

Документ подписан простой электронной подписью

Информация о владельце:

ФИО: Локтионова Оксана Геннадьевна

Должность: проректор по учебной работе

Дата подписания: 01.03.2023 08:10:39

Уникальный программный ключ:

0b817ca911e6668abb13a5d426d39e3f1e11e3bbf73e943d64a85161c56d029

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Юго-Западный государственный университет»
(ЮЗГУ)

Кафедра космического приборостроения и систем связи

УТВЕРЖАЮ

Проректор по учебной работе

О.Г. Локтионова

« 6 » _____ 2021 г.



РАЗРАБОТКА И РЕАЛИЗАЦИЯ ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА НА МИКРОКОНТРОЛЛЕРЕ AVR

Методические указания по выполнению курсовой работы
для студентов, обучающихся по специальности
10.05.02 «Информационная безопасность
телекоммуникационных систем»

Курск 2021

УДК 004.383.3

Составитель: Д.С. Коптев

Рецензент

Доктор технических наук, старший научный сотрудник, профессор
кафедры космического приборостроения и систем связи

В.Г. Андронов

Разработка и реализация цифрового фильтра на микроконтроллере AVR: методические указания по выполнению курсовой работы по дисциплине «Цифровая обработка сигналов» / Юго-Зап. гос. ун-т; сост.: Д.С. Коптев – Курск, 2021. – 33 с.

Методические указания по выполнению курсовой работы содержат этапы проектирования цифрового фильтра: от синтеза АФ – прототипа, до разработки в системе технического моделирования Proteus принципиальной схемы устройства, выполняющего фильтрацию, а также исходные данные для проектирования.

Методические указания соответствуют учебному плану специальности 10.05.02 «Информационная безопасность телекоммуникационных систем», а также рабочей программе дисциплины «Цифровая обработка сигналов».

Предназначено для студентов, обучающихся по специальности 10.05.02 «Информационная безопасность телекоммуникационных систем».

Текст печатается в авторской редакции

Подписано в печать *06.09.2021*, Формат 60×841/16.

Усл. печ. л. 1,92. Уч.-изд. л. 1,74. Тираж 100 экз. Заказ *1034*. Бесплатно.

Юго-Западный государственный университет.
305040, г. Курск, ул. 50 лет Октября, 94.

Общие теоретические сведения

Под *сигналом* понимают любую переменную, которая передает или содержит некий вид информации, и которую можно, например, переносить, выводить на экран или выполнять с ней какие-то действия. Сигналы встречаются почти в каждой области науки и техники. Различаются два общих класса сигналов: аналоговые (сигналы в непрерывном времени) и дискретные (сигналы в дискретном времени).

Аналоговым сигналом называется сигнал, определенный для каждого момента времени.

Дискретным сигналом называется сигнал, определенный только в дискретные моменты времени.

Как дискретный, так и аналоговый сигналы могут быть однозначно представлены некоторыми функциями частоты, которые называются их *частотными спектрами*. Эти функции описывают частотный состав сигнала.

Фильтрацией называется процесс изменения частотного спектра сигнала в некотором желаемом направлении. Этот процесс может привести к усилению или ослаблению частотных составляющих в некотором диапазоне частот, к подавлению или выделению какой-нибудь конкретной частотной составляющей и т. п. Фильтрация нашла многочисленные применения, например для подавления шума, маскирующего сигнал, для устранения искажения сигнала, вызванного несовершенством канала передачи или погрешностями измерения, для разделения двух или более различных сигналов, которые были преднамеренно смешаны для того, чтобы в максимальной степени использовать канал, для разложения сигналов на частотные составляющие, для демодуляции сигналов, для преобразования дискретных сигналов в аналоговые, для ограничения полосы частот, занимаемой сигналами.

Цифровым фильтром называется цифровая система, которую можно использовать для фильтрации дискретных сигналов. Он может быть реализован программным методом или с помощью специальной аппаратуры, и в каждом из этих случаев цифровой фильтр можно применить для фильтрации сигналов в реальном времени или для фильтрации предварительно записанных сигналов.

Аналоговый сигнал с ограниченным спектром можно преобразовать в дискретный посредством *дискретизации*.

Полученный таким образом дискретный сигнал можно на основании теоремы отсчетов снова превратить в исходный аналоговый сигнал посредством интерполяции. Поэтому для решения задач фильтрации в реальном времени можно использовать цифровые фильтры, выполненные с помощью специальной аппаратуры (в недавнем прошлом эти задачи решались исключительно с помощью аналоговых фильтров). Преимущества, получаемые при этом, связаны с традиционными преимуществами цифровых систем вообще и заключаются в следующем:

- 1) нечувствительности к вариациям параметров компонентов;
- 2) нечувствительности к уходу параметров компонентов и внутренним помехам;
- 3) высокой точности;
- 4) малых физических размерах;
- 5) высокой надежности.

Очень важным дополнительным преимуществом цифровых фильтров является простота перестройки их параметров что необходимо для изменения характеристик фильтров. Это свойство позволяет разрабатывать программируемые фильтры, решающие одновременно несколько задач фильтрации, а также новые типы фильтров, например, адаптивные. Основным недостатком цифровых фильтров, выполненных аппаратно, является их относительно высокая стоимость. Однако, учитывая значительные достижения в области создания больших интегральных схем, можно надеяться, что стоимость аппаратно реализованных цифровых фильтров значительно уменьшится в недалеком будущем. Тогда цифровые фильтры заменят аналоговые во многих применениях

Исходные данные для расчета:

- нижняя полоса пропускания $Fp_1 = (0 - 50) \text{ Гц}$;
- верхняя полоса пропускания $Fp_2 = (200 - 525) \text{ Гц}$;
- полоса подавления $Fs = \{\text{выбрать из таблицы по номеру варианта}\}$

Таблица 1 – Варианты заданий

№ варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Полоса подавления Гц	150	175	200	225	250	275	300	325	350	375	400	425	450	475

- уровень пульсаций в полосе пропускания $Rp = 3\text{дБ}$;
- уровень затухания в полосе подавления $Rs = 20\text{дБ}$;
- частота дискретизации $f_d = 4\text{кГц}$;

1 Синтез передаточной функции и параметров фильтра

При синтезе частотно-избирательных рекурсивных фильтров удобнее всего воспользоваться методами преобразования АФ в ЦФ.

Такой синтез включает в себя:

- выбор метода отображения p - плоскости в z – область;
- расчет АФ по требованиям, заданным к ЦФ;
- применение к АФ выбранного метода отображения p - плоскости в z – область.

Рассчитываемый по требованиям, заданным к ЦФ, АФ называется фильтром – прототипом, или просто прототипом.

Основные ограничения для методов синтеза ЦФ по прототипу:

- сохранение существенных свойств АЧХ прототипа в АЧХ ЦФ, что означает необходимость отображения мнимой оси $i\omega$ p - плоскости на единичную окружность z – области;
- устойчивый прототип должен быть преобразован в устойчивый ЦФ, что означает необходимость отображения полюсов устойчивого прототипа из левой p - полуплоскости внутрь единичного круга z – области.

Далее представлен вариант для ознакомления с основными этапами проектирования ЦФ на основе следующих исходных данных:

- нижняя полоса пропускания $F_{p1} = (0 - 50)$ Гц;
- верхняя полоса пропускания $F_{p2} = (450 - 500)$ Гц;
- полоса подавления $F_s = (200 - 300)$ Гц;
- уровень пульсаций в полосе пропускания $R_p = 3$ Дб;
- уровень затухания в полосе подавления $R_s = 20$ дБ;
- частота дискретизации $f_d = 4$ кГц.

С помощью системы MatLab синтезируем АФ – прототип. Применим *фильтр Чебышева второго рода*. По полученным с помощью функции `cheby2` коэффициентам a и b запишем *передаточную характеристику* АФ:

$$[b,a] = \text{cheby2}(N,R_s,W_0,'stop','s');$$

где N – порядок фильтра;

R_s – уровень затухания в полосе подавления;

W_0 – двухэлементный вектор частот среза;

'stop' – тип фильтра (РФ);

's' – признак аналогового расчета;

$$a = [1; 2548,3; 8,345 \cdot 10^6; 6,0361 \cdot 10^9; 5,6108 \cdot 10^{12}];$$

$$b = [1; 0; 5,0982 \cdot 10^6; 0; 5,6108 \cdot 10^{12}];$$

$$G(p) = \frac{p^4 + 5,0982 \cdot 10^6 p^2 + 5,6108 \cdot 10^{12}}{p^4 + 2548,3 p^3 + 8,345 \cdot 10^6 p^2 + 6,0361 \cdot 10^9 p + 5,6108 \cdot 10^{12}}$$

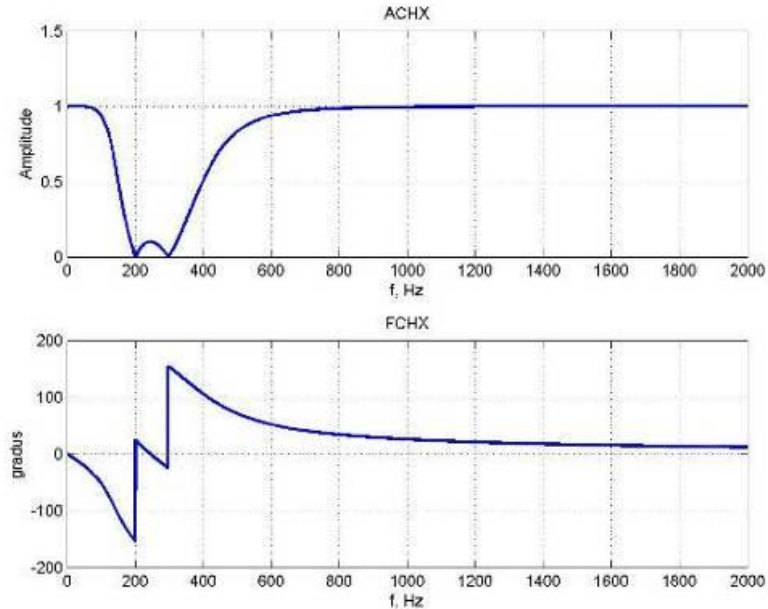


Рисунок 1 – Частотные характеристики

Удовлетворение заданным требованиям можно увидеть на ЛАЧХ.

