Оглавление

Введение.

Целью курсового проекта является приобретение и развитие навыков и умений анализа помехоустойчивостии эффективности цифровых систем передачи информации, а также в проектировании цифровых рекурсивных фильтров по аналоговому фильтру прототипу.

В данной курсовой работе будем рассматривать линейные фильтры, то есть фильтры, реакция которых (выходной сигнал) на сумму двух входных может быть представлена как сумма его реакций на отдельные составляющие входного сигнала.

Рассмотренный в работе цифровой фильтр относится к так называемым рекурсивным фильтрам. Своим названием они обязаны наличием «обратной связи»– выходной сигнал снова подается на вход системы. Как правило (но не всегда), рекурсивные цифровые фильтры обладают бесконечной импульсной характеристикой, то есть являются БИХ-фильтрами.

Задание на курсовую работу:

В курсовом проекте следует произвести синтез цифрового рекурсивного фильтра нижних частот, с заданными параметрами. Расчет фильтра и построение основных характеристик проводились при помощи стандартных средств MatLab, проверка полученных данных – при помощи специализированных функций MatLab. На рисунке 1 представлена структурная схема цифрового фильтра.

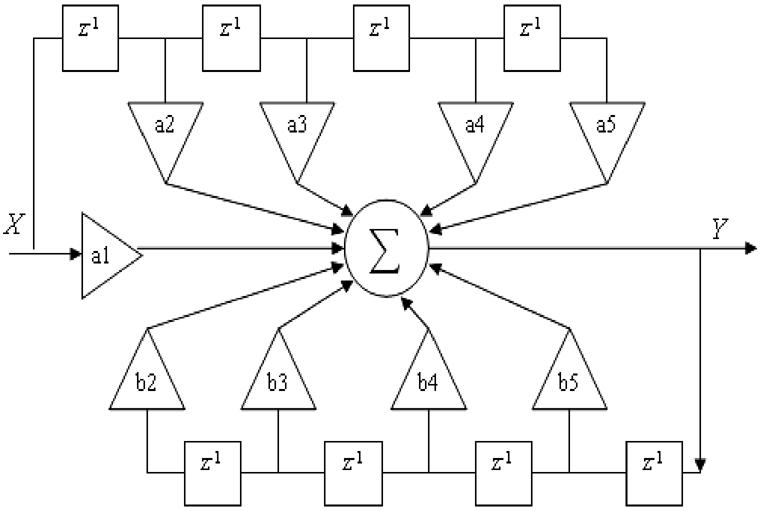


Рисунок. 1 - Структурная схема цифрового фильтра

Исходные данные:

Вариант №1

Частота дискретизации (Fд, Гц) – 1000

Частота среза (Fс, Гц) – 200

Неравномерность АЧХ в полосе пропускания (а, дБ) – 2

Порядок фильтра (n) - 3

Задание 1. Расчет аналогового фильтра-прототипа

Требуется выполнить:

Получить аналитическое выражение передаточной функции аналогового фильтра-прототипа, используя справочные данные.

Расчет:

Обобщенная передаточная функция фильтров Баттерворта, Чебышева и эллиптических:

$$H(s)=\frac{K_0}{F\cdot s+Q}\prod_{k=1}^{r}\frac{C\cdot s^2+A_{0k}}{s^2+B_{1k}\cdot s+B_{0k}}\text{, (1.1)}$$

где коэффициенты $F, Q, C, A_{0k}\ (k=\overline{1,r})$ (для различных типов аналоговых нормированных ФНЧ определяются табличными данными),

$$r=\begin{cases}\dfrac{n-1}{2} & при\, \mathrm{n}-нечетном;\\ \dfrac{n}{2} & при\, \mathrm{n}-четном.\end{cases} \qquad (1.2)$$

Для фильтра Баттерворта верхних частот третьего порядка: Q = 1, F = 1, A_{0k} = 1, C = 0.

$$r=\frac{n-1}{2}=\frac{3-1}{2}=1 \qquad (1.3)$$

Подставим значения этих коэффициентов в выражение (1.1), т.о. получим:

$$H(S)=\frac{K_0}{S+1}\cdot\frac{1}{S^2+B_{11}S+B_{01}}\text{. (1.4)}$$

Найдем значения коэффициентов в выражении (1.4).

