jω. Таким образом, комплексный коэффициент передачи цифрового фильтра принимает вид $H(e^{j\omega})$ и равен:

$$H(e^{j\omega}) = \frac{\sum_{n=0}^{N} d_n e^{-jn\omega}}{1+\sum_{m=1}^{N} c_m e^{-jm\omega}}.$$

Амплитудно-частотную (АЧХ) и фазо-частотную (ФЧХ) характеристики цифрового фильтра можно получить из $H(e^{j\omega})$ как её модуль и аргумент соответственно:

$$|H(\omega)| = \left|H(e^{j\omega})\right|; \Phi(\omega) = \arg[H(e^{j\omega})].$$

Функции АЧХ и ФЧХ цифрового фильтра являются непрерывными функциями частоты. При этом H(jω) является периодической функцией с периодом 2π, так как $H(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega+2\pi})$. Таким образом, характеристики цифрового фильтра достаточно проанализировать на интервале 2π [рад/с].

Цифровой фильтр также определяется своей импульсной характеристикой h(kT), преобразование Фурье от которой дает комплексный коэффициент передачи $H(j\omega) \equiv H(e^{j\omega})$. Если выбрать T = 1 и учесть, что комплексный коэффициент передачи является периодической функцией частоты, то импульсная характеристика h(k) дискретного фильтра определяется как разложение в ряд Фурье $H(e^{j\omega})$:

$$h(k) = \int_0^{\pi} H(e^{j\omega}) \exp(j\omega k)\, d\omega, k = 0,1,2, \dots$$

Рассчитывать импульсную характеристику через интеграл не совсем удобно, кроме того количество отсчетов импульсной характеристики h(k) БИХ-фильтра бесконечно, и все их рассчитать невозможно. Однако, если фильтр устойчивый, то с увеличением k h(k) убывает, и можно рассчитать заданное количество отсчетов импульсной характеристики фильтра при помощи быстрого преобразования Фурье.

В контрольной работе осуществляется расчет цифровых фильтров двух типов по заданным характеристикам и значениям их параметров.

Задача 1

Расчет рекурсивного цифрового фильтра нижних частот

Фильтр нижних частот имеет коэффициент передачи близкий к единице в полосе от нуля до некоторой граничной частоты, и много меньше единицы на частотах выше граничной частоты.

Аппроксимацию амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) нормированного ФНЧ можно представить в виде:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon_p^2 F_N^2(\omega)},$$

где ε_p – допустимая неравномерность коэффициента передачи в полосе пропускания:

$F_N(\omega)$ – аппроксимирующая функция порядка N.

Существуют четыре основных метода аппроксимации:

- аппроксимация по Баттерворту, при которой $F_N(\omega)$ – степенной многочлен N-го порядка (ω^n), $n \in \{\overline{0,N}\}$;
- аппроксимация по Чебышеву, при которой $F_N(\omega) = T_N(\omega)$, где $T_N(\omega)$ – многочлен Чебышева N-го порядка;
- аппроксимация по Чебышеву второго рода (инверсные фильтры Чебышева), при которой $F_N(\omega) = 1/T_N(\omega)$;
- аппроксимация по Кауэру (эллиптическая аппроксимация), при которой $F_N(\omega) = R_N(\omega)$, где $R_N(\omega)$ – эллиптическая дробно-рациональная функция степени N.

Таким образом, для аппроксимации необходимо знать порядок нормированного фильтра. Нормированным фильтр называется потому, что его частота среза $\omega_p = 1$ [рад/с].

Методика расчета фильтра

У цифрового фильтра АЧХ $|H(j\omega)|$ является функцией периодической, с периодом равным 2π, и симметричной относительно нормированной частоты $\omega_н = \pi$ [рад/с], поэтому исходные данные задаются относительно нормированной частоты $\omega_н$ в интервале от 0 до π [рад/с][1].

При расчете задают маску (коридор) АЧХ, а порядок фильтра выбирается таким, чтобы обеспечить АЧХ фильтра внутри коридора. Вид маски АЧХ приведен на рис. 1. Графически коридор допустимых значений АЧХ показан в виде незаштрихованной зоны, а сплошной линией – её возможный вид.

Расчет цифрового БИХ фильтра Баттерворта состоит в определении коэффициентов передаточной характеристики H(z) по заданной маске.

Для расчета фильтра необходимо выполнить следующие процедуры.

1. Произвести пересчет параметров коридора АЧХ цифрового фильтра в параметры коридора АЧХ эквивалентного аналогового фильтра.

2. Рассчитать порядок фильтра исходя из параметров коридора АЧХ аналогового фильтра .

3. Рассчитать передаточную характеристику $H_н(s)$ аналогового нормированного ФНЧ требуемого порядка.

[1] В некоторых случаях параметры фильтра задают относительно нормированной частоты $\omega_н/\pi$ в интервале от 0 до 1, что необходимо учитывать при задании граничных частот фильтра и его расчете.

4. Выполнить частотное преобразование $H_н(s)$ в передаточную характеристику H(s) аналогового фильтра, соответствующую коридору АЧХ.

