

Цифровые фильтры на микроконтроллере

Лабораторная работа

Выполнение:

9 учебный семестр, 16 час



Лаборатория цифровой радиоэлектроники

Основной задачей работы является изучение современной методологии целочисленного проектирования цифровых фильтров и их реализации на микропроцессорных контроллерах

1. Цифровые сигналы и структура цифровых фильтров
2. Целочисленные модели цифровых фильтров
3. Синтез цифровых фильтров методом ЦНП
4. Структура микропроцессорного контроллера (МК)
5. Программирование МК в среде IAR
6. Панорамный измеритель частотных характеристик ЦФ в среде LabVIEW
7. Измерение ЧХ цифровых фильтров на реальном сигнале

Аппаратные платформы ЦОС

1. MCU – микропроцессорные контроллеры (МК)

MSP430F1611 : $f_T = 8$ МГц $R = 16$ АЦП/ЦАП = 12/10 $I_0 = 0,2$ ма Ст = 300 руб

AVR-CRUMB644 : $f_T = 16$ МГц $R = 16$ АЦП/- = 10 $I_0 = 10$ ма Ст = 200 руб

2. DSP – сигнальные процессоры (ЦСП)

TMS320F28335 : $f_T = 150$ МГц $R = 32$ АЦП/- = 12 $I_0 = 200$ ма Ст = 900 руб
Арифметический сопроцессор

3. PLD – програм. логические интегральные схемы (ПЛИС)

Altera Cyclone II, Xilinx Spartan 3AN

4. Универсальные процессоры

Целочисленное проектирование цифровых фильтров

Этапы проектирования

1. Задание на проектирование (ТЗ)
2. Целочисленные модели рекурсивных (IIR) и нерекурсивных (FIR) цифровых фильтров
3. Синтез ЦФ методом ЦНП
4. Разработка программы расчёта отклика ЦФ (С или Ассемблер)
5. Программирование микроконтроллера в среде IAR
6. Измерение частотных характеристик синтезированного ЦФ на реальном сигнале

Существующие методы синтеза

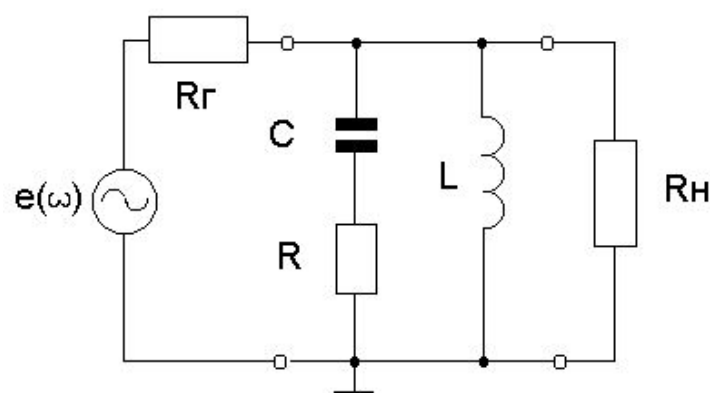
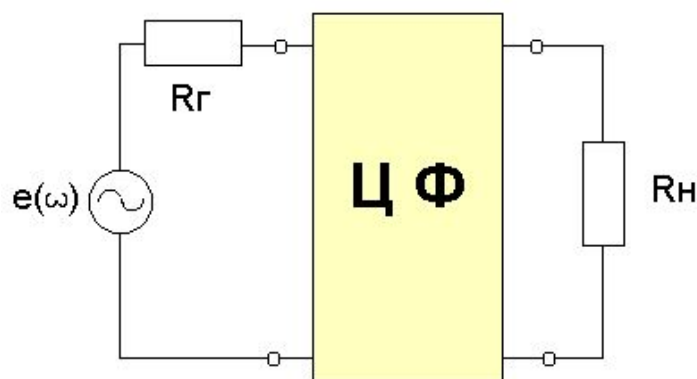
1. Метод **ezIIR** целочисленного округления билинейного преобразования от
Texas Instruments
2. Метод целочисленного нелинейного программирования (ЦНП) для синтеза IIR и FIR цифровых фильтров