$$B_{1k}=-(s_{pk}+s_{pk}^{*})=-2\,\mathrm{Re}(s_{pk}),\quad k=\overline{1,r}; \qquad (1.5)$$

$$B_{0k}=s_{pk}s_{pk}^{*}=\left|s_{pk}\right|^2,\quad k=\overline{1,r}; \qquad (1.6)$$

$$K_0=\prod_{k=1}^{r}B_{0k}. \qquad (1.7)$$

Найдём полюсы передаточной функции s_{pk} по формуле:

$$s_{pk}=\sigma_k+j\Omega_k=e^{\frac{j\pi}{2}\left(1+\frac{2k-1}{n}\right)},\quad k=\overline{1,n}. \qquad (1.8)$$

$$s_{p1}=e^{\frac{j\pi}{2}\left(1+\frac{2\cdot 1-1}{3}\right)}=e^{\frac{j2\pi}{3}}=\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)+j\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)=-0{,}5+j0{,}866;$$

Так как s_{p1}^{*} - комплексно-сопряжённое для s_{p1}, то имеем:

$$s_{p1}^{*} = -0{,}5 - j0{,}866.$$

Подставим найденные значения в формулы (1.5) и (1.6)

$$B_{11} = -(s_{p1} + s_{p1}^{*}) = -2\operatorname{Re}(s_{p1}) = -2(-0{,}5) = 1;$$

$$B_{01} = s_{p1} s_{p1}^{*} = (-0{,}5 + j0{,}866)(-0{,}5 + j0{,}866);$$

Нам известно, что умножение комплексной величины на сопряжённую ей даёт единицу, следовательно, получаем:

$B_{01} = 1$

Из формулы (1.7) найдем нормирующий множитель K_0 :

$$K_0 = \prod_{k=1}^{r} B_{0k} = \prod_{k=1}^{1} B_{0k} = B_{01} = 1;$$

Подставляя найденные значения в формулу (1.4) получим передаточную функцию аналогового фильтра-прототипа:

$$H(S) = \frac{1}{S+1} \cdot \frac{1}{S^2 + S + 1}$$

Задание 2. Расчет цифрового фильтра

Требуется выполнить:

Применив билинейное преобразование, получить аналитическое выражение передаточной функции цифрового фильтра.

Расчет:

1-ый этап - денормирование частоты в аналоговой области. В результате получаем передаточную функцию H (p) аналогового фильтра, частоты среза которого соответствуют заданным. Операция денормирования соответствует отображению комплексной S-плоскости в комплексную P-плоскость. При этом используется следующая замена аргумента:

$$H(z) = H(p)\big|\, p = \eta(z) .$$

Подстановка $s = \frac{\omega_n}{p}$ в выражение $H(s)$ приводит к формуле:

$$H(p) = \frac{Q_1 \cdot p + Q_0}{F_1 \cdot p + F_0} \prod_{k=1}^{r} \frac{E_{2k} \cdot p^2 + E_{0k}}{p^2 + D_{1k} \cdot p + D_{0k}},$$

где, $Q_1 = K_0, Q_0 = 0, F_1 = Q$

$F_0 = \omega_n$

$E_{21} = \dfrac{A_{01}}{B_{01}}$

$E_{01} = \dfrac{C \cdot {\omega_n}^2}{B_{01}}$

$$D_{11} = \frac{B_{11} \cdot \omega}{B_{01}}$$

$$D_{01} = \frac{{\omega_n}^2}{B_{01}}$$

Подставим численные значения в выражения. Получаем:

$F_0 = \omega_n = 2\pi f_c = 2 \cdot 3.14 \cdot 200 = 1256.637$ (Рад/с)

Подставим найденные коэффициенты в формулу и получим передаточную функцию H(p) аналогового фильтра:

$$H(p) = \frac{p}{p + 1256.6} \cdot \frac{p^2}{p^2 + 1256.6p + 1579136.7}$$

Перемножим полученные дроби и получим:

$$E_{21} = \frac{1}{1} = 1$$

$$E_{01} = 0$$

$$D_{11} = \frac{1 \cdot 1256.6}{1} = 1256.6$$

$$D_{01} = \frac{1256.6^2}{1} = 1579136.704$$

$$H(p) = \frac{p^3}{p^3 + 2513.2 \cdot p^2 + 3158180.26p + 198434177.22}$$

2-ой этап - дискретизаия - в результате выполнения которого получают передаточную функцию ЦФ H(Z). Операция дискретизации соответствует отображению комплексной P плоскости в комплексную Z-плоскость. При этом мнимая ось P-плоскости должна отображаться в единичную окружность Z-плоскости, а левая полуплоскость P-плоскости - во внутреннюю часть круга единичного радиуса Z-плоскости. Выполнение этих требований гарантирует сохранение селективных свойств и устойчивости фильтра при дискретизации.

$$H(z) = H(p)\big| p \to \eta(z)$$.