5. Выполнить билинейное преобразование передаточной характеристики H(s) аналогового фильтра в передаточную характеристику H(z) цифрового фильтра.

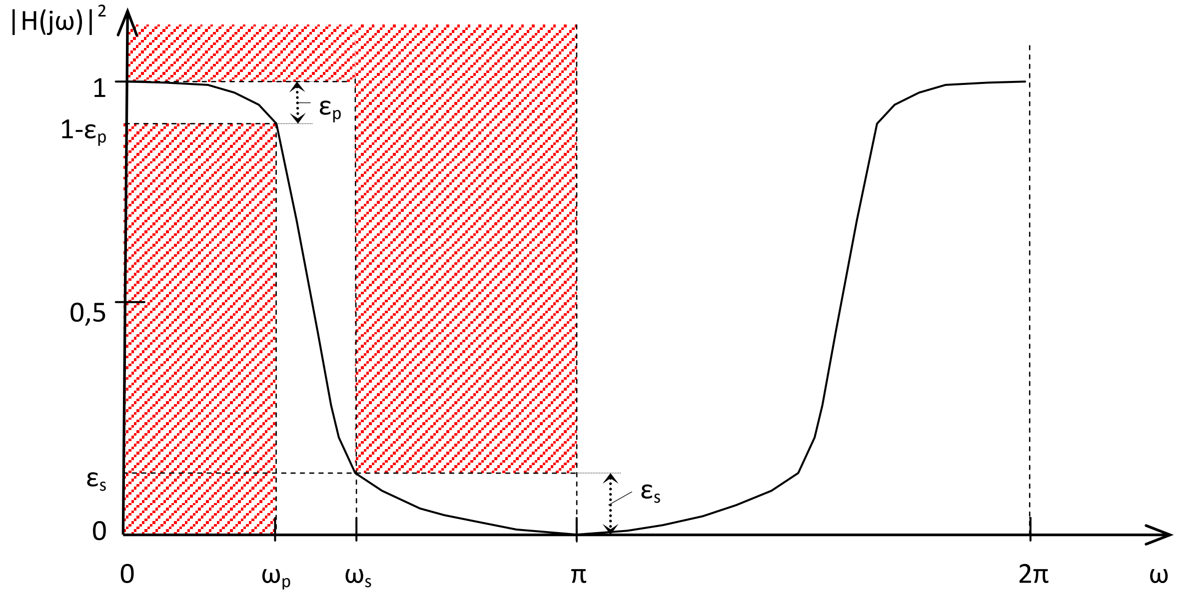

Рис. 1 Маска АЧХ для расчета цифрового ФНЧ

ω_p – *нормированная частота среза;*

ω_s – *нормированная частота заграждения;*

ε_p – *допустимая неравномерность в полосе пропускания ($A_p = 10lg(\varepsilon_p^2+1)$ [дБ]);*

ε_s – *минимальный уровень подавления в полосе заграждения ($A_s = 10lg(\varepsilon_s^2+1)$ [дБ]).*

Пересчет параметров коридора АЧХ цифрового фильтра в параметры коридора АЧХ аналогового фильтра

Переход от аналогового фильтра к цифровому осуществляется через билинейное преобразование, которое нелинейно изменяет шкалу частот. На первом шаге необходимо учесть это искажение и сформулировать требования к коридору АЧХ аналогового фильтра таким образом, чтобы на этапе данного преобразования получить тот фильтр, который нам нужен. Изменение шкалы частот при билинейном преобразовании происходит согласно выражению:

$$\Omega = \frac{2}{T}\operatorname{tg}\left(\frac{\omega_н}{2}\right),$$

где T – интервал дискретизации,

Ω – шкала частот аналогового фильтра,

$\omega_н$ – нормированная шкала частот цифрового фильтра.

Период АЧХ цифрового фильтра на нормированной шкале частот $\omega_н$, равен 2π, что соответствует интервалу дискретизации T = 2.

Пересчет исходных данных для задания коридора АЧХ аналогового фильтра производится по следующим формулам.

Частота среза аналогового фильтра $\Omega_p = \operatorname{tg}(\omega_p/2)$.

Частота заграждения аналогового фильтра $\Omega_s = \operatorname{tg}(\omega_s/2)$.

Неравномерность в полосе пропускания A_p и уровень подавления в полосе заграждения A_s при билинейном преобразовании не изменяются.

Расчет порядка фильтра, удовлетворяющего исходным данным

На втором этапе необходимо рассчитать порядок аналогового фильтра N (он же порядок цифрового, поскольку билинейное преобразование не меняет порядка фильтра) по заданному коридору АЧХ аналогового фильтра: Ω_p, Ω_s, $A_p = 10\lg(\varepsilon_p^2+1)$ [дБ], $A_s = 10\lg(\varepsilon_s^2+1)$ [дБ]. Порядок ФНЧ Баттерворта равен:

$$N = \frac{\ln(\varepsilon_s/\varepsilon_p)}{\ln(\Omega_s/\Omega_p)},$$

где $\ln(\cdot)$ – натуральный логарифм,

$$\varepsilon_p = \sqrt[2]{10^{A_p/10} - 1},$$

$$\varepsilon_s = \sqrt[2]{10^{A_s/10} - 1}.$$

Рассчитанную величину N округляют до большего целого значения, что дает порядок фильтра.