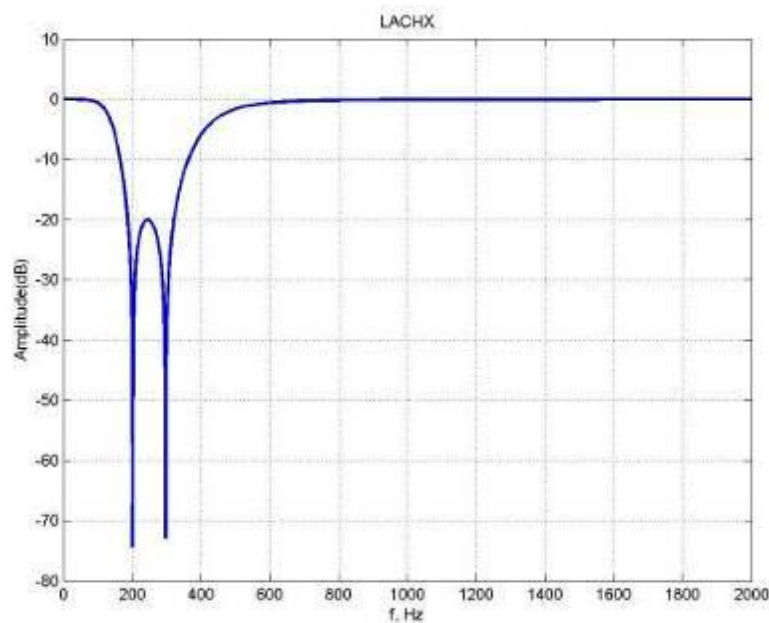


Рисунок 2 – Логарифмическая АЧХ

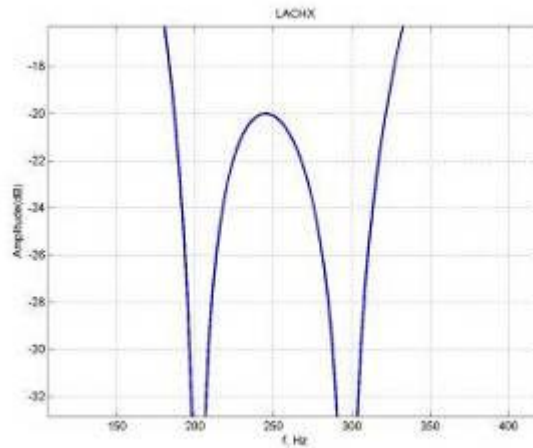


Рисунок 3 – Увеличенная в масштабе ЛАЧХ

2 Границы устойчивости фильтра

Разобьем передаточную функцию ЦФ на два *биквадратных звена*

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

Система будет устойчивой, если устойчиво каждое звено.

Рассмотрим характеристическое уравнение звена:

$$z^2 + a_1z + a_2 = 0,$$

корни уравнения

$$z_{1,2} = \frac{-a_1}{2} \pm \frac{1}{2} \sqrt{a_1^2 - 4a_2}.$$

При $a_1^2 - 4a_2 > 0$ имеем два разных действительных корня;

$a_1^2 - 4a_2 = 0$ – два одинаковых действительных корня;

$a_1^2 - 4a_2 < 0$ – два комплексно – сопряженных корня.

Значит парабола $a_1^2 - 4a_2 = 0$ разделяет области действительных и комплексных корней. Условия устойчивости:

1) $1 - a_1 + a_2 > 0$

2) $1 + a_1 + a_2 > 0$

3) $1 - a_2 > 0$

На плоскости коэффициентов a_1, a_2 границы устойчивости будут выглядеть так:

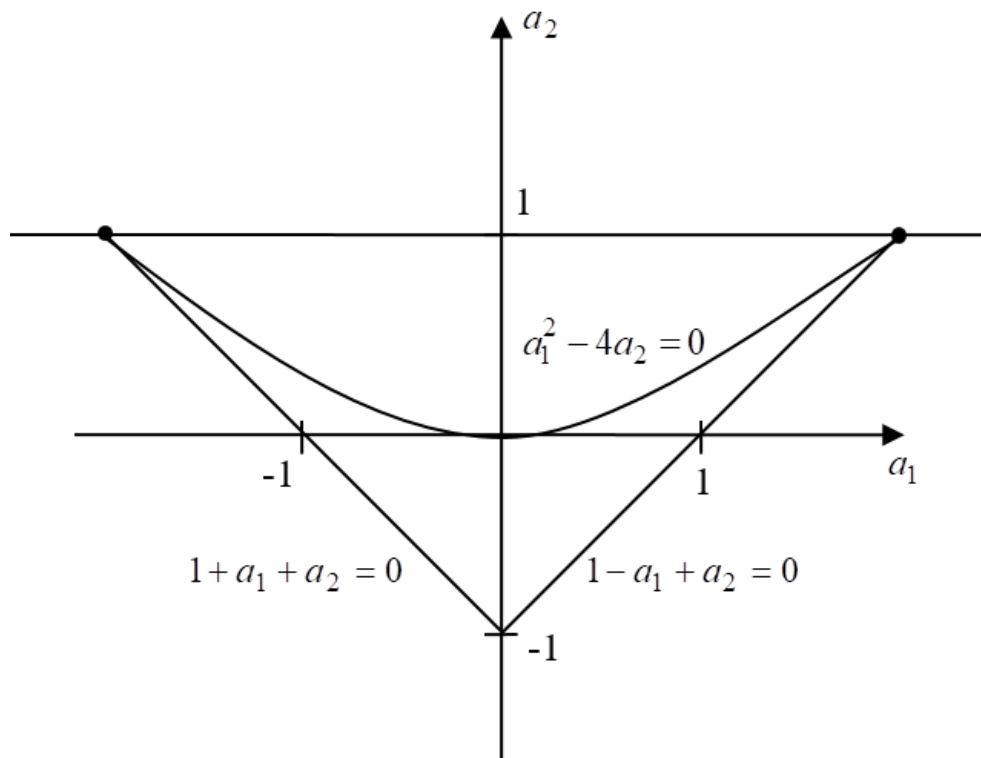


Рисунок 7 – Границы устойчивости фильтра

Для получения коэффициентов числителей и знаменателей биквадратных звеньев обратимся к стандартной функции MatLab - tf2sos

$$[sos,g]=tf2sos(bz,az);$$

где sos – матрица, содержащая вещественные коэффициенты, вида:

$$sos = \begin{bmatrix} b_{01} & b_{11} & b_{21} & a_{01} & a_{11} & a_{21} \\ b_{02} & b_{12} & b_{22} & a_{02} & a_{12} & a_{22} \end{bmatrix};$$

g – параметр, позволяющий учесть в БЗ коэффициент передачи

$$H(z) = gH_1(z)H_2(z)$$

$$sos = \begin{bmatrix} 1 & -1,7931 & 1 & 1 & -1,3647 & 0,65341 \\ 1 & -1,902 & 1 & 1 & -1,787 & 0,8389 \end{bmatrix};$$

$$g = 0,73938.$$

Тогда получим:

$$H_1(z) = \frac{1 - 1,7931z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1,3647z^{-1} + 0,65341z^{-2}};$$

$$H_2(z) = \frac{1 - 1,902z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1,787z^{-1} + 0,8389z^{-2}};$$

$$H(z) = 0,73938 \cdot \frac{1 - 1,7931z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1,3647z^{-1} + 0,65341z^{-2}} \cdot \frac{1 - 1,902z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1,787z^{-1} + 0,8389z^{-2}}$$

Видно, что a_1, a_2 лежат внутри треугольника, следовательно фильтр является *устойчивым*.

3 Выбор структурной схемы реализации фильтра

Цифровые фильтры реализуются в виде *каскадного* или *параллельного* соединения разнообразных стандартных звеньев. Теоретически эти фильтры эквивалентны, но при реализации на микропроцессорах с арифметикой как с фиксированной, так и с плавающей запятой их поведение существенно различаются. На практике *рекурсивные фильтры* часто реализуются с использованием биквадратного звена с передаточной функцией

$$W(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}$$

Разностное уравнение фильтра записывается в виде

$$y_n = b_0r_n + b_1r_{n-1} + b_2r_{n-2} - a_1y_{n-1} - a_2y_{n-2}.$$

Для реализации на МП могут быть использованы структурные схемы биквадратного звена *прямой* или *канонической* формы.