Стандартные частоты дискретизации

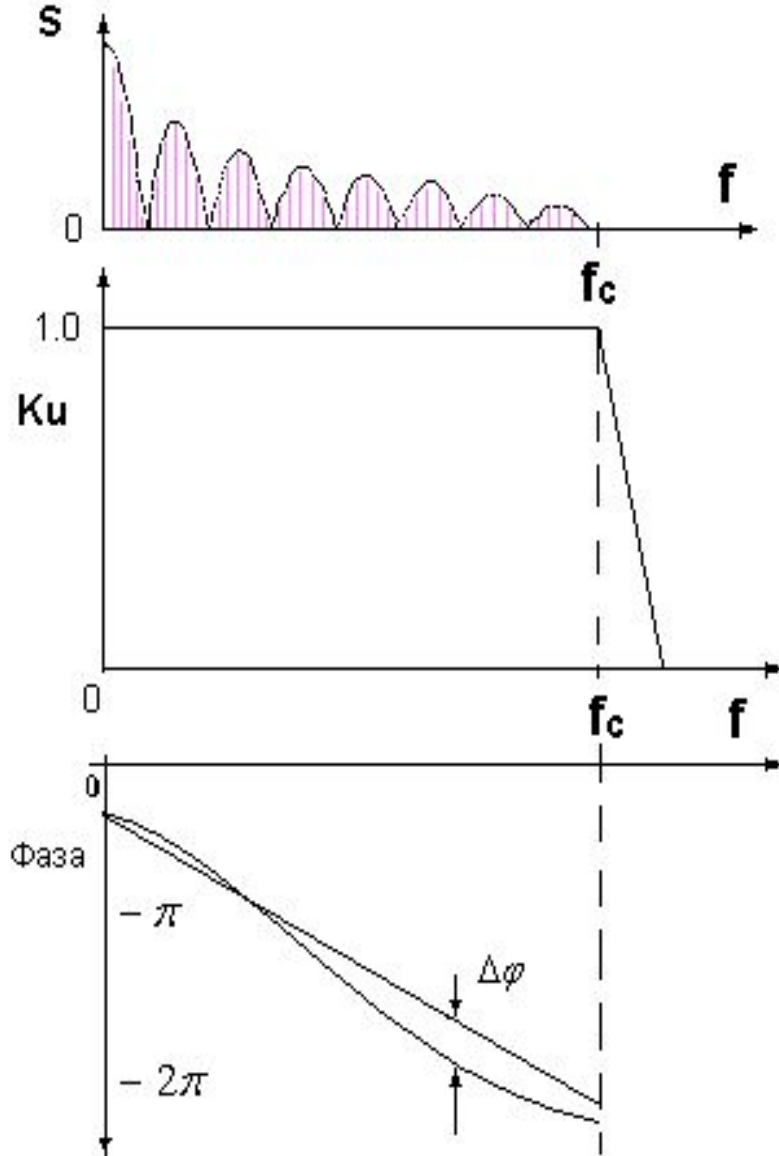
1. Контроль, управление - 1 кГц,
2. Речь, связь - 8 кГц,
3. Звукотехника - 40 кГц,
4. Обработка ТВ изобр - 14 МГц.

СРАВНЕНИЕ ЦИФРОВЫХ И АНАЛОГОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Цифровые фильтры	Аналоговые фильтры
Высокая точность	Низкая точность из-за допуска на элементы
Линейная фаза (КИХ фильтр)	Нелинейная фаза
Нет дрейфа вследствие изменения параметров компонентов	Дрейф вследствие изменения параметров компонентов
Гибкость, возможна адаптивная фильтрация	Реализация адаптивных фильтров затруднена
Легки в моделировании и проектировании	Сложны в моделировании и проектировании
Ограничения при работе в реальном масштабе времени – вычисление должно быть завершено в течение интервала дискретизации	Аналоговые фильтры требуются на высоких частотах и для устранения эффекта наложения спектра