Одним из способов дискретизации является билинейное преобразование:

$$p = \eta(z) = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} = 2 \cdot f_д \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$,

Билинейное преобразование передаточной функции аналогового фильтра в форме (2.2) приводит к передаточной функции дискретного фильтра следующего вида:

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1}}{1 + b_1 z^{-1}} \prod_{k=1}^{r} \frac{a_{0k} + a_{1k} z^{-1} + a_{2k} z^{-2}}{1 + b_{1k} z^{-1} + b_{2k} z^{-2}}$$. (2.12)

Теперь рассчитаем коэффициенты этой ПФ:

$$a_0 = \frac{Q_0 + (2 \cdot f д) \cdot Q_1}{F_0 + (2 \cdot f д) \cdot F_1} = 0.614$$

$$a_1 = \frac{Q_0 - (2 \cdot f д) \cdot Q_1}{F_0 + (2 \cdot f д) \cdot F_1} = -0.614$$

$$b_1 = \frac{F_0 - (2 \cdot f д) \cdot F_1}{F_0 + (2 \cdot f д) \cdot F_1} = -0.228$$

$$a_{01} = \frac{E_{01} + (2 \cdot f д)^2 \cdot E_{21}}{D_{01} + (2 \cdot f д) \cdot D_{11} + (2 \cdot f д)^2} = 0.494$$

$$a_{11} = \frac{2(E_{01} + (2 \cdot f д)^2 \cdot E_{21})}{D_{01} + (2 \cdot f д) \cdot D_{11} + (2 \cdot f д)^2} = -0{,}989$$

$$a_{21} = \frac{E_{01} + (2 \cdot f д)^2 \cdot E_{21}}{D_{01} + (2 \cdot f д) \cdot D_{11} + (2 \cdot f д)^2} = 0.494$$

$$b_{11} = \frac{2(D_{01} + (2 \cdot f д)^2)}{D_{01} + (2 \cdot f д) \cdot D_{11} + (2 \cdot f д)^2} = -0{,}598$$

$$b_{21} = \frac{D_{01} - (2 \cdot f д) \cdot D_{11} + (2 \cdot f д)^2}{D_{01} + (2 \cdot f д) \cdot D_{11} + (2 \cdot f д)^2} = 0.379$$

Второй способ:

Возможно также объединение этапов денормирования и дискретизации:

$$H(z) = H(s)\big| s = \xi(\eta(z)) = \varphi(z).$$

При этом получается двухэтапная процедура синтеза. Если для дискретизации используется билинейное преобразование, то процедура (2.21) называется обобщенным билинейным преобразованием.

Формулы $s = \varphi(z)$ обобщенного билинейного преобразования приведены в таблице №1 и таблице №2.

Таблица 1

Тип цифрового фильтра	Формула замены оператора $s = \varphi(z)$
ФВЧ	$s = \frac{g(1 + z^{-1})}{1 - z^{-1}}$ где, $g = tg(\pi \cdot W_n)$

Таблица 2

Тип фильтра	Передаточные функции блоков $H_k(S)$ и $H_k(Z)$	Выражения для коэффициентов цифрового фильтра
ФВЧ	$\frac{K_0}{F_s + Q} \to \frac{a_0 + a_1 z^{-1}}{1 + b_1 z^{-1}}$	n нечетный $a_0 = \frac{K_0}{\beta}, a_1 = -\frac{K_0}{\beta}$ $b_1 = (F_g - Q)/\beta$ где $\beta = F_g + Q$
		n четный $a_0 = K_0, a_1 = 0, b_1 = 0$

	$$\prod_{k=1}^{r}\frac{C_s{}^2 + A_{0k}}{S^2 + B_{1k}S + B_{0k}} \rightarrow$$ $$\rightarrow \prod_{k=1}^{r}\frac{a_{0k} + a_{1k}z^{-1} + a_{2k}z^{-2}}{1 + b_{1k}z^{-1} + b_{2k}z^{-2}}$$	$$a_{0k} = \frac{Cg^2 + A_{0k}}{\beta_k}$$ $$a_{1k} = \frac{2(Cg^2 - A_{0k})}{\beta_k}$$ $$a_{2k} = \frac{Cg^2 + A_{0k}}{\beta_k}$$ $$b_{1k} = \frac{2(g^2 - B_{0k})}{\beta_k}$$ $$b_{2k} = \frac{g^2 - B_{1k}g + B_{0k}}{\beta_k}$$ где, $\beta_k = g^2 + B_{1k}g + B_{0k}$

Найдем численные значения параметра преобразования g и коэффициенты блоков передаточной функции:

$g = \tan(\pi \cdot Wc)$

где, Wc – нормированная частота среза.