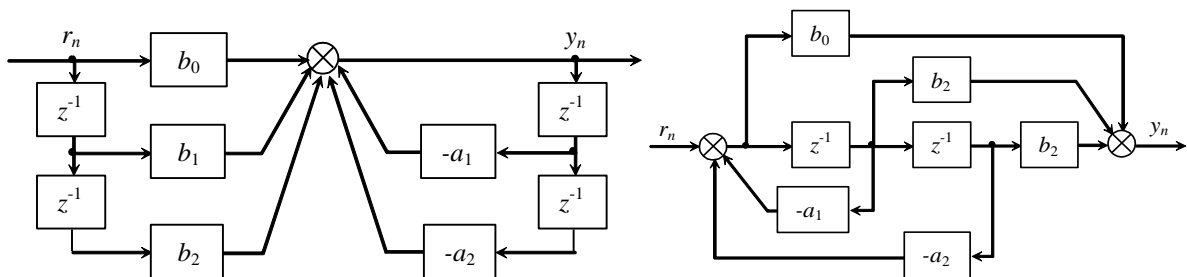


Рисунок 8 – Прямая и каноническая схема биквадратного звена

Отметим, что, хотя структурные схемы описываются одинаковой передаточной функцией, между ними существуют важные отличия. Например, в структуре, реализованной в прямой форме, слагаемые прямой связи, содержащие коэффициенты b_0, b_1, b_2 , определяющие нули передаточной функции, предшествуют слагаемым обратных связей, содержащих a_1 и a_2 (относятся к полюсам). Для канонической структуры все наоборот. В результате, на практике полюса канонического звена имеют тенденцию к дальнейшему усилению шума, генерируемого при вычислениях. Реализация в прямой форме имеет один сумматор и одну точку квантования для сумм произведений. Каноническое звено имеет два сумматора и две точки квантования. Выход первого сумматора канонического звена приходится на внутренний узел. Следовательно, каноническое звено подвержено внутреннему самоподдерживающемуся переполнению. Реализация в прямой форме не содержит внутреннего узла, и переполнение является либо самоисправляющимся, либо его легко скорректировать извне. Более того, вход такого звена масштабируется на b_0 , в отличие от канонического звена, где вход никак не ограничивается.

Определим влияние ошибок квантования на звенья. При прямой форме разностное уравнение фильтра имеет вид:

$$y_n = b_0 r_n + b_1 r_{n-1} + b_2 r_{n-2} - a_1 y_{n-1} - a_2 y_{n-2}.$$

Модель с учетом шума квантования имеет вид:

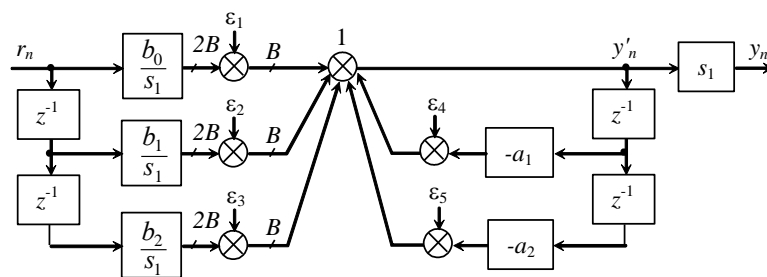


Рисунок 9 – Прямая модель фильтра с учетом шума квантования

Здесь входные и выходные отсчеты представляются как B -битовые числа (включая бит знака), т.е. входной сигнал квантован с помощью АЦП. После умножения произведения квантуются до B бит путем округления или усечения. Выходные сигналы пяти сумматоров, где осуществляются квантования произведений,

поступают на входы сумматора 1. Поэтому все источники шума квантования можно объединить $\varepsilon = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3 + \varepsilon_4 + \varepsilon_5$ и подать на вход сумматора 1.

Мощность **шума округления** произведений определяется так:

$$D_{\varepsilon_{yn}} = \frac{5\delta_{\text{окр}}^2}{12} \left[\sum_{n=0}^{\infty} f^2(nT) \right] s_i^2 = \frac{5\delta_{\text{окр}}^2}{12} \left[\frac{1}{2\pi j} \oint_{\Gamma} F(z)F(z^{-1}) \frac{dz}{z} \right] s_i^2 =$$

$$= \frac{5\delta_{\text{окр}}^2}{12} \|F(z)\|_2^2 s_i^2,$$

где $F(z) = 1/(1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2})$ – передаточная функция фильтра, связывающая вход ε с выходом фильтра;

$f(nT) = Z^{-1}\{F(z)\}$ – импульсная характеристика фильтра между входом ε и выходом фильтра;

$\|F(z)\|_2^2$ – квадрат нормы L_2 .

Общая мощность шума на выходе фильтра:

$$D_{y_n} = D_{\text{ввых}} + D_{\varepsilon_{y_n}} = \frac{\delta^2}{12} \left[\sum_{n=0}^{\infty} h^2(nT) + 5s_1^2 \sum_{n=0}^{\infty} f^2(nT) \right] =$$

$$= \frac{\delta^2}{12} \left[\|W(z)\|_2^2 + 5s_1^2 \|F(z)\|_2^2 \right],$$

$$W(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}, \quad F(z) = \frac{1}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}},$$

где $D_{\text{ввых}}$ – мощность шума квантования входного сигнала АЦП.

Влияние шумов квантования при канонической форме реализации фильтра.

Модель с учетом шума квантования имеет вид:

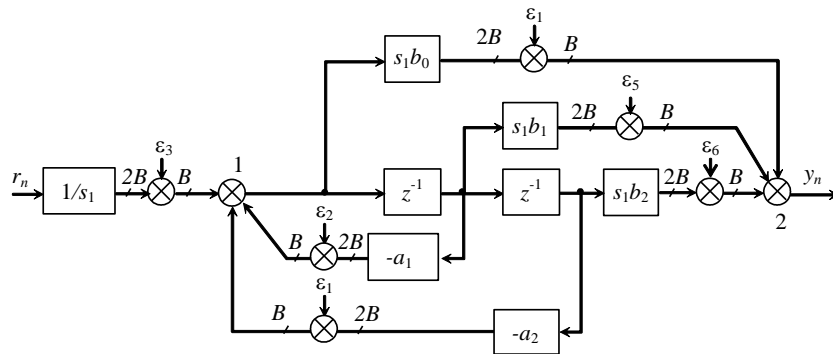


Рисунок 10 – Каноническая модель фильтра с учётом шума квантования

В схеме входные и выходные отсчеты представлены как В-битовые слова. Выходы сумматоров шумов квантования произведений $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$ подаются на первый сумматор (1), а выходы сумматоров шумов квантования произведений $\varepsilon_4, \varepsilon_5, \varepsilon_6$ - на вход сумматора 2. Источники шума квантования можно объединить $\varepsilon'_1 = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3$ и $\varepsilon'_2 = \varepsilon_4 + \varepsilon_5 + \varepsilon_6$. Предполагается, что источники шума квантования произведений не коррелируются. Тогда мощность шума квантования произведений определяется как сумма отдельных шумовых составляющих

$$D_{\varepsilon_{yn}} = \frac{3\delta_{\text{окр}}^2}{12} \sum_{n=0}^{\infty} h_1^2(nT) + \frac{3\delta_{\text{окр}}^2}{12} = \frac{3\delta_{\text{окр}}^2}{12} [\|W'(z)\|_2^2 + 1],$$

где $h_1(nT)$ импульсная характеристика фильтра, связывающая вход источника шума ε'_1 с выходом фильтра.

$$W'(z) = s_1 \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} = s_1 W(z)$$

Тогда общий шум квантования на выходе фильтра имеет вид

$$\begin{aligned} D_{y_n} = D_{\text{вых}} + D_{\varepsilon_{yn}} &= \frac{\delta_{\text{окр}}^2}{12} \left\{ 3 \left[1 + s_1^2 \sum_{n=0}^{\infty} h^2(nT) \right] + \sum_{n=0}^{\infty} h^2(nT) \right\} = \\ &= \frac{\delta_{\text{окр}}^2}{12} \left\{ 3 \left[1 + s_1^2 \|W(z)\|_2^2 \right] + \|W(z)\|_2^2 \right\}. \end{aligned}$$

Сравнивая полученные формулы для D_{y_n} можно установить, что при канонической реализации общая мощность шума больше, чем при прямой реализации. Использование масштабного множителя для обеих схем увеличивает выходной шум.

Следовательно, будем придерживаться прямой формы реализации.

Определимся с положением звеньев. При каскадной реализации возникают три проблемы:

1) как образовывать пары «множитель числителя – множитель знаменателя». Например, фильтр четвертого порядка можно факторизовать в два звена второго порядка, а затем упорядочить их одним из четырех различных способов:

$$\begin{array}{ll}
1. \quad W(z) = \frac{Y_1(z) Y_2(z)}{R_1(z) R_2(z)} ; & 2. \quad W(z) = \frac{Y_2(z) Y_1(z)}{R_2(z) R_1(z)} ; \\
3. \quad W(z) = \frac{Y_1(z) Y_2(z)}{R_2(z) R_1(z)} ; & 4. \quad W(z) = \frac{Y_2(z) Y_1(z)}{R_1(z) R_2(z)} .
\end{array}$$

Очевидно, что число возможных разбиений на пары для фильтра N -ого порядка равно $((N/2)!)^2$.

Чтобы избежать появлений большой амплитудной характеристики на частоте, соответствующей полюсу, применяется следующее эмпирическое правило: объединять в пару $Y_i(z)$ с $R_k(z)$, если нули $Y_i(z)$ близки к полюсам $R_k(z)$, и располагать в конце каскада звенья второго порядка с полюсами, наиболее близкими к единичной окружности.