Расчет передаточной характеристики аналогового нормированного ФНЧ требуемого порядка

Передаточная характеристика нормированного ФНЧ Баттерворта порядка N имеет вид:

$$H_н(s) = \frac{1}{\varepsilon_p(s+\alpha)^r \prod_{n=1}^{L}(s^2+2\alpha\sin(\theta_n)s+\alpha^2)}, \qquad (2)$$

где $N = 2L + r$, $r\in\{0;1\}$, $\alpha = \frac{1}{\sqrt[N]{\varepsilon_p}}$, $\theta_n = \frac{2n-1}{2N}\pi$, $n \in \{\overline{1;L}\}$.

Частотное преобразование передаточной характеристики аналогового нормированного ФНЧ

Получена передаточная характеристика нормированного ФНЧ с частотой среза 1 рад/с, в то время как необходима передаточная характеристика H(s) аналогового ФНЧ с частотой среза Ω_p. Для получения H(s) с заданной частотой среза из передаточной характеристики $H_н(s)$ ФНЧ с частотой среза 1 рад/с необходимо провести замену $s \to s/\Omega_p$.

Расчет передаточной характеристики цифрового фильтра. Билинейное преобразование

Последний этап – билинейное преобразование передаточной характеристики аналогового фильтра в искомую передаточную характеристику H(z) цифрового фильтра.

Билинейное преобразование осуществляется подстановкой

$$s \to \frac{2}{T}\cdot\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}.$$

Учитывая, что интервал дискретизации T = 2, то используем подстановку

$$s \to \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}.$$

Раскрыв в (2) скобки, приведя подобные члены и отнормировав к свободному члену знаменателя a_0 (коэффициенту при нулевой степени z^0), получим передаточную характеристику фильтра.

Разностное уравнение полученного фильтра имеет вид:

$$y(k) = \sum_{m=0}^{N}\frac{b_m}{a_0}x(k-m) - \sum_{m=1}^{N}\frac{a_m}{a_0}y(k-m),\ k = 0,1,2,\dots,$$

где x(k) – цифровой сигнал на входе фильтра, y(k) – цифровой сигнал на выходе фильтра. Так как коэффициенты передаточной характеристики нормированы к коэффициенту a_0, имеем $a_0 = 1$. Кроме того, все b_m, и a_m при m > N равны нулю, тогда уравнение (13) можно переписать:

$$y(k) = \sum_{m=0}^{N} b_m x(k-m) - \sum_{m=1}^{N} a_m y(k-m), \qquad k = 0,1,2,\ldots$$

Структурная схема данного фильтра при N = 3 в канонической форме показана на рис. 2, а в прямой форме – на рис. 3.