$Wc = \frac{f\text{с}}{f\text{д}}$ =0.2

Следовательно,

$g = \tan(\pi \cdot Wc) = 0.727$

$\beta = F \cdot g + Q = 1.272$

$$a_0 = \frac{K_0}{\beta} = 0.579$$

$$a_1 = -\frac{K_0}{\beta} = -0.579$$

$$b_1 = \frac{F \cdot g - Q}{\beta} = -0.158$$

$$\beta_1 = g^2 + B_{11} \cdot g + B_{01} = 2{,}254$$

$$a_{01} = a_{21} = \frac{C \cdot g^2 + A_{01}}{\beta_1} = 0.444$$

$$a_{11} = \frac{2(C \cdot g^2 - A_{01})}{\beta_1} = -0{,}887$$

$$b_{11} = \frac{2(C \cdot g^2 - B_{01})}{\beta_1} = -0{,}419$$

$$b_{21} = \frac{g^2 - B_{11}g + B_{01}}{\beta_1} = 0.355$$

Сравним значения коэффициентов, полученные при расчете первым и вторым способом (таблица 3).

Таблица 3

	a_0	a_1	b_1	a_{01}	a_{11}	a_{21}	b_{11}	b_{21}
1 способ	0,614	-0,614	-0,228	0,494	-0,989	0,494	-0,598	0,379
2 способ	0,579	-0,579	-0,158	0,444	-0,887	0,444	-0,419	0,355

Как видно из таблицы №3, коэффициенты, рассчитанные первым и вторым способом мало отличаются, значит, они найдены верно.

Подставляем полученные значения в выражение:

$$H(z)=\frac{a_0+a_1 z^{-1}}{1+b_1 z^{-1}}\prod_{k=1}^{r}\frac{a_{0k}+a_{1k} z^{-1}+a_{2k} z^{-2}}{1+b_{1k} z^{-1}+b_{2k} z^{-2}}$$

получим передаточную функцию цифрового фильтра:

$$H(z)=\frac{0.614-0.614\cdot z^{-1}}{1-0.228\cdot z^{-1}}\prod_{k=1}^{r}\frac{0.494-0,989\cdot z^{-1}+0.494\cdot z^{-2}}{1-0,598\cdot z^{-1}+0.379\cdot z^{-2}}=$$

$$=\frac{0,303-0,91\cdot z^{-1}+0,91\cdot z^{-2}+0,303\cdot z^{-3}}{1-0,826\cdot z^{-1}+0.515\cdot z^{-2}-0.086\cdot z^{-3}}$$

Таким образом получим передаточную функцию цифрового фильтра:

$$H(z)=\frac{0,303-0,91\cdot z^{-1}+0,91\cdot z^{-2}+0,303\cdot z^{-3}}{1-0,826\cdot z^{-1}+0.515\cdot z^{-2}-0.086\cdot z^{-3}}$$

Задание 3. Построение структурных схем фильтра

Цифровые фильтры с заданной передаточной функцией можно построить различными способами. В любом реальном цифровом фильтре шумы и погрешности, появляющиеся при квантовании, существенно зависят от структуры фильтра. Прежде всего, все фильтры можно разделить на два больших класса: рекурсивные и нерекурсивные. Для рекурсивных фильтров соотношение между входной последовательностью $x(n)$ и откликом $y(n)$ может быть записано в виде:

$y(n)=F(y(n-1),y(n-2),\dots,x(n),x(n-1),\dots)$, (3.1)

то есть текущий отсчет отклика $y(n)$ определяется не только текущим и предшествующим значениями входной последовательности, но и предшествующими отсчетами отклика. В нерекурсивных фильтрах связь между входной последовательностью и откликом имеет вид:

$y(n)=F(x(n),x(n-1),\dots)$, (3.2)

то есть текущий отсчет отклика зависит от текущего и предшествующих значений входной последовательности.

Z-преобразование, соответствующее цифровому фильтру, можно выразить в виде дробно-рационального полинома от переменной z-1, т.е.