Как рассматривалось выше при каскадной структуре передаточная функция $H(z)$ имеет вид:

$$H_1(z) = \frac{1 - 1,7931z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1,3647z^{-1} + 0,65341z^{-2}} ;$$

$$H_2(z) = \frac{1 - 1,902z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1,787z^{-1} + 0,8389z^{-2}} ;$$

$$g = 0,73938.$$

$$H(z) = 0,73938 \cdot \frac{1 - 1,7931z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1,3647z^{-1} + 0,65341z^{-2}} \cdot \frac{1 - 1,902z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1,787z^{-1} + 0,8389z^{-2}}$$

Избавимся от явного коэффициента g , для этого произведем следующие действия:

$$H_1'(z) = H_1(z) \cdot \sqrt{q} = \frac{0,859872 - 1,541836z^{-1} + 0,859872z^{-2}}{1 - 1,3647z^{-1} + 0,65341z^{-2}}$$

$$H_2'(z) = H_2(z) \cdot \sqrt{q} = \frac{0,859872 - 1,635476z^{-1} + 0,859872z^{-2}}{1 - 1,787z^{-1} + 0,8389z^{-2}}$$

$$H(z) = H_1'(z) \cdot H_2'(z)$$

Шум квантования:

$$\begin{aligned}
D_{\varepsilon_{yn}} &= \frac{3\delta_{\text{окр}}^2}{12} \sum_{n=0}^{\infty} f_1^2(nT) + \frac{3\delta_{\text{окр}}^2}{12} \sum_{n=0}^{\infty} f_2^2(nT) + \frac{2\delta_{\text{окр}}^2}{12} \sum_{n=0}^{\infty} f_3^2(nT) + \frac{3\delta_{\text{окр}}^2}{12} = \\
&= \frac{\delta_{\text{окр}}^2}{12} \left[3 \sum_{n=0}^{\infty} f_1^2(nT) + 5 \sum_{n=0}^{\infty} f_3^2(nT) + 3 \right] = \frac{\delta_{\text{окр}}^2}{12} \left[3 \|F_1(z)\|_2^2 + 5 \|F_3(z)\|_2^2 + 3 \right],
\end{aligned}$$

где $f_i(nT)$ – импульсная характеристика, связывающая источник шума ε_i и выход. Шумовые компоненты ε_2 и ε_3 , проходят через одни

звенья фильтра, т.е. через передаточные функции звеньев два и три, поэтому их объединим.

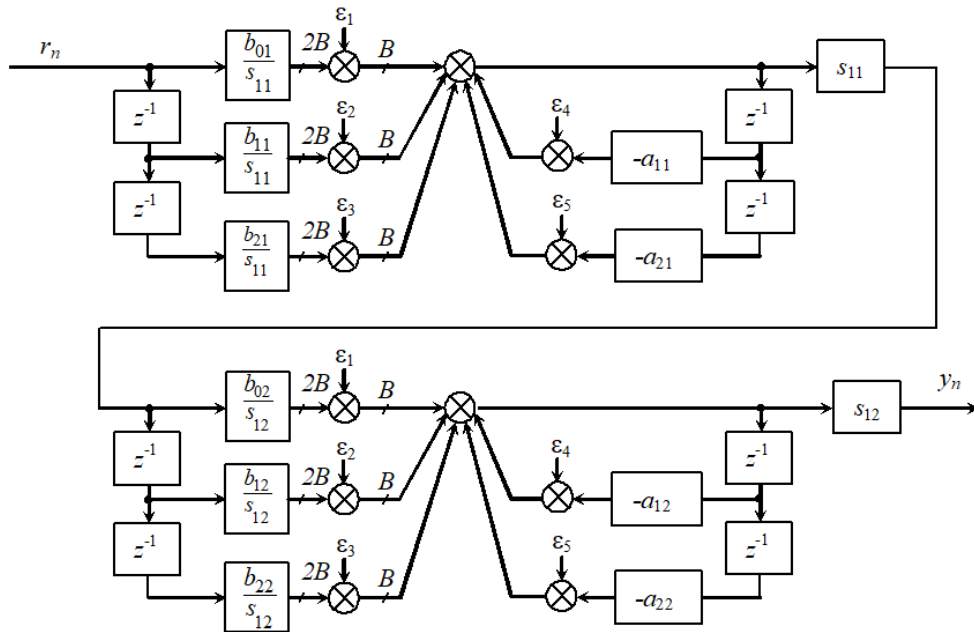


Рисунок 11 – Последовательная реализация цифрового фильтра

При параллельной реализации передаточная функция раскладывается в ряд элементарных дробей, где коэффициент b_2 биквадратного звена при z^{-2} равен нулю. В параллельной структуре порядок соединения звеньев не важен. Более того, масштабирование выполняется легче и его можно провести независимо для каждого блока, а отношения сигнал-шум сравнимы с наилучшими значениями для каскадной реализации. В тоже время нули параллельных структур более чувствительны к ошибкам квантования коэффициентов, особенно когда длина коэффициентов уменьшается до 5 бит или меньше. Для длин коэффициентов от 12 бит отличие параллельной и каскадной структур для большинства фильтров менее значительно. По этим причинам каскадный метод в настоящее время более популярен.

Для разбиения передаточной функции на сумму простых дробей воспользуемся стандартной функцией MatLab

$$[r,p,k]=residuez(bz,az);$$

где p и r – векторы-столбцы полюсов и соответствующие им вычеты;

k – коэффициент целой части.

bz, az – коэффициенты полиномов числителя и знаменателя функции передачи.

$$p = \begin{bmatrix} 0,89349 + 0,20143i \\ 0,89349 - 0,20143i \\ 0,68234 + 0,43338i \\ 0,68234 - 0,43338i \end{bmatrix}; \quad r = \begin{bmatrix} -0,079726 - 0,048398i \\ -0,079726 + 0,048398i \\ -0,22502 - 0,032588i \\ -0,22502 + 0,032588i \end{bmatrix};$$

$$k = 1,3489.$$

Функция residuez выполняет разложение в виде

$$H(z) = \frac{r_1}{1 - p_1 z^{-1}} + \frac{r_2}{1 - p_2 z^{-1}} + \frac{r_3}{1 - p_3 z^{-1}} + \frac{r_4}{1 - p_4 z^{-1}} + k$$

Для получения биквадратных звеньев объединим дроби попарно, получим:

$$H(z) = \frac{b_{01} + b_{11} z^{-1}}{1 + a_{11} z^{-1} + a_{21} z^{-2}} + \frac{b_{02} + b_{12} z^{-1}}{1 + a_{12} z^{-1} + a_{22} z^{-2}} + k;$$

где

$$b_{01} = r_1 + r_2; \quad b_{02} = r_3 + r_4;$$

$$b_{11} = -r_1 p_2 - r_2 p_1; \quad b_{12} = -r_3 p_4 - r_4 p_3;$$

$$a_{11} = -p_2 - p_1; \quad a_{12} = -p_4 - p_3;$$

$$a_{21} = p_1 p_2; \quad a_{22} = p_3 p_4;$$

Подставив численные значения получаем:

$$H_1''(z) = \frac{-0,15945 + 0,16197z^{-1}}{1 - 1,787z^{-1} + 0,8389z^{-2}};$$

$$H_2''(z) = \frac{-0,45003 + 0,33532z^{-1}}{1 - 1,3647z^{-1} + 0,65341z^{-2}};$$

$$k = 1,3489;$$

$$H(z) = H_1''(z) + H_2''(z) + k.$$

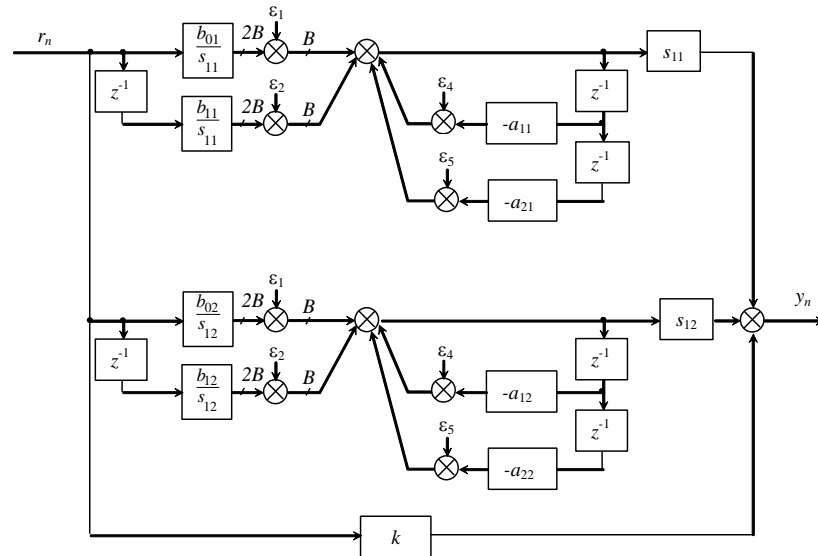


Рисунок 12 – Параллельная форма цифрового фильтра

Шум квантования:

$$D_{\varepsilon_{yn}} = \frac{\delta_{\text{окр}}^2}{12} \left\{ 5 + 2 \sum_{i=1}^2 \left[s_i^2 \sum_{n=0}^{\infty} h_i^2(nT) \right] \right\} = \frac{\delta_{\text{окр}}^2}{12} \left\{ 5 + 2 \sum_{i=1}^2 \left[s_i^2 \|W_i(z)\|_2^2 \right] \right\},$$

где $h_i(nT)$ – импульсная характеристика i -ого источника шума.

Вывод: ЦФ реализуем каскадной структурой, а билинейное звено в прямой схеме.