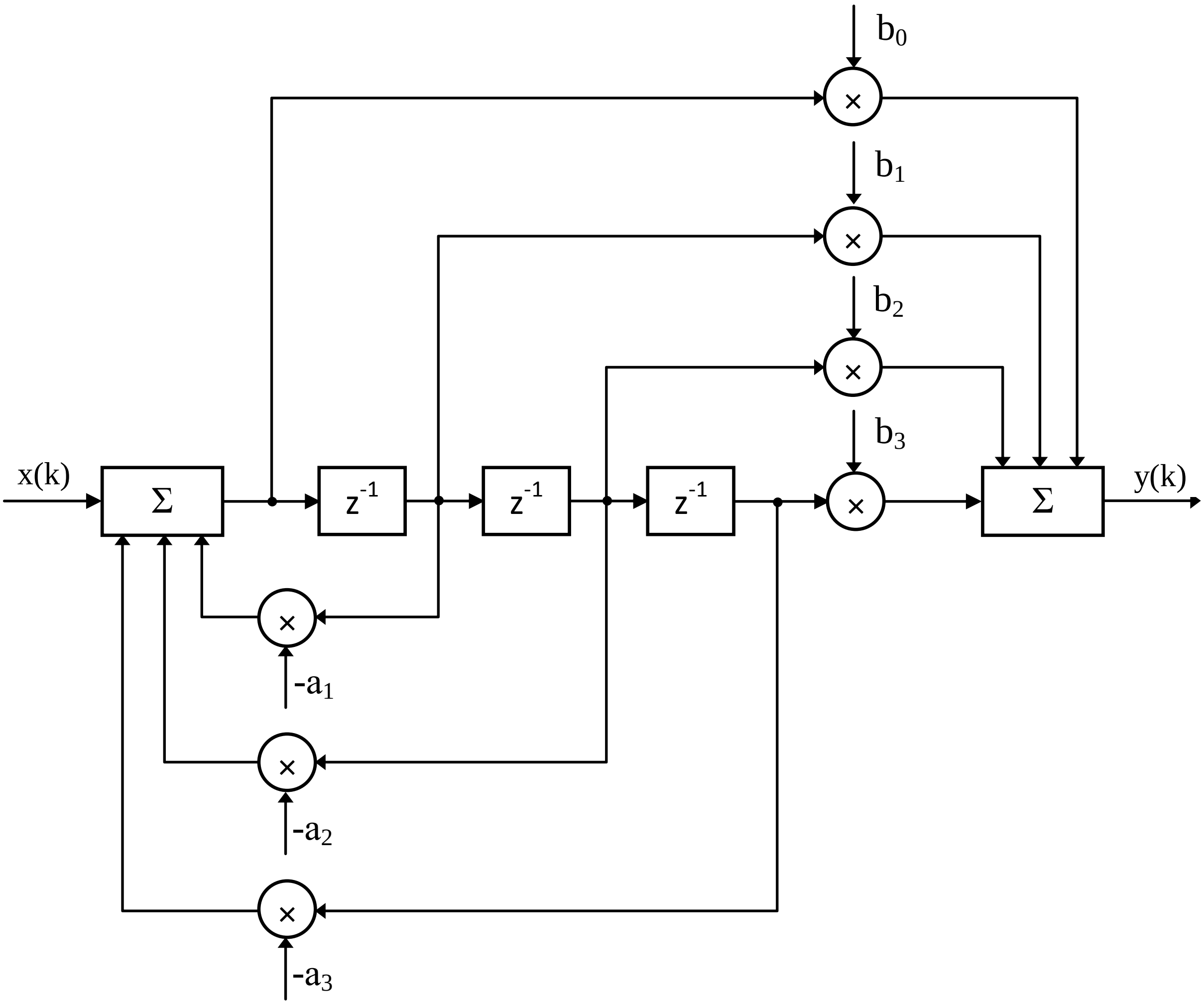

Рис. 2 Структурная схема цифрового фильтра в канонической форме

Пример расчета

Пусть требуется произвести расчет цифрового ФНЧ Баттерворта, удовлетворяющего следующему коридору АЧХ:

Нормированная частота среза $\omega_p = 0{,}2\pi$ [рад/с];

Нормированная частота заграждения $\omega_s = 0{,}6\pi$ [рад/с];

Неравномерность в полосе пропускания $A_p = 1$ дБ;

Уровень подавления в полосе заграждения $A_s = 30$дБ.

Произведем пересчет исходных данных для задания коридора АЧХ аналогового фильтра.

Частота среза Ω_p аналогового фильтра:

$\Omega_p = \mathrm{tg}(\omega_p/2) = \mathrm{tg}(0{,}2\pi/2) \approx 0{,}3254$ рад/с.

Частота заграждения Ω_s аналогового фильтра:
$\Omega_s = tg(\omega_s/2) = tg(0{,}6\pi/2) \approx 1{,}3801$ рад/с.

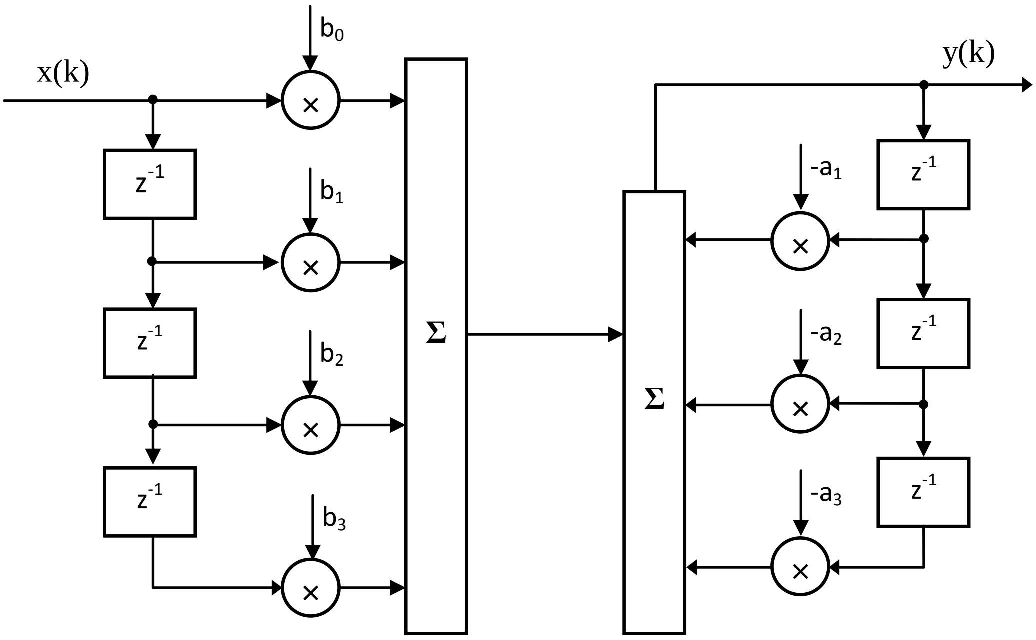

Рис. 3 Структурная схема цифрового фильтра в прямой форме

Неравномерность в полосе пропускания R_p = 1 дБ и уровень подавления R_s = 30 дБ в полосе заграждения при билинейном преобразовании не меняются и при переходе от дБ к разам получим:

$$\varepsilon_p = \sqrt{10^{A_p/10} - 1} = \sqrt{10^{0,1} - 1} \cong 0{,}5088,$$
$$\varepsilon_s = \sqrt{10^{A_s/10} - 1} = \sqrt{10^{3} - 1} \cong 31{,}607.$$

Тогда порядок фильтра

$$N = \frac{\ln(31{,}607/0{,}5088)}{\ln(1{,}3801/0{,}3254)} \cong 2{,}86.$$

Округляем до большего целого и получаем порядок фильтра N = 3. Для него имеем: L = 1, r = 1, $\alpha = \frac{1}{\sqrt[3]{0{,}5088}} \cong 1{,}2526$, $\theta_1 = \pi/6$.