$H(z)=\frac{Y(z)}{X(z)}=\frac{\sum_{i=0}^{N}a_i z^{-i}}{\sum_{i=0}^{N}b_i z^{-i}}$, (3.3)

причем $b_0=1$ (предполагается, что степени числителя и знаменателя одинаковы.). Приведя равенство к общему знаменателю, получим:

$Y(z)\sum_{i=1}^{N}b_i z^{-1}=X(z)\sum_{i=1}^{N}a_i z^{-i}$, (3.4)

Если рассматривать члены вида z-k Y(z) как обратные z-преобразования последовательности $y(n-k)$, то, взяв обратные z-преобразования обеих частей равенства, можно получить искомое разностное уравнение:

$\sum_{i=0}^{N} b_i y(n-i) = \sum_{i=0}^{N} a_i x(n-i)$, (3.5)

Поскольку b0=1, уравнение можно решить относительно $y(n)$:

$y(n) = \sum_{i=0}^{N} a_i x(n-i) - \sum_{i=0}^{N} b_i y(n-i)$, (3.6)

Уравнение (3.6) реализует прямую форму. В ней для преобразования цепей, соответствующих числителю и знаменателю формулы (3.3), используются раздельные элементы задержки.

По передаточной функции цифрового фильтра построим структурную схему его реализации прямым способом. Для построения структурной схемы по известной передаточной функции получим уравнение в конечных разностях:

$$H(z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{0{,}303 - 0{,}91 \cdot z^{-1} + 0{,}91 \cdot z^{-2} + 0{,}303 \cdot z^{-3}}{1 - 0{,}826 \cdot z^{-1} + 0.515 \cdot z^{-2} - 0.086 \cdot z^{-3}} \quad (3.7)$$

Выразим из соотношения (3.7) Y:

$$Y = X \cdot \frac{0{,}303 - 0{,}91 \cdot z^{-1} + 0{,}91 \cdot z^{-2} + 0{,}303 \cdot z^{-3}}{1 - 0{,}826 \cdot z^{-1} + 0.515 \cdot z^{-2} - 0.086 \cdot z^{-3}} \sum \quad (3.8)$$

На основании формулы (3.8) построим структурную схему рекурсивного фильтра (рис. 2).

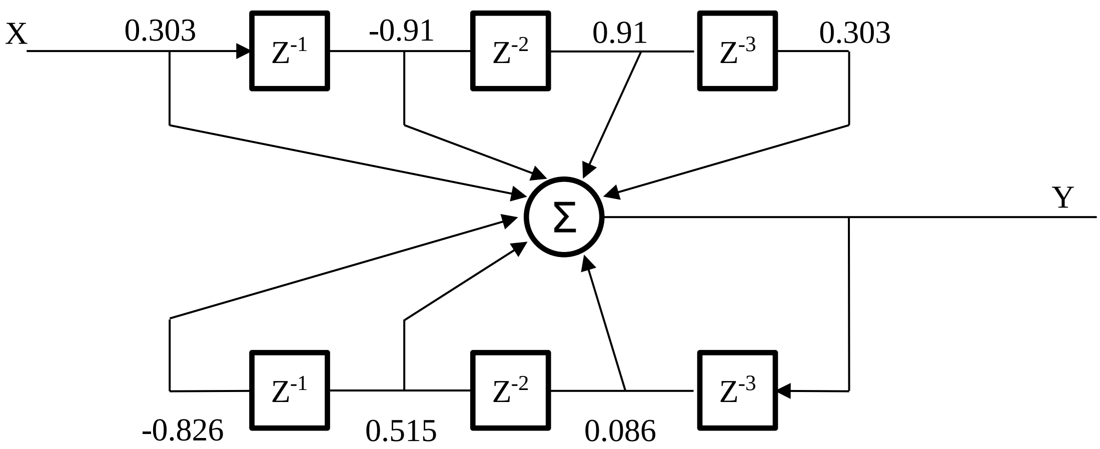


Рис.2 - Структурная схема фильтра (прямой способ построения)

Если записать формулу (3.3) в ином виде:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \underbrace{\left(\frac{1}{\sum_{i=0}^{N} b_i z^{-i}} \right)}_{H_1(z)} * \underbrace{\left(\sum_{i=0}^{N} a_i z^{-1} \right)}_{H_2(z)} , (3.9)$$

то можно получить другую структуру цифрового фильтра. Такой фильтр состоит из двух последовательно соединенных фильтров с коэффициентами передачи соответственно $H_1(Z)$ и $H_2(Z)$. Первый из фильтров имеет только полюсы, а второй - только нули.

Если записать

$$H_1(z)=\frac{W(z)}{X(z)}=\frac{1}{\sum_{i=0}^{N} b_i z^{-1}}$$; (3.10)

$$H_2(z)=\frac{Y(z)}{W(z)}=\sum_{i=0}^{N} a_i z^{-1}$$, (3.11)

то получается пара разностных уравнений (b0=1):

$$w(n)=x(n)-\sum_{i=1}^{N} b_i w(n-i)$$; (3.12)

$$y(n)=\sum_{i=0}^{N} a_i w(n-i)$$. (3.13)

Поскольку в цепях, соответствующих $H_1(Z)$ и $H_2(Z)$, сигнал $w(n)$ задерживается одинаково, то для построения фильтра достаточно использовать один набор элементов задержки. Такую структуру называют прямой формой 2 или канонической формой, так как в ней используется минимальное количество сумматоров, умножителей и элементов задержки.