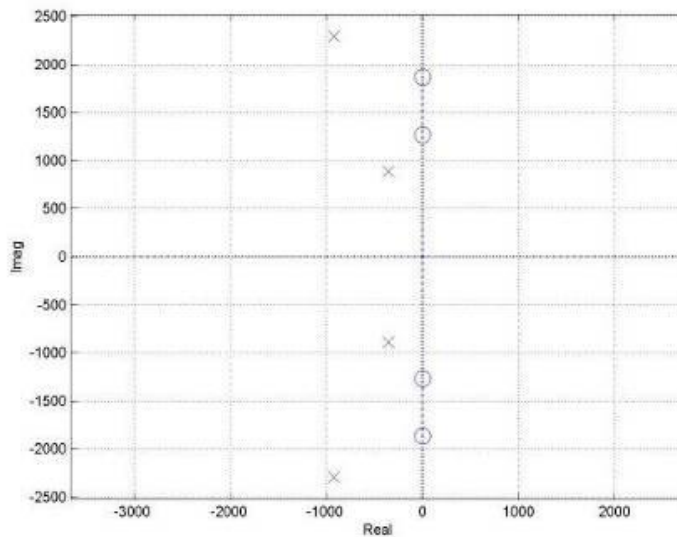


Рисунок 4 – Нули и полюсы АФ – прототипа: О – нули; X – полюса;

Т.к. полюса лежат в левой p – полуплоскости, то АФ - прототип устойчивый.

Синтезируем ЦФ по АФ – прототипу методом билинейного z -преобразования с помощью стандартных средств MatLab. Обратимся к функции `bilinear` и получим коэффициенты числителя и знаменателя функции передачи синтезированного ЦФ:

$$[bzaz]=bilinear(b,a,fd);$$

где bz и az – коэффициенты полиномов числителя и знаменателя функции передачи синтезированного ЦФ;
 fd – частота дискретизации в герцах;

$$az = [1; -3,1517; 3,931; -2,3125; 0,54815];$$

$$bz = [0,73938; -2,7321; 4; -2,7321; 0,73938];$$

Запишем передаточную функцию ЦФ

$$H(z) = \frac{0,73938z^4 - 2,7321z^3 + 4z^2 - 2,7321z + 0,73938}{z^4 - 3,1517z^3 + 3,931z^2 - 2,3125z + 0,54815}$$

Частотные характеристики ЦФ:

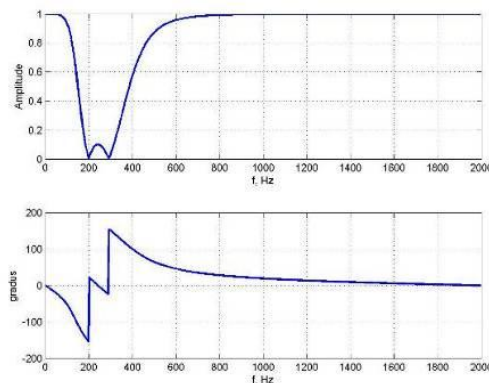


Рисунок 5 – АЧХ и ФЧХ ЦФ

На увеличенной ЛАЧХ ЦФ видно выполнение заданных требований.

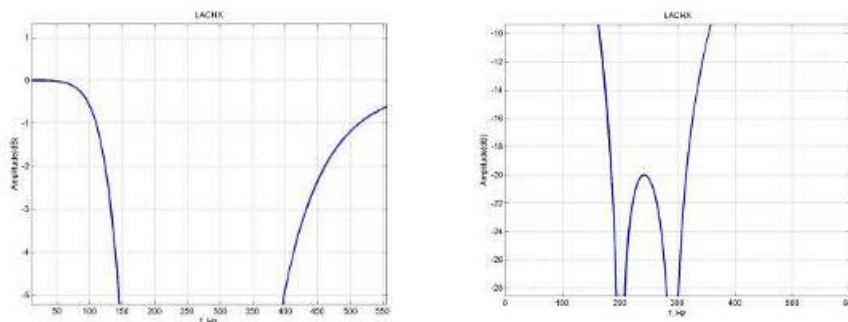


Рисунок 5 – Увеличенная в масштабе АЧХ и ФЧХ ЦФ

Нули и полюсы ЦФ:

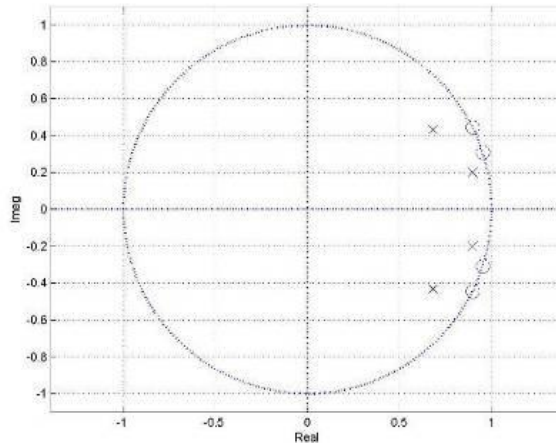


Рисунок 6 – O – нули; X – полюса;

Видно, что полюса лежат внутри окружности единичного радиуса на z плоскости, таким образом ЦФ является устойчивым.

4 Анализ ошибок квантования

Влияние конечного числа битов проявляется в снижении производительности фильтра и в случаях, когда полюса располагаются рядом с границей устойчивости фильтр может стать неустойчивым. Оценим влияние квантования коэффициентов на положение полюсов и устойчивость. Представим числа в виде: 1 бит на знак, 1 бит на целую часть и 14 бит на дробную часть.

Таблица 2 – Сравнение коэффициентов фильтра

Коэффициенты до квантования	Коэффициенты в двоичном виде, в доп. коде	В шестнадцатеричном виде, в доп. коде	Коэффициенты после квантования
$b_{01}=b_{02}=b_{21}=b_{22}=0,859872$	0011 0111 0000 1000	3708	0,85986328125
$b_{11}=-1,541836$	1001 1101 0101 0011	9D53	-1,54180908203125
$b_{12}=-1,635476$	1001 0111 0101 0101	9755	-1,63543701171875
$a_{11}=-1,3647$	1010 1000 1010 1001	A8A9	-1,36468505859375
$a_{21}=0,65341$	0010 1001 1101 0001	29D1	0,65338134765625
$a_{12}=-1,787$	1000 1101 1010 0010	8DA2	-1,7869873046875
$a_{22}=0,8389$	0011 0101 1011 0000	35B0	0,8388671875

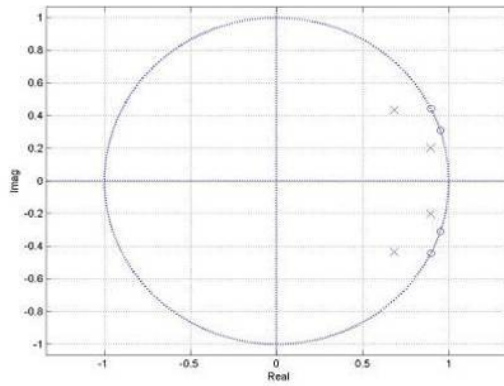


Рисунок 13 – Диаграмма полюсов и нулей квантованного фильтра

Видно, что полюса в единичной окружности, следовательно, фильтр устойчив.

5 Выбор микроконтроллера

Для аппаратной реализации фильтра выберем микроконтроллер из семейства Mega фирмы Atmel.

Как и все микроконтроллеры AVR фирмы Atmel, микроконтроллеры семейства Mega являются 8-битными микроконтроллерами, предназначенными для использования во встраиваемых приложениях. Они изготавливаются по малопотребляющей КМОП-технологии, которая в сочетании с усовершенствованной RISC-архитектурой позволяет достичь наилучшего соотношения стоимость / быстродействие / энергопотребление. Микроконтроллеры описываемого семейства являются наиболее развитыми представителями микроконтроллеров AVR общего применения.

Отличительные способности

К особенностям микроконтроллеров AVR семейства Mega можно отнести:

- FLASH-память программ объемом от 8 до 256 Кбайт (число циклов стирания/записи не менее 10 000);
- оперативная память (статическое ОЗУ) объемом от 512 байт до 8 Кбайт;
- память данных на основе ЭСППЗУ (EEPROM) объемом от 256 байт до 4 Кбайт (число циклов стирания/записи не менее 100 000);

- возможность защиты от чтения и модификации памяти программ и данных;
- возможность программирования непосредственно в системе через последовательные интерфейсы SPI и JTAG;
- возможность самопрограммирования;
- возможность внутрисхемной отладки;
- разнообразные способы синхронизации: встроенный RC-генератор с внутренней или внешней времязадающей RC-цепочкой, встроенный генератор с внешним кварцевым или пьезокерамическим резонатором, внешний сигнал синхронизации;
- наличие нескольких режимов пониженного энергопотребления;
- наличие детектора пониженного напряжения питания (Brown-OutDetector – BOD);
- возможность программного снижения частоты тактового генератора.

Характеристики процессора

Основными характеристиками процессора микроконтроллеров AVR семейства Mega являются:

- полностью статическая архитектура, минимальная тактовая частота равна нулю;
- арифметико-логическое устройство (АЛУ) подключено непосредственно к регистрам общего назначения (32 регистра);
- большинство команд выполняются за один период тактового сигнала;
- векторная система прерываний, поддержка очереди прерываний;
- большое число источников прерываний (до 45 внутренних и до 32 внешних);
- наличие аппаратного умножителя.

Характеристики подсистемы ввода/вывода

Подсистема ввода/вывода микроконтроллеров AVR семейства Mega имеет следующие особенности:

- программное конфигурирование и выбор портов ввода/вывода;
- выходы могут быть запрограммированы как входные или как выходные независимо друг от друга;
- входные буферы с триггером Шмитта на всех выводах;

- имеется возможность полного отключения цифрового порта ввода/вывода от физического вывода микросхемы;

- на всех входах имеются индивидуально отключаемые внутренние подтягивающие резисторы сопротивлением 20...50 кОм.