Линейные цифровые фильтры



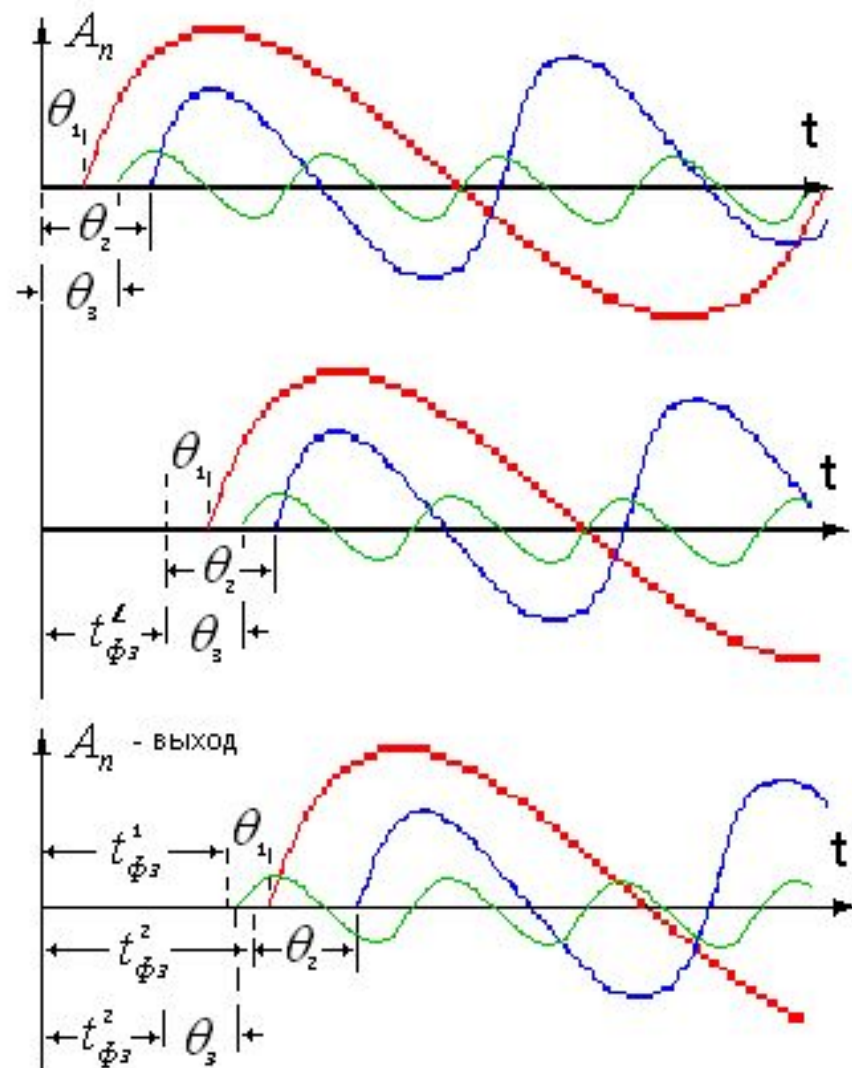
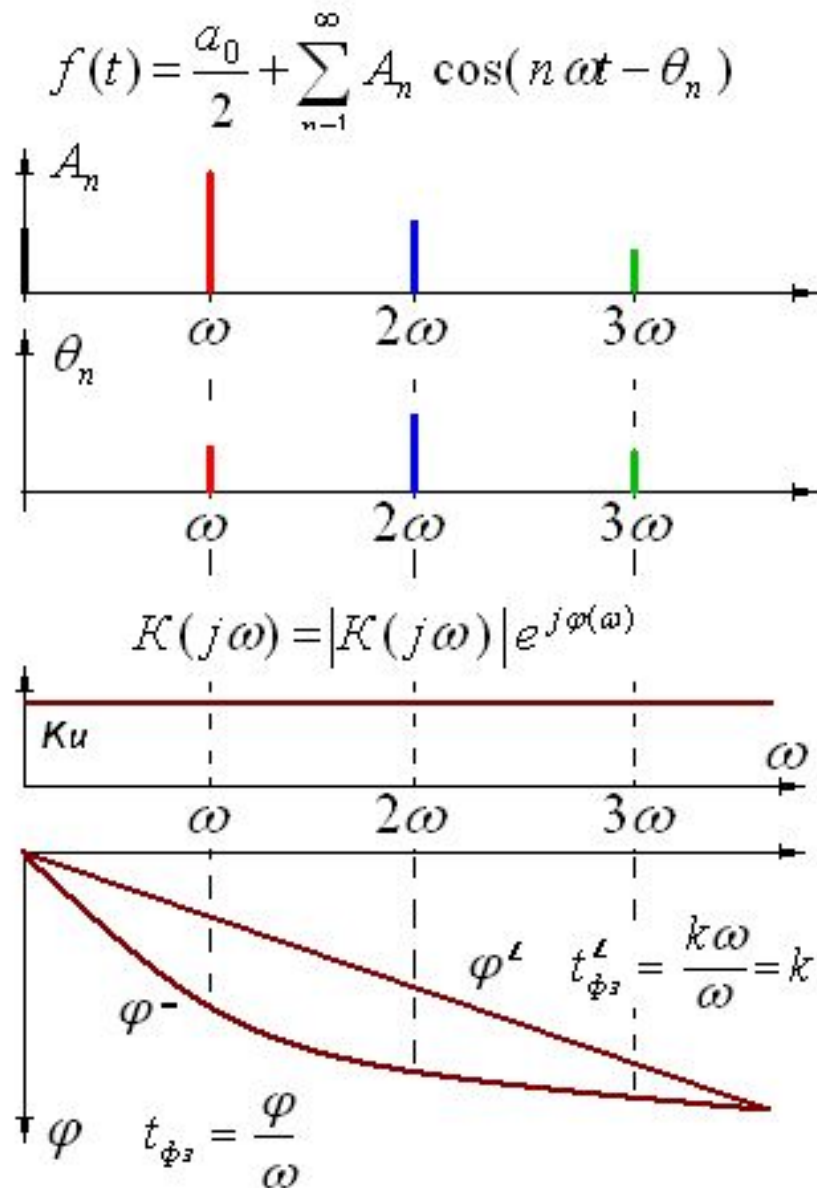
Основные требования