Передаточная характеристика нормированного ФНЧ Баттерворта, будет иметь вид:

$$H_н(s) = \frac{1/0{,}5088}{(s + 1{,}2526)(s^2 + 2 \cdot 1{,}2526\sin(\pi/6)s + 1{,}2526^2)}$$
$$= \frac{1{,}954}{s^3 + 2{,}5052s^2 + 3{,}138s + 1{,}569}$$

Получена характеристика нормированного ФНЧ Баттерворта 3-го порядка с частотой среза 1 рад/с, в то время как нужна передаточная характеристика H(s) аналогового ФНЧ с частотой среза Ω_p =0,3249 рад/с. Для получения H(s) с заданной частотой среза необходимо осуществить замену переменной $s \rightarrow s/\Omega_p$:

$$H(s) = H_н\left(\frac{s}{0{,}3249}\right) = \frac{1{,}954}{29{,}152s^3 + 23{,}73s^2 + 9{,}658s + 1{,}9654} =$$
$$= \frac{1}{14{,}832s^3 + 12{,}074s^2 + 4{,}914s + 1} \qquad (3)$$

Завершающий этап расчетов – преобразование передаточной характеристики (3) аналогового фильтра в искомую передаточную характеристику H(z) цифрового фильтра.

Билинейное преобразование, при T = 2 осуществляется подстановкой

$$s \to \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}},$$

и тогда передаточная характеристика H(z) равна:

$$H(z) = \frac{1}{14{,}832\left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}\right)^3 + 12{,}074\left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}\right)^2 + 4{,}914\left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}\right) + 1}.$$

Раскрыв скобки, приведя подобные члены и отнормировав к свободному члену знаменателя a_0 = 32,82 (коэффициенту при z^0), получим следующую передаточную характеристику:

$$H(z) = \frac{0{,}03047 + 0{,}0914z^{-1} + 0{,}0914z^{-2} + 0{,}03047z^{-3}}{1 - 1{,}483z^{-1} + 0{,}9296z^{-2} - 0{,}2033z^{-3}}. \quad (4)$$

Таким образом, рассчитаны коэффициенты фильтра, приведенные в табл. 1.

Таблица 1.

b_0 = 0,03047	a_0 = 1
b_1 = 0,0914	a_1 = – 1,483
b_2 = 0,0914	a_2 = 0,9296
b_3 = 0,03047	a_3 = – 0,2033

Для проверки соответствия частотной характеристики заданному коридору необходимо построить АЧХ полученного фильтра в виде 10lg{$|H(j\omega)|^2$} (рис. 4), подставив в (4) $z = e^{j\omega}$.

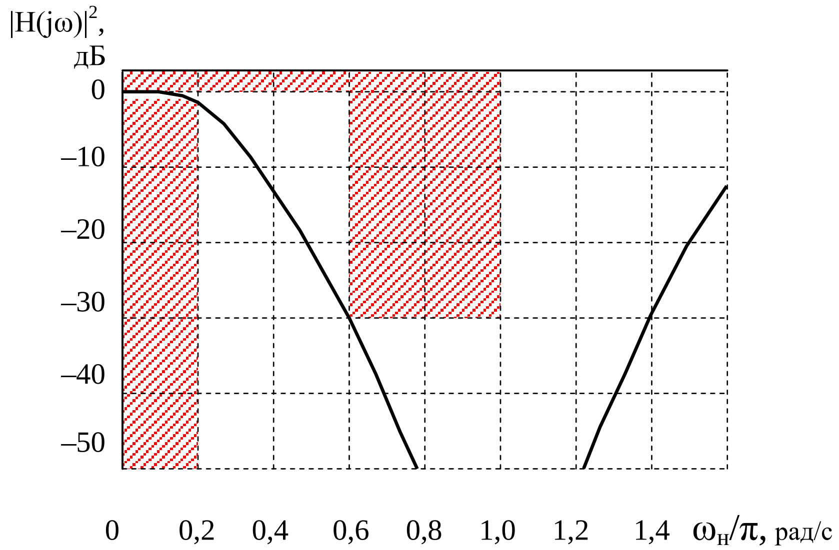

Рис. 4 АЧХ рассчитанного фильтра

На рис. 4 заливкой определен коридор АЧХ, соответствующий исходными данным, а характеристика рассчитанного ФНЧ Баттерворта полностью укладывается в заданный коридор.

Задание к задаче 1

1. По исходным данным, приведенным в таблице 2, рассчитать передаточную характеристику цифрового фильтра Баттерворта. Привести разностное уравнение полученного фильтра.