Микроконтроллеры AVR семейства Mega являются 8-битными микроконтроллерами с RISC-архитектурой. Они имеют в своем составе электрически стираемую память программ (FLASH) и данных (EEPROM), а также разнообразные периферийные устройства. Следует отметить, что набор периферийных устройств в микроконтроллерах семейства Mega гораздо богаче, чем в микроконтроллерах семейства Tiny. Более того, состав этих устройств от модели к модели практически не меняется (меняется только количество однотипных модулей и их функциональные возможности). В любой модели имеется хотя бы по одному 8- и 16-битному таймеру/счетчику, хотя бы по одному интерфейсному модулю USART и SPI, аналоговый компаратор, сторожевой таймер и, конечно, порты ввода/вывода. К устройствам, присутствующим не во всех моделях семейства, относятся АЦП, модуль двухпроводного интерфейса TWI (TwoWireInterface, аналог шины I²C), а также модули интерфейсов JTAG и debugWire.

На рисунке приведена структурная схема микроконтроллера ATmega8х. Особенности данной модели являются:

- 3 порта ввода/вывода (порты В, D — 8-битные, порт С — 7-битный);

- вход аппаратного сброса и выводы для подключения резонатора совмещены с линиями ввода/вывода;

- два 8-битных (Т0, Т2) и один 16-битный (Т1) таймер/счетчик;

- 3 канала ШИМ;

- по одному интерфейсному модулю USART, SPI и TWI;

- 6- или 8-канальный (в зависимости от корпуса) 10-битный АЦП.

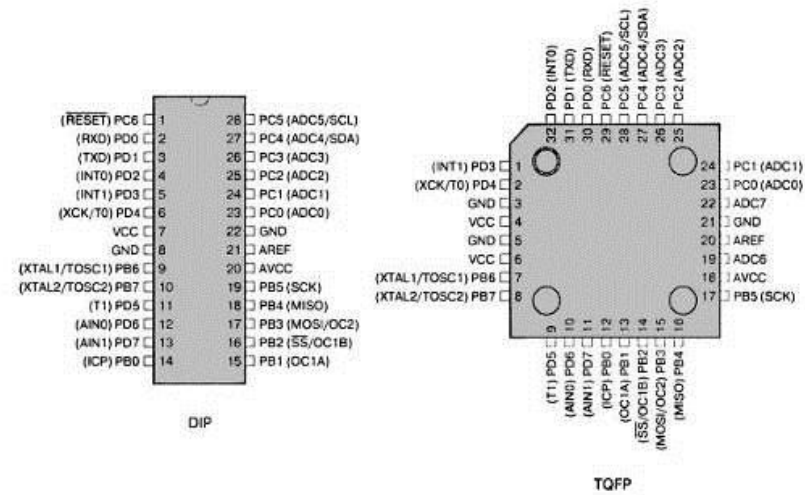


Рисунок 14 – Расположение выводов (вид сверху) моделей АТмега8х

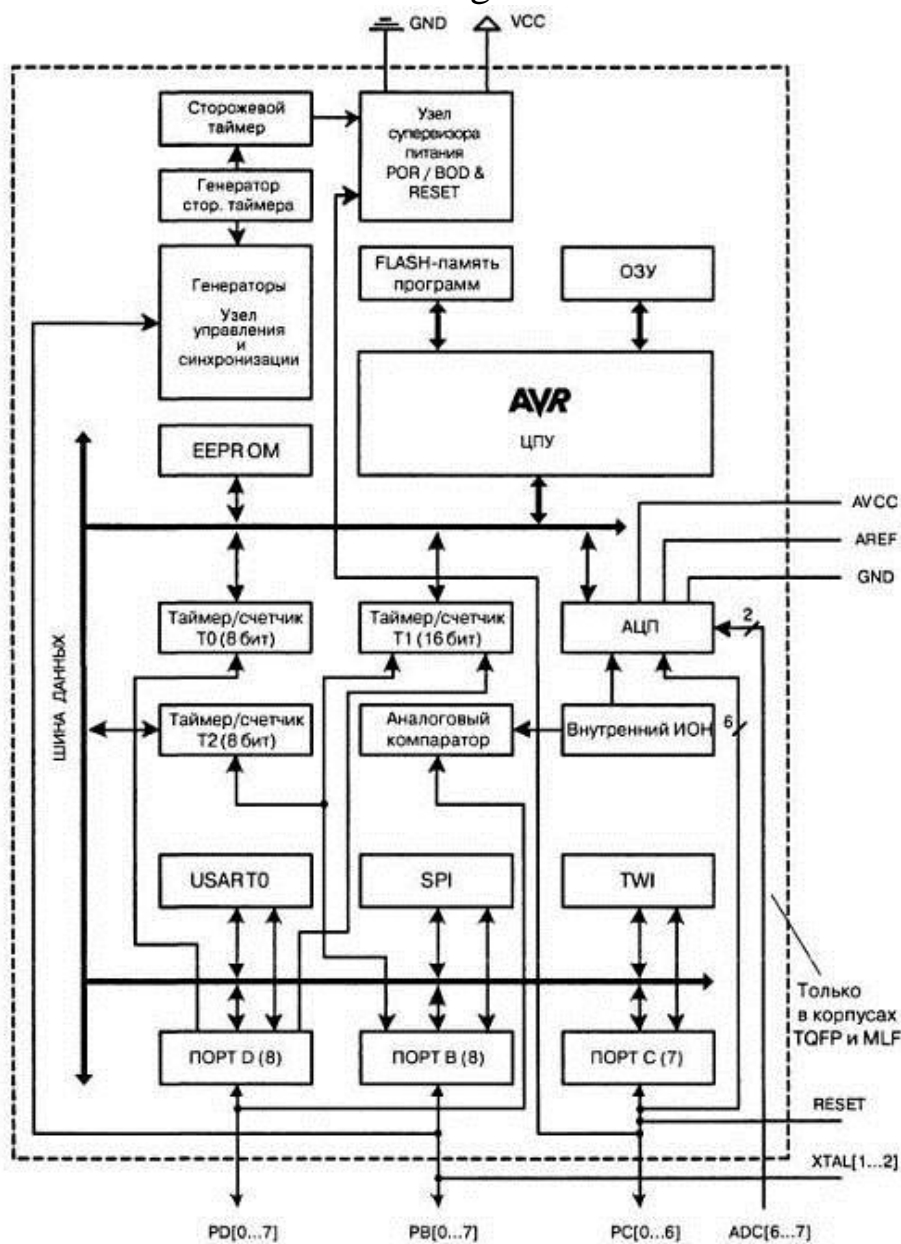


Рисунок 15 – Структурная схема микроконтроллеров АТмега8х

Организация памяти

В микроконтроллерах AVR семейства Mega реализована Гарвардская архитектура, в соответствии с которой разделены не только адресные пространства памяти программ и памяти данных, но также и шины доступа к ним. Способы адресации и доступа к этим областям памяти также различны. Такая структура позволяет центральному процессору работать одновременно как с памятью программ, так и с памятью данных, что существенно увеличивает производительность. Каждая из областей памяти данных (ОЗУ и EEPROM) также расположена в своем адресном пространстве.

Обобщенная карта памяти микроконтроллеров AVR семейства Mega приведена на рисунке 16.

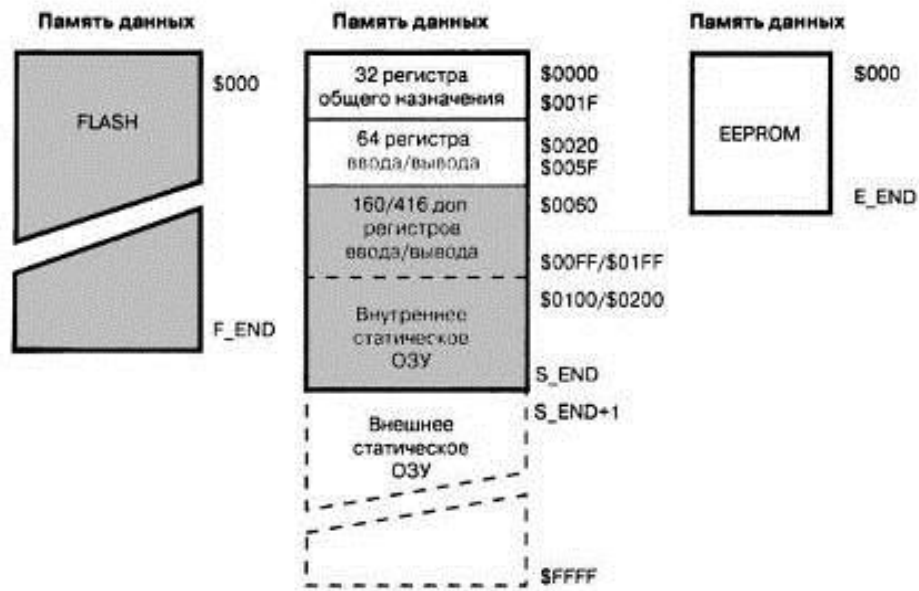


Рисунок 16 – Структура памяти AVR

Память программ

Память программ предназначена для хранения команд, управляющих работой микроконтроллера. Память программ также часто используется для хранения таблиц констант, не меняющихся во время работы программы. Память программ представляет собой электрически стираемое ППЗУ (FLASH-ПЗУ). В связи с тем, что длина всех команд кратна одному слову (16 бит), память программ имеет 16-битную организацию. Соответственно, объем памяти микроконтроллеров семейства составляет от 4К (4x1024) до 64К (64x1024) 16-битных слов. В подавляющем большинстве моделей микроконтроллеров семейства Mega память программ логически

разделена на две неравные части: область прикладной программы и область загрузчика. В последней может располагаться специальная программа (загрузчик), позволяющая микроконтроллеру самостоятельно управлять загрузкой и выгрузкой прикладных программ. Если же возможность самопрограммирования микроконтроллера не используется, прикладная программа может располагаться и в области загрузчика. Для адресации памяти программ используется счетчик команд (Program Counter – PC). Размер счетчика команд составляет от 11 до 17 бит, в зависимости от объема адресуемой памяти.