1. Селекция полезного сигнала в заданной спектральной полосе
2. Не искажение полезного сигнала в полосе пропускания фильтра
3. Устойчивость и физическая реализуемость рекурсивного цифрового фильтра
4. Реализация фильтра на цифровой платформе с органиченной разрядностью

Особенности БИХ-фильтров

1. Высокая селективная способность
2. Высокое быстродействие
3. Большие фазовые искажения

Задержка сигнала в линейной системе



Сигнал – функция переносящая информацию о состоянии или поведении физической системы

- **Сигнал в непрерывном времени** – определяется на континууме моментов времени и, следовательно, представляется как функция непрерывной переменной
- **Дискретные сигналы (сигналы в дискретном времени)** – определяются в дискретные моменты времени и представляются последовательностью чисел. Амплитуда (мгновенное значение) сигнала также может быть величиной как непрерывной, так и дискретной.
- **Цифровые сигналы** – это сигналы у которых дискретны и время и амплитуда
- **Аналоговые сигналы** – это сигналы в непрерывном времени и с непрерывным диапазоном амплитуд

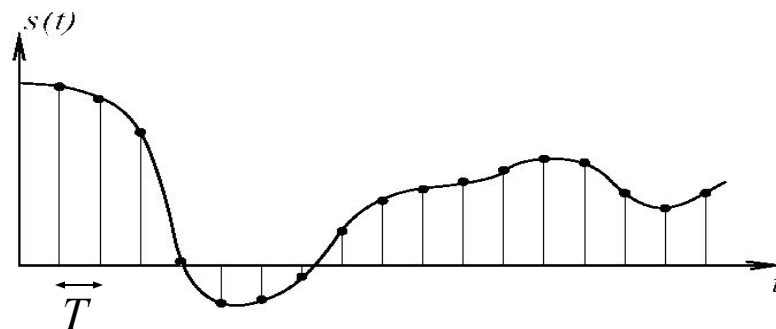
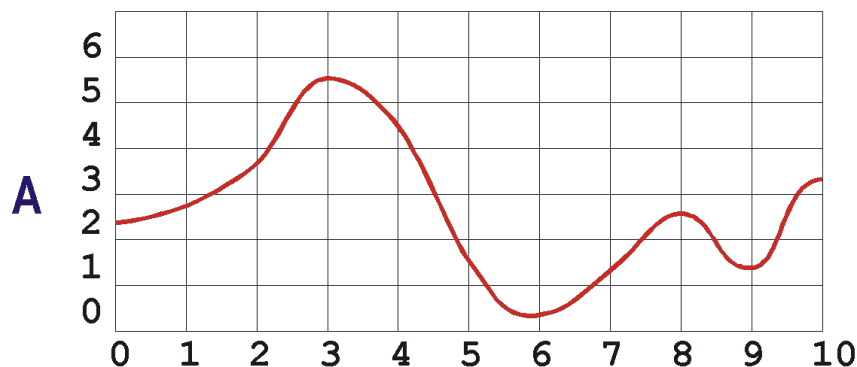