2. Построить АЧХ рассчитанного фильтра. Определить полосу пропускания фильтра по уровню 3 дБ.

3. В соответствии с указаниями таблицы 3 построить структурную схему рассчитанного рекурсивного фильтра.

Исходные данные к задаче 1

Таблица 2

Последняя цифра шифра	ω_p, рад	ω_s, рад	A_p, дБ	A_s, дБ
1	0,1	0,45	1,0	30
2	0,15	0,5	1,5	35
3	0,2	0,55	2,0	40
4	0,25	0,6	2,5	45
5	0,3	0,65	3,0	50
6	0,3	0,7	3,0	55
7	0,1	0,6	2,5	50
8	0,15	0,55	2,0	45
9	0,2	0,5	1,5	40
0	0,25	0,45	1,0	30

Таблица 3

Предпоследняя цифра шифра	Форма структурной схемы фильтра
четная	прямая
нечетная	каноническая

Задача 2

Расчет нерекурсивного цифрового согласованного фильтра

При синтезе фильтров, которые используются в схемах обнаружения и различения дискретных сигналов, нет необходимости сохранять форму сигнала. Основная задача – обеспечить минимум ошибок при приеме сигналов. Очевидно, что вероятность ошибочного приема будет уменьшаться при увеличении отношения сигнал/шум. Поэтому при синтезе фильтров для дискретных сигналов используется критерий максимума отношения сигнал/шум на выходе фильтра. Фильтры, удовлетворяющие данному критерию называются оптимальными фильтрами, или фильтрами, максимизирующими отношение сигнал/шум.

В случае, когда шум имеет равномерный энергетический спектр (белый шум), то максимум отношения сигнал/шум достигается у фильтра, имеющего АЧХ H(jω) комплексно сопряженную со спектром сигнала S(jω):

$$H(j\omega) = \lambda S^*(j\omega)e^{-j\omega T_0}, \qquad (5)$$

где λ – постоянный множитель;

T_0 – задержка, вносимая фильтром;

* обозначает комплексно-сопряженную величину.

Задержка должна быть не менее длительности сигнала, что является условием физической реализуемости (казуальности) фильтра.

В момент времени T_0 амплитуда сигнала на выходе фильтра и отношение сигнал/шум q достигают своего максимального значения и равно:

$$q = \frac{E}{\sigma^2},$$

где E – энергия сигнала, а σ^2 – дисперсия (мощность) шума на выходе фильтра. Величина q определяется только энергией сигнала и не зависит от его формы.

Импульсная характеристика согласованного фильтра h(t) связана с передаточной характеристикой H(jω) преобразованием Фурье, так же, как и сигнал s(t) со своим спектром S(jω).

Тогда, учитывая условие (5) согласования фильтра с сигналом, для h(t) получим:

$$h(t) = \lambda s(T_0 - t). \qquad (6)$$

Как следует из формулы (6), импульсная характеристика согласованного фильтра является зеркальным отражением временной функции сигнала, сдвинутой на величину T_0.

В цифровых системах обработки сигналов на вход фильтра поступают отсчеты некоторого сигнала x(kT), следующие с интервалом T, k = …, -2, -1, 0, 1, 2, … Импульсная характеристика цифрового фильтра, согласованного с данным сигналом, должна отвечать условию (6) – $h(kT) = \lambda x(T_0 - kT)$. Длительность реального сигнала ограничена, поэтому x(kT) будет иметь значения, отличающиеся от нуля, при k = 0, …, N_0. Полагаем также, что задержка в фильтре $T_0 = N_0T$, а коэффициент λ = 1, что не меняет существа протекающих процессов и величины отношения сигнал/шум. Выбором масштаба времени можно также обеспечить T = 1. При таких допущениях импульсная характеристика согласованного фильтра запишется в виде:

$$h(k) = x(N_0 - k), k \in \{\overline{0,\ N_0}\}.$$

Импульсная характеристика цифрового фильтра конечна, поэтому фильтр может быть реализован по нерекурсивной схеме. Структурная схема такого фильтра при $N_0 = 3$ приведена на рис. 6.

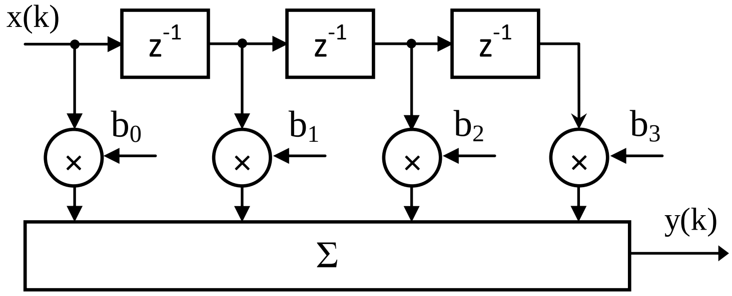

Рис. 6. Схема нерекурсивного фильтра

Выходной сигнал фильтра описывается выражением:

$$y(k) = \sum_{m=0}^{N_0} b_m x(k-m),$$

где $b_m = x(N_0 - m)$.