Память данных

Память данных микроконтроллеров семейства Mega разделена на три части: регистровая память, оперативная память (статическое ОЗУ) и энергонезависимое ЭСППЗУ (EEPROM).

Регистровая память включает 32 регистра общего назначения (РОН), и служебные регистры ввода/вывода (РВВ). В сложных моделях с развитой периферией имеется также область дополнительных (extended) регистров ввода/вывода (ДРВВ). Под РВВ в памяти микроконтроллера отводится 64 байта, а под ДРВВ – 160 или 416 байт (в зависимости от модели).

В обеих областях регистров ввода/вывода располагаются различные служебные регистры (регистр управления микроконтроллера, регистр состояния и т. п.), а также регистры управления периферийными устройствами, входящими в состав микроконтроллера. Общее количество РВВ и ДРВВ зависит от конкретной модели микроконтроллера.

Для хранения переменных помимо регистров общего назначения также используется статическое ОЗУ объемом от 512 байт до 8 Кбайт. Ряд микроконтроллеров семейства, кроме того, имеют возможность подключения внешнего статического ОЗУ объемом до 64 Кбайт.

Для долговременного хранения различной информации, которая может изменяться в процессе функционирования готовой системы (калибровочные константы, серийные номера, ключи и т. п.), в микроконтроллерах семейства может использоваться встроенная EEPROM-память. Ее объем составляет для различных моделей от 256 байт до 4 Кбайт. Эта память расположена в отдельном адресном пространстве, а доступ к ней осуществляется с помощью определенных РВВ.

Аналого-цифровой преобразователь

Модуль 10-битного АЦП последовательного приближения входит в состав практически всех моделей семейства. Основные параметры этого АЦП следующие:

- абсолютная погрешность: ± 2 LSB;
- интегральная нелинейность: ± 0.5 LSB;
- быстродействие: до 15 тыс. выборок/с.

На входе модуля АЦП имеется 8-канальный (в моделях ATmega640х/1280х/2560х 16-канальный) аналоговый мультиплексор, предоставляющий в распоряжение пользователя 8 (16) каналов с несимметричными входами. Кроме того, в моделях ATmega8х, выпускаемых в корпусе DIP, доступно только 6 каналов из восьми.

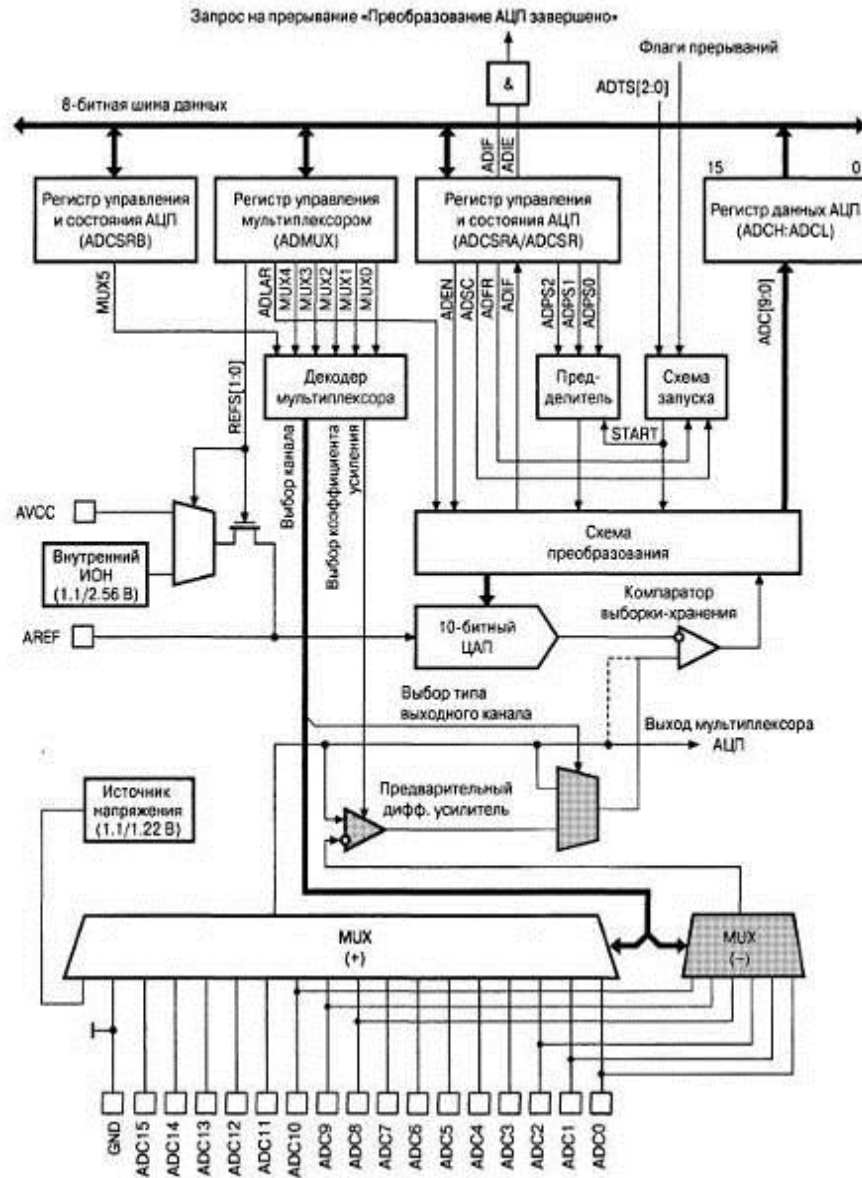
В большинстве моделей входы АЦП могут объединяться попарно для формирования различного числа каналов с дифференциальным входом. При этом в некоторых каналах имеется возможность 10- и 200-кратного предварительного усиления входного сигнала. При коэффициентах усиления 1х и 10х действительная разрешающая способность АЦП по этим каналам составляет 8 бит, а при коэффициенте усиления 200х — 7 бит.

В качестве источника опорного напряжения для АЦП может использоваться как напряжение питания микроконтроллера, так и внутренний либо внешний источник опорного напряжения.

Модуль АЦП может работать в двух режимах:

- режим одиночного преобразования, когда запуск каждого преобразования инициируется пользователем;
- режим непрерывного преобразования, когда запуск преобразований выполняется непрерывно через определенные интервалы времени.

Обобщенная структурная схема модуля АЦП приведена на рисунке. В моделях ATmega8х и ATmega48х/88х/168х элементы, выделенные на рисунке серым цветом, и связанные с ними сигналы отсутствуют, а неинвертирующий вход компаратора подключен к выходу мультиплексора (показано пунктиром).



Результат преобразования

После завершения преобразования (при установке в 1 флага ADIF регистра ADCSR) его результат сохраняется в регистре данных АЦП. Поскольку АЦП — 10-битный, этот регистр физически размещен в двух регистрах ввода/вывода ADCH:ADCL, доступных только для чтения. Эти регистры расположены по адресам \$05:\$04 (\$25:\$24) в моделях ATmega8535x, ATmega8x/16x/32x/64x/128x и (\$79:\$78) в остальных моделях. При включении микроконтроллера в регистре данных АЦП содержится значение \$0000.

Для каналов с несимметричным входом результат преобразования определяется выражением:

$$ADC = \frac{V_{IN} \cdot 1024}{V_{REF}}$$

где V_{IN} – значение входного напряжения, а V_{REF} – величина опорного напряжения.

Для каналов с дифференциальным входом результат преобразования определяется выражением

$$ADC = \frac{(V_{POS} - V_{NEG}) \cdot K \cdot 512}{V_{REF}}$$

где V_{POS} – величина напряжения на положительном входе, V_{NEG} – величина напряжения на отрицательном входе, а K – коэффициент усиления. Результат преобразования представляется в этом случае в дополнительном коде, а его значение лежит в диапазоне от $\$200$ (-512) до $\$1FF$ (+512).

Выберем МК ATmega8:

- энергонезависимая память программ и данных 8 Кбайт внутрисистемно программируемой Flash памяти;
 - 512 байт EEPROM 1 Кбайт встроенной SRAM
- Программируемая блокировка, обеспечивающая защиту программных средств пользователя;
- встроенная периферия Два 8-разрядных таймера/счетчика с отдельным предварительным делителем, один с режимом сравнения Один 16-разрядный таймер/счетчик с отдельным предварительным делителем и режимами захвата и сравнения Счетчик реального времени с отдельным генератором Три канала ШИМ 6-канальный аналого-цифровой преобразователь (в корпусе PDIP) Байт-ориентированный 2-проводный последовательный интерфейс Программируемый последовательный USART Последовательный интерфейс SPI Программируемый сторожевой таймер с отдельным встроенным генератором Встроенный аналоговый компаратор;
 - выводы I/O и корпуса 23 программируемые линии ввода/вывода;
 - рабочие напряжения 4,5 – 5,5 В (ATmega8);
 - рабочая частота 0 – 16 МГц (ATmega8).

6 Цифро-аналоговый преобразователь

ЦАП предназначен для преобразования двоичного кода в пропорциональный ему напряжение и ток. Используется для согласования ЭВМ с аналоговыми устройствами, а так же в качестве внутренних узлов в АЦП. Схемотехника ЦАП весьма разнообразна, в связи с этим схемы ЦАП можно классифицировать по разным признакам:

- 1) по способу преобразования входного кода: последовательные и параллельные;
- 2) по способу формирования выходного сигнала:
 - последовательные: ШИМ, на переключаемых конденсаторах, сигма-дельта;
 - параллельные: с суммированием токов, с суммированием напряжений, с суммированием зарядов;
- 3) по роду выходного сигнала: ЦАП с токовым выходом и выходом по напряжению;
- 4) по типу цифрового интерфейса: с последовательным и параллельным выходом.