Рис 1.1. Сигналы в непрерывном и дискретном времени

Формирование цифрового сигнала

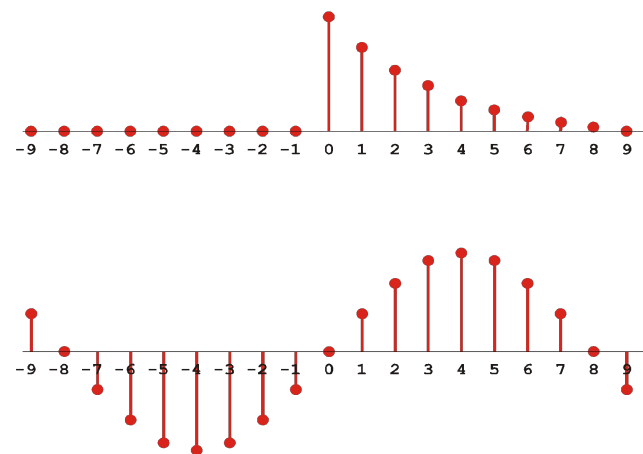
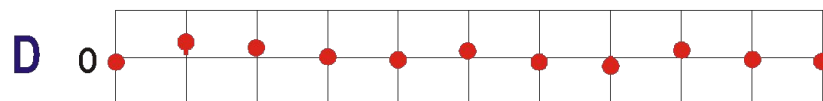
Дискретизация по времени

Квантование по уровню



B 2 2 3 5 4 1 0 1 2 1 3

C 010 010 011 101 100 001 000 001 010 001 011



$$\Rightarrow x = \{x(n)\}, \quad -\infty < n < \infty$$

b – полученная последовательность цифр

c – полученная последовательность двоичных кодовых групп

d – ошибки квантования

Кодирование по уровню

$$\text{Cod} = \frac{U}{U_{\max}} \cdot 2^M \quad \begin{array}{l} \text{разрядность} \\ \text{АЦП} \end{array}$$

Эффекты квантования вещественных данных

Квантование – процесс преобразования **непрерывного** значения (в АЦП – аналогового сигнала) в **дискретное** значение, которое может быть реализовано заданным числом двоичных разрядов $W_k = L$. Разность между исходным непрерывным и дискретным округлённым значениями наз. шумом квантования



$$\varepsilon = x - Q[x]$$

$$\Delta H = H(\omega) - H_Q(\omega)$$

$C = 0,96623245$ – неквантованное $L = 7$ бит

$$C_{int}^Q = 0,96623245 \times 2^7 + 0,5 = 124,17714 = 124$$

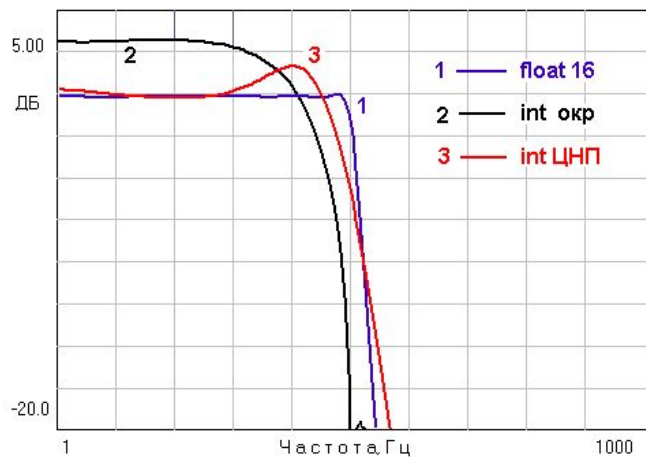
$$C_{float}^Q = 124 / 2^7 = 124 / 128 = 0,96875$$

$$\varepsilon = 0,96623245 - 0,96875 = -0,002517 \text{ – шум}$$



Эффекты квантования вещественных данных

Квантование – процесс преобразования **непрерывного** значения (в АЦП – аналогового сигнала) в **дискретное** значение, которое может быть реализовано заданным числом двоичных разрядов $W_k = L$. Разность между исходным непрерывным и дискретным округлённым значениями наз. шумом квантования