Для построения структурной схемы каноническим методом введем в соотношение (3.3) вспомогательную функцию $D(z)$:

$$H(z)=\frac{Y(Z)}{X(Z)}=\frac{(0{,}303-0{,}91\cdot z^{-1}+0{,}91\cdot z^{-2}+0{,}303\cdot z^{-3})\cdot D(Z)}{(1-0{,}826\cdot z^{-1}+0.515\cdot z^{-2}-0.086\cdot z^{-3})\cdot D(Z)}$$

откуда:

$$D(z)=\frac{X(Z)}{1-0.826\cdot z^{-1}+0.515\cdot z^{-2}-0.086\cdot z^{-3}}$$

При использовании канонического способа построения структурной схемы в ее составе всегда будет два сумматора, причем выходной сигнал первого из них всегда будет равен функции $D(Z)$.

Структурная схема приведена на рисунке 3.

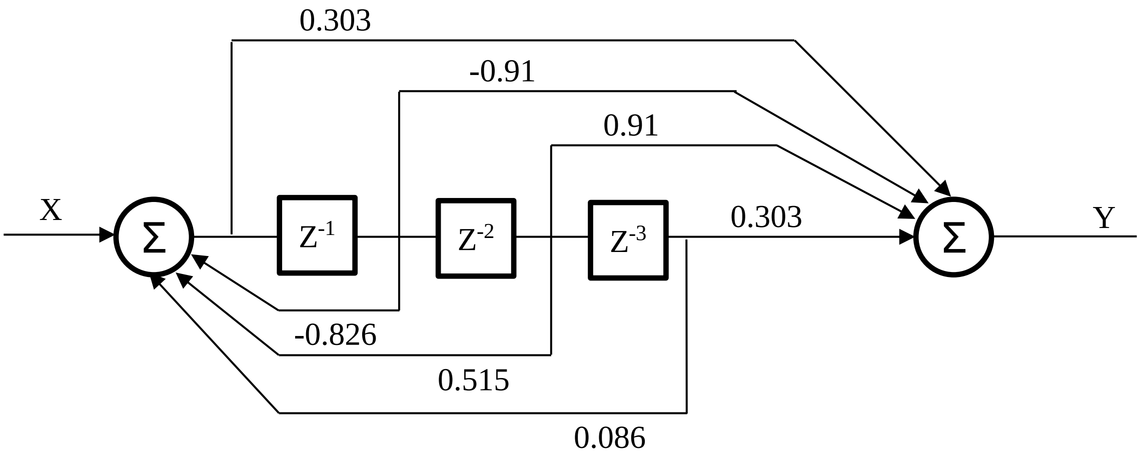


Рис.3 - Структурная схема цифрового фильтра (канонический способ построения)

Существуют также и другие формы реализации цифровых фильтров: каскадная (последовательная), параллельная, параллельно-последовательная, и т.д. Выбор наилучшей из этих многочисленных схем определяется экономическими соображениями. Они же зависят от свойств, структур или ограниченной точности представления переменных и коэффициентов фильтров.

Задание 4. Реализационные характеристики фильтра

Определим реализационные характеристики цифрового фильтра по структурным схемам. Реализационные характеристики определяют сложность аппаратной реализации, и моделирования фильтра в реальном масштабе времени.

L_0 - число ячеек оперативной памяти, необходимое для реализации фильтра. Оно равно числу элементов задержки в структурной схеме.

L_n - число ячеек постоянной памяти, необходимое для реализации фильтра. Оно равно числу различных постоянных множителей.

V_y - число операций умножения, которое должно быть выполнено за время T для получения одного отсчета выходного сигнала. Оно равно числу множительных устройств.

V_s - число операций сложения. Оно равно суммарному числу входов сумматоров, минус число сумматоров.

Реализационные характеристики фильтра при построении прямым способом:

$L_0 = 6$, $L_n = 7$, $V_y = 7$, $V_s = (7-1) = 6$.