Дальнейшую классификацию схем ЦАП можно провести по ряду специфических признаков:

- по числу ЦАП на кристалле;
- по быстродействию;
- по разрядности;
- по разрядности выходного сигнала;

Выберем ЦАП фирмы Texas Instruments DAC900 со следующими характеристиками:

- напряжение питания: +3 ... +5В;
- быстродействие: 165 MSPS;
- время установки: 30 нс;
- количество каналов: 1;
- мощность потребления: 170 мВ;

DAC900 – высокоскоростной высококачественный 10 – битный цифро-аналоговый преобразователь с токовым выходом от 2 до 20 мА, выполнен по КМОП – технологии. Выходной ток может быть отрегулирован внешним резистором.

Общий выходной ток ЦАП равен сумме прямого и инверсного тока

$$I_{OUTFS} = I_{OUT} + I_{\overline{OUT}}$$

Таблица 3 – Выходное напряжение

Входной код D9-D0	I_{OUT}	$I_{\overline{OUT}}$
11 1111 1111	20мА	0мА
10 0000 0000	10мА	10мА
00 0000 0000	0мА	20мА

$$V_{OUT} = I_{OUT} \cdot R_{LOAD}$$

$$V_{\overline{OUT}} = I_{\overline{OUT}} \cdot R_{LOAD}$$

7 Программа реализации фильтра

Каскадная структурная схема с прямым представлением биквадратных звеньев описывается следующими разностными уравнениями:

$$y_{1n} = b_{01}r_n + b_{11}r_{n-1} + b_{21}r_{n-2} - a_{11}y_{1n-1} - a_{21}y_{1n-2}$$

$$y_{2n} = b_{02}r_n + b_{12}r_{n-1} + b_{22}r_{n-2} - a_{12}y_{1n-1} - a_{22}y_{1n-2}$$

где r_n – задающее воздействие;

y_{1n} – выходной отчет первого биквадратного звена (входной для второго);

y_{2n} – выходной отчет второго звена (выход фильтра).

Текст программы:

```
#include<mega8.h>
//запишем коэффициенты в энергонезависимую память EEPROM
eeprom float b01 = 0.859872,b11 = -1.541836,b21=0.859872,
a11 = -1.3647, a21 = 0.65341,
b02 = 0.859872,b12 = -1.635476,b22=0.85987,
a12 = -1.787, a22 = 0.8389;
double rn,rn1,rn2,y1n,y1n1,y1n2,y2n,y2n1,y2n2;
// Результат преобразования АЦП
unsignedintread_adc()
{
  ADCSRA|=0x40; //Регистр управления состоянием АЦП, запуск АЦП
  while ((ADCSRA& 0x10)==0); //Ждем завершения преобразования АЦП
  ADCSRA|=0x10;
  return ADCW;
}
```

```

out(double out_var)
{
intvix,i,a[10];
vix = (int)out_var;
for (i=0;i<10;i++) {a[10-i]= vix% 10; vix = vix/10;};
PINB.2 = 1;
PIND.0 = a[10]; PIND.1 = a[9];
PIND.2 = a[8]; PIND.3 = a[7];
PIND.4 = a[6]; PIND.5 = a[5];
PIND.6 = a[4]; PIND.7 = a[3];
PINB.0 = a[2]; PINB.1 = a[1];
PINB.2 = 0;
}
voidmain(void)
{
PORTB=0x00; //Программируем порт В на вывод
DDRB=0xFF;
PORTC=0x00; //C на ввод
DDRC=0x00;
PORTD=0x00; //D на вывод
DDRD=0xFF;
MCUCR=0x00; // прерывания выключены
TIMSK=0x00;
ACSR=0x80; //компаратор выключен
SFIOR=0x00;
ADMUX=0x40; //вход АЦП - ADC0, опорное напряжение - AVcc
ADCSRA=0x85; // Разрешение работы АЦП, частота преобразования 375 кГц
rn = read_adc();
y1n = b01*rn;
y2n = b02*y1n;
out(y2n);
y1n1 = y1n; y2n1 = y2n;
rn1 = rn; rn = read_adc();
y1n = b01*rn+b11*rn1 - a11*y1n1;
y2n = b02*y1n + b12*y1n1 - a12*y2n1;
out(y2n);
while (1)
{
y1n2 = y1n1;
y1n1 = y1n;
rn2 = rn1;
rn1 = rn;
}
}

```

```

rn = read_adc();
y1n = b01*rn+b11*rn1+b21*rn2-a11*y1n1-a21*y1n2;
y2n2 = y2n1;
y2n1 = y2n;
y2n = b02*y1n+b12*y1n1+b22*y1n2-a12*y2n1-a22*y2n2;
out(y2n);
};
}

```

8 Принципиальная схема и печатная плата фильтра

Для разработки принципиальной схемы и печатной платы фильтра воспользуемся программой P-CAD. Принципиальная схема: D1 – ATmega8, D2 – DAC900.

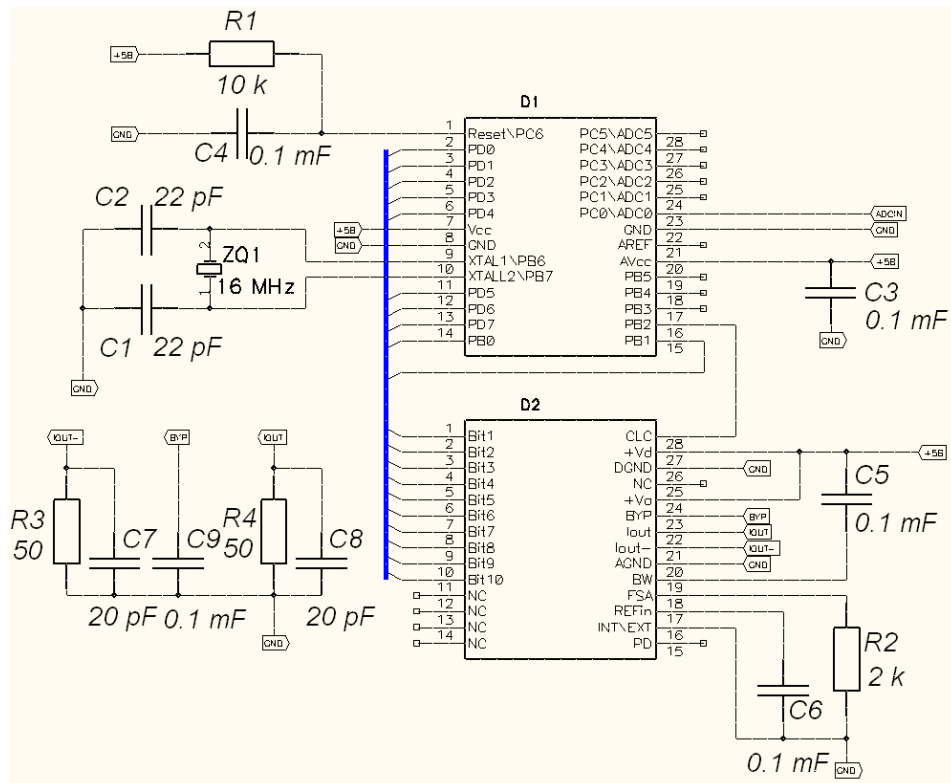


Рисунок 17 – Принципиальная схема ЦОС

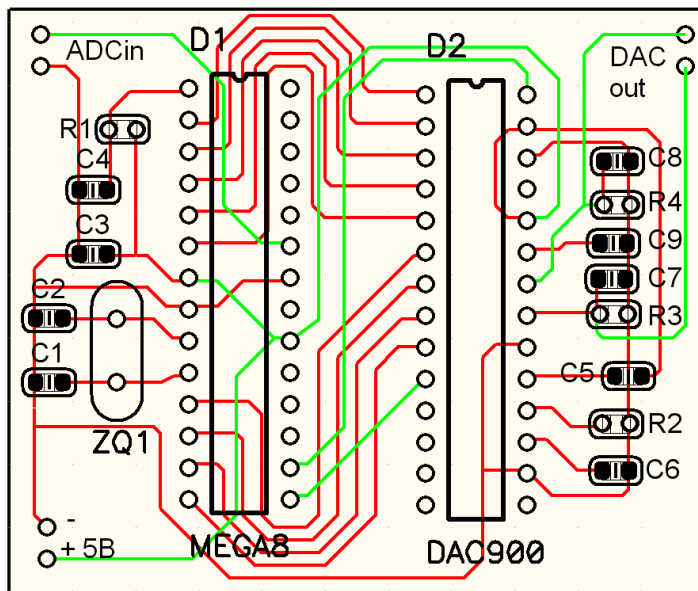


Рисунок 18 – Печатная плата двусторонняя с шелкографией,
размеры: 55x45 мм

Список литературы

1. Гребнев, В. В. Микроконтроллеры семейства AVR фирмы Atmel. – М.: ИП РадиоСофт, 2002. – 176 с.
2. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
3. Рабинер, Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов. Рабинер Л., Гоулд Б. – М.: Мир, 1978. – 576 с.
4. Евстифеев, А.В. Микроконтроллеры семейства Мегa фирмы Atmel. – М.: Додэка XXI, 2007. – 592 с.
5. Малинин, Г.В. Синтез цифровых фильтров. Руководство к курсовой работе. Малинин Г.В., Лазарева Н.М. – Чуваш. ун-т. Чебоксары, 2006. – 68 с.