Пример расчета

В системах связи, радиолокации и других областях используют коды (последовательности) Баркера, обладающие уникальным свойством: их автокорреляционная функция имеет уровень боковых лепестков в N раз меньше главного лепестка, где N – число элементов кода. Всего имеется 6 последовательностей с числом элементов от 3 до 13, приведенных в табл. 4.

Таблица 4

N	Последовательности Баркера	Уровень боковых лепестков
3	+1 +1 −1 *или* +1 −1 +1	-1/3
4	+1 +1 −1 +1 *или* +1 +1 +1 −1	+1/4
5	+1 +1 +1 −1 +1	+1/5
7	+1 +1 +1 −1 −1 +1 −1	-1/7
11	+1 +1 +1 −1 −1 −1 +1 −1 −1 +1 −1	-1/11
13	+1 +1 +1 +1 +1 −1 −1 +1 +1 −1 +1 −1 +1	+1/13

Построим согласованный фильтр для кода Баркера длиной N = 7.

В этом случае сигнал x(k) принимает значения +1, +1, +1, −1, −1, +1, −1, при $k \in \{0, 1, \ldots, 6\}$. Согласованный фильтр для такого сигнала должен иметь импульсную характеристику h(k) = x(7 – k), принимающую значения −1, +1, −1, −1, +1, +1, +1, $k \in \{0, 1, \ldots, 6\}$, а нерекурсивный фильтр должен иметь весовые коэффициенты, приведенные в табл. 5.

Таблица 5

b_0	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6
-1	+1	-1	-1	+1	+1	+1

Учитывая, что умножение на +1 не изменяет значения сомножителя, а умножение на -1 инвертирует его знак, то схема согласованного фильтра для кода Баркера примет вид, показанный на рис. 7.

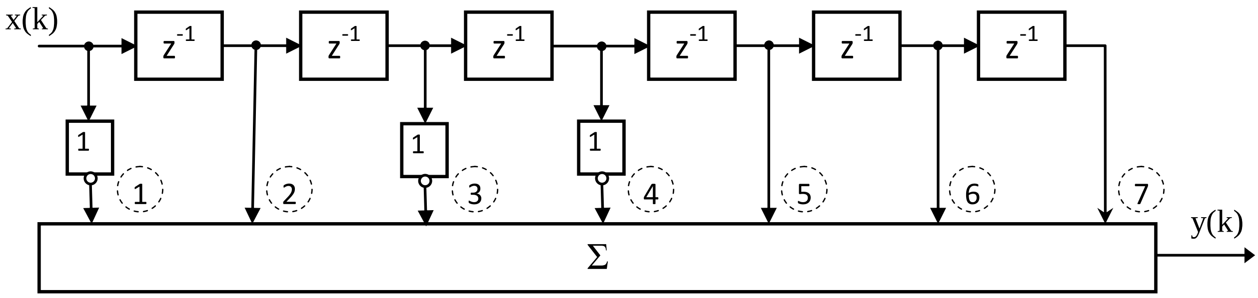

Рис. 8. Согласованный фильтр для кода Баркера при n = 7.

На рис. 9 показан процесс преобразования в согласованном фильтре входного сигнала x(k) в выходной y(k).