Реализационные характеристики фильтра при построении каноническим способом:

$L_0 = 3$, $L_n = 9$, $V_y = 9$, $V_s = (8-2) = 6$

Задание 5. Синтез цифрового фильтра в системе программирования MATLAB

Получим коэффициенты передаточной функции цифрового фильтра Баттерворта верхних частот третьего порядка с помощью системы MatLab. Напишем программу:

```
n=3; fc=200; fd=2500; r=5;
Wn=2*(fc/fs)
[b,a]=butter(n,Wn,'high')
```

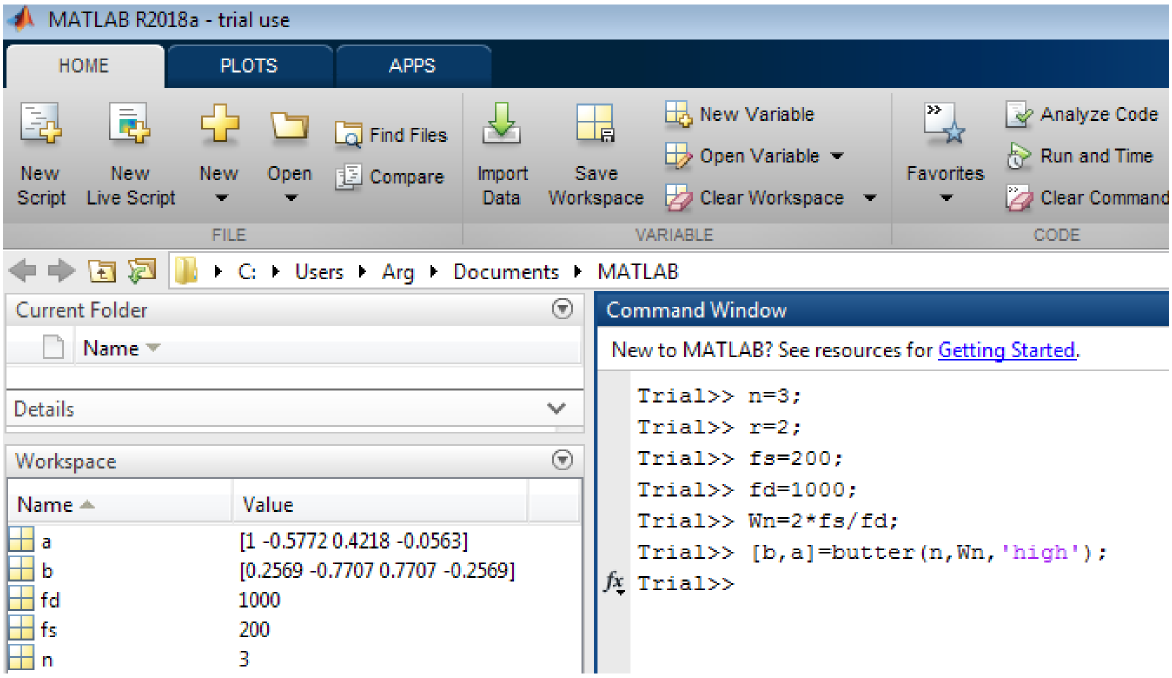


Рис. 4. Листинг программы МатЛаб

Сравним результаты, полученные при расчете по формулам и в MatLab (таблица 3).

Таблица 3

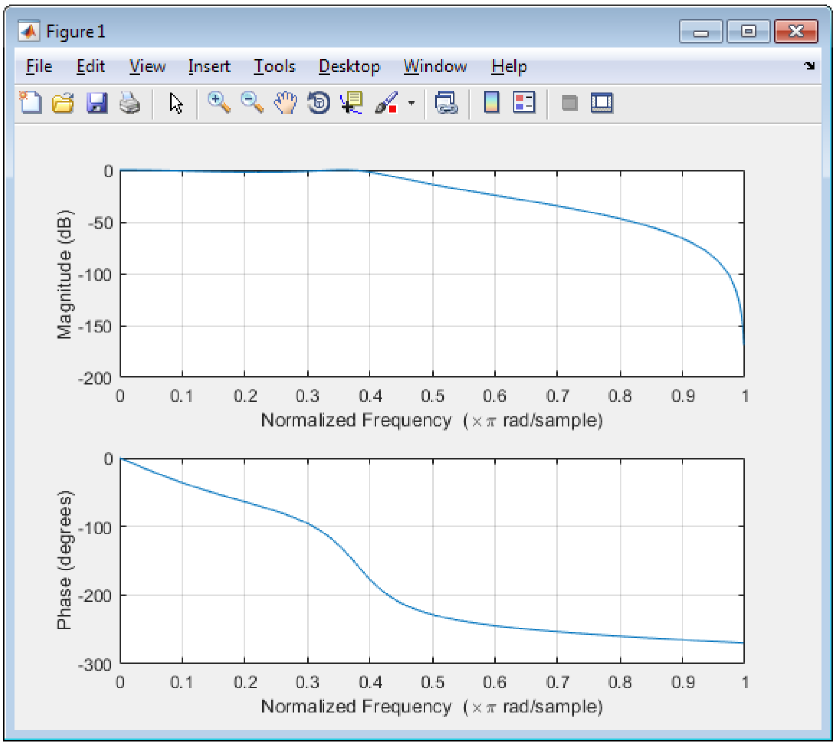
Расчетные результаты	a1	a2	a3	a4	b1	b2	b3
По формулам							
MatLab							

Сравнивая полученные результаты видим, что они почти совпадают.