$C = 0,96623245$ – неквантованное $L = 7$ бит

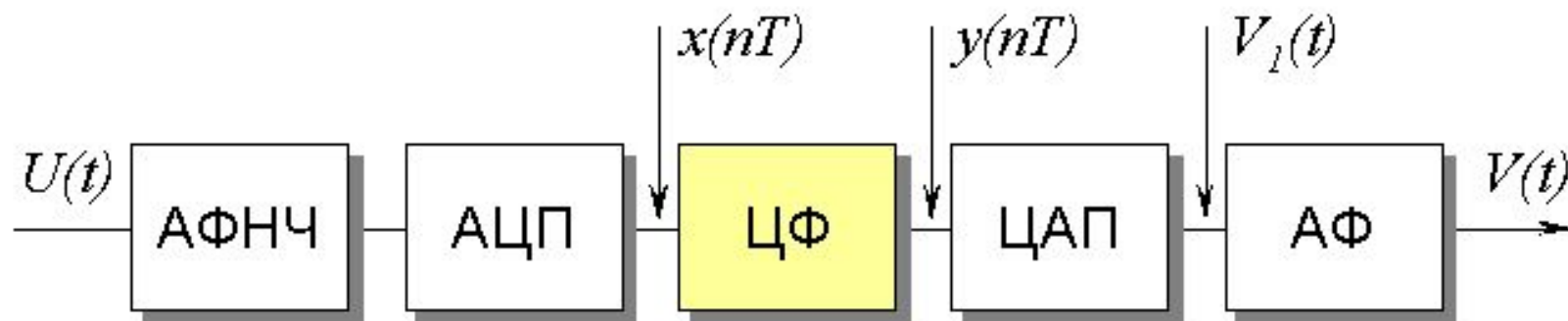
$$C_{int}^Q = 0,96623245 \times 2^7 + 0,5 = 124,17714 = 124$$

$$C_{float}^Q = 124 / 2^7 = 124 / 128 = 0,96875$$

$$\varepsilon = 0,96623245 - 0,96875 = -0,002517 \text{ — шум}$$



Структура цифровой фильтрации



$$\text{Cod} = \frac{U}{U_m} \cdot 2^M$$

$$U = \frac{\text{Cod}}{2^M} \cdot U_m$$

- **АФНЧ** – аналоговый фильтр нижних частот, ограничивающий ширину спектра входного сигнала частотой Найквиста $F_N = F_d / 2$;
- **АЦП** - аналого-цифровой преобразователь, осуществляющий дискретизацию во времени, квантование и кодирование по уровню временных отсчетов (выборок), т.е. представление их в форме последовательности целых знакоположительных чисел в интервале от 0 до 2^M (цифровой сигнал $x(nT)$), где M - разрядность АЦП;
- **ЦФ** - цифровое вычислительное устройство, выполняющее линейное преобразование сигнала $x(nT)$ в выходной цифровой сигнал $y(nT)$;
- **ЦАП** - цифро-аналоговый преобразователь, выполняющий преобразование цифрового сигнала $y(nT)$ в аналоговый ступенчатый сигнал $V_1(t)$ с восстановлением его физического уровня;
- **АФ** - аналоговый фильтр (интегратор), преобразующий ступенчатый сигнал $V_1(t)$ в сглаженный аналоговый $V(t)$;

Современные требования к цифровым фильтрам и методикам их проектирования

1. Обеспечение совокупности требуемых характеристик:

АЧХ	ФЧХ	ГВЗ - $T_{гр}(\omega)$	$T_{фаз}(\omega)$
$ H(e^{j\omega}) $	$\varphi(\omega)$	$\tau_g(\omega) = -\frac{\partial \varphi(\omega)}{\partial \omega}$	$\tau_p(\omega) = -\frac{\varphi(\omega)}{\omega}$

2. Произвольные формы ЧХ. Линейность частотной шкалы.

3. Целочисленное проектное решение **ИХ^о**, обеспечивающее максимальное быстродействие при работе ЦФ в реальном времени.

4. Минимальная стоимость и энергопотребление ЦФ.

$$(4) \quad H(e^{j\omega}) = |H(e^{j\omega})| e^{j\varphi(\omega)} \qquad \omega = \Omega T = \frac{\Omega}{F_d} = \frac{2\pi \cdot f}{F_d} \quad (5)$$

1. Метод инвариантности импульсной хар-ки

2. Метод инвариантности частотной хар-ки

3. Метод частотной выборки

4. Метод взвешивания (окна)

5. Метод быстрой свёртки