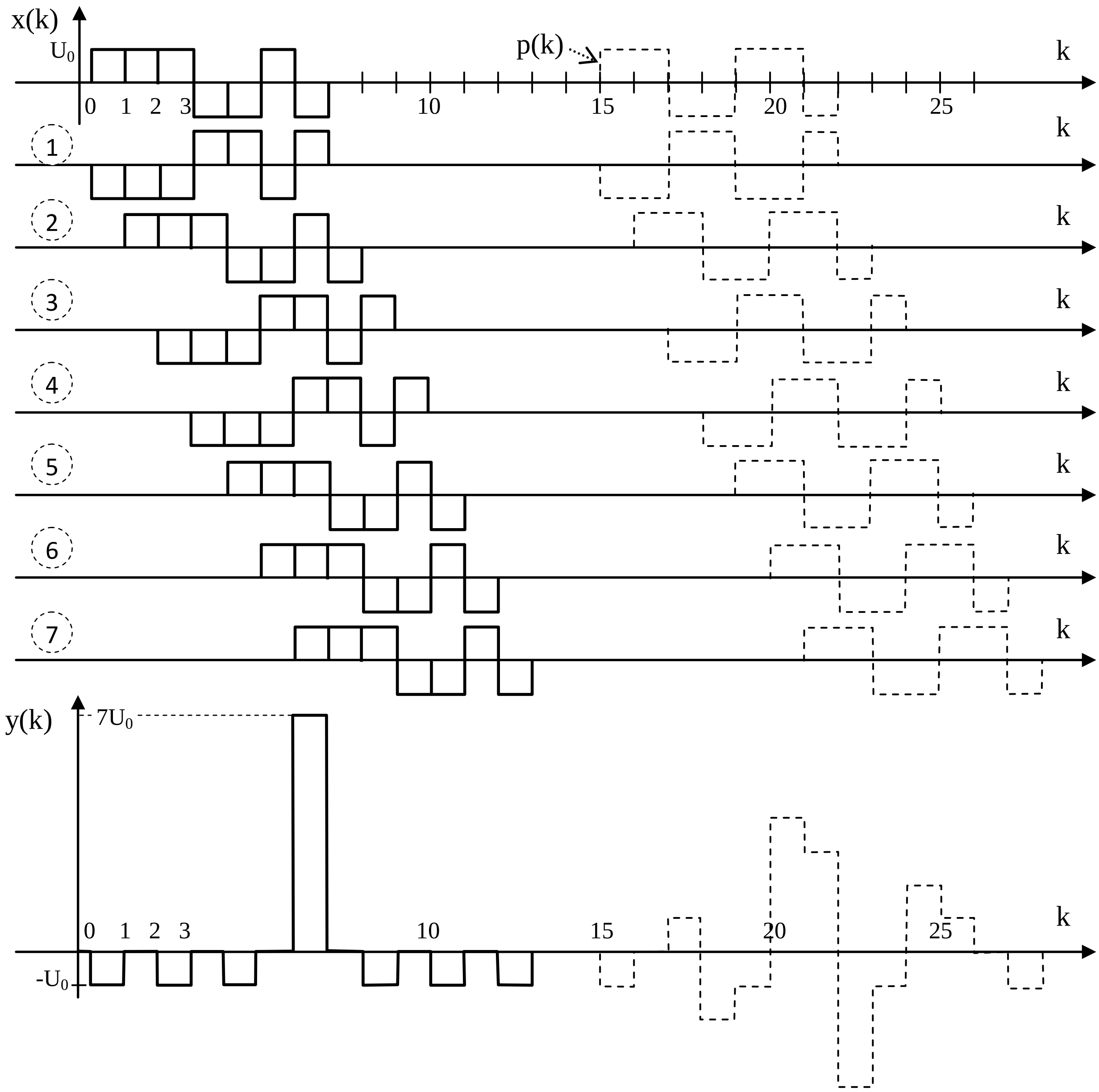

Рис. 9. Сигналы в согласованном фильтре

Из рисунка видно, что отклик на входной согласованный сигнал симметричен относительно основного лепестка. Уровень боковых лепестков определяется как отношение амплитуды наибольшего из боковых лепестков ($U_{бл} = U_0$) к амплитуде основного лепестка ($U_{осн} = 7U_0$):

$$\delta_{бл} = U_{бл} / U_{осн} = 1/7.$$

На этом же рисунке пунктиром показан результат прохождения сигнала p(k), близкого по форме, но не согласованного с фильтром. В этом случае нет четко выраженного основного лепестка и отклик не обладает свойством симметрии.

Задание к задаче 2

1. Студенту необходимо выписать начальные буквы фамилии, имени и отчества (ФИО) и закодировать каждую букву пятиэлементным кодом № 2 (см. Приложение 1).
2. Для полученной 15-элементной кодовой комбинации определить импульсную характеристику согласованного фильтра h(t) и выписать в виде таблицы весовые коэффициенты b_i, $i \in \{0, 1, \ldots, 14\}$. Записать развернутое уравнение выходного сигнала фильтра.
3. Изобразить структурную схему фильтра с учетом значений весовых коэффициентов.
4. Графически изобразить процесс формирования выходного сигнала согласованного фильтра. По полученному графику определить уровень боковых лепестков автокорреляционной функции кодовой комбинации.

Приложение 1

№ комбинации	Международный код №2			Кодовые комбинации				
	буквы кириллицы	буквы латиницы	цифры, знаки	1	2	3	4	5
1	А	A	-	+	+	–	–	–
2	Б	B	?	+	–	–	+	+
3	Ц	C	:	–	+	+	+	–
4	Д	D	~	+	–	–	+	–
5	Е	E	3	+	–	–	–	–
6	Ф	F	Э	+	–	+	+	–
7	Г	G	Ш	–	+	–	+	+
8	Х	H	Щ	–	–	+	–	+
9	И	I	8	–	+	+	–	–
10	Й	J	Ю	+	+	–	+	–
11	К	K	)	+	+	+	+	–
12	Л	L	(	–	+	–	–	+
13	М	M	. (ТЧК)	–	–	+	+	+
14	Н	N	, (ЗПТ)	–	–	+	+	–
15	О	O	9	–	–	–	+	+
16	П	P	0	–	+	+	–	+
17	Я	Q	1	+	+	+	–	+
18	Р	R	4 (Ч)	–	+	–	+	–
19	С	S	' (АПФ)	+	–	+	–	–
20	Т	T	5	–	–	–	–	+
21	У	U	7	+	+	+	–	–
22	Ж	V	=	–	+	+	+	+
23	В	W	2	+	+	–	–	+
24	Ь	X	/	+	–	+	+	+
25	Ы	Y	6	+	–	+	–	+
26	З	Z	+	+	–	–	–	+
27	< Возврат каретки (ВК)			–	–	–	+	–
28	≡Перевод строки (ПС)			–	+	–	–	–
29	↨Буквы латинские (Лат)			+	+	+	+	+
30	↑Цифры (ЦИФ)			+	+	–	+	+
31	-> Пробел (ПР)			–	–	+	–	–
32	↓Буквы русские (Рус)			–	–	–	–	–