Задание 6. Частотные характеристики фильтра в MatLab

Построить АЧХ и ФЧХ синтезированного цифрового фильтра:

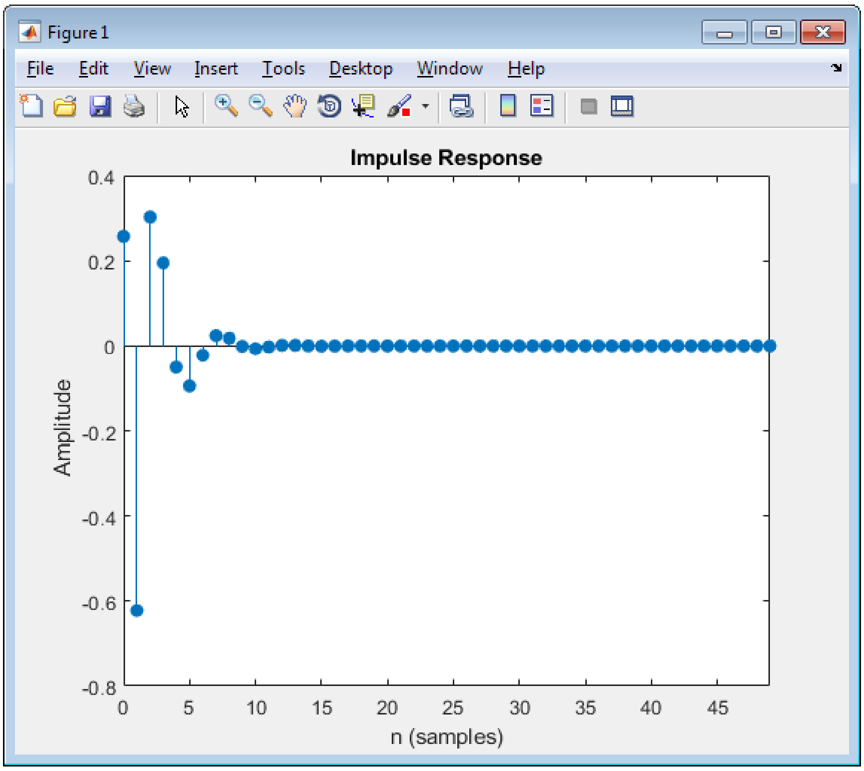
freqz(a,b)



Задание 7. Импульсная характеристика фильтра в MatLab

Построить импульсную характеристику цифрового фильтра для первых 50 отсчетов.

impz(b,a,50)



10. Вывод:

В результате курсовой работы я закрепил навыки по анализу систем передачи непрерывных сообщений цифровыми методами, расчет характеристик помехоустойчивости и других показателей качества передачи информации по каналу связи с помехами.

В данной курсовой работе отражены принципы создания цифровой передачи. В настоящее время речь идет о создании систем, в которых наблюдаются показатели эффективности близкие к предельным. Одновременно требование высоких скоростей и верности передачи приводит к необходимости применения систем, в которых используются многопозиционные сигналы и мощные корректирующие коды. При этом два модема должны быть хорошо согласованны, чтобы обеспечить наибольшую эффективность систем связи в целом.

Список используемой литературы

1. Шебес М.Р., Каблукова М.В. Задачник по теории электрических цепей. – М.: Высшая школа, 1990. – 544с.

2. Р.Зааль. Справочник по расчету фильтров. – М.: Радио и связь, 1983. – 752с.

3. Воробиенко П.П. Теория линейных электрических цепей / Учебное пособие для вузов / Сборник задач и упражнений. – М.: Радио и связь, 1989. – 328с.

4. Д.Джонсон, Дж. Джонсон, Г.Мур. Справочник по активным фильтрам. – М.: Энергоиздат, 1983. – 128с.

5. Карлащук В.И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и её применение. М.: Солон – Р, 2001,736с.

6. Электротехника и электроника в экспериментах и упражнениях: Практикум на Electronics Workbench : в 2-х томах/ Под общей ред. Д.И. Панфилова. М.:ДОДЭКА, 2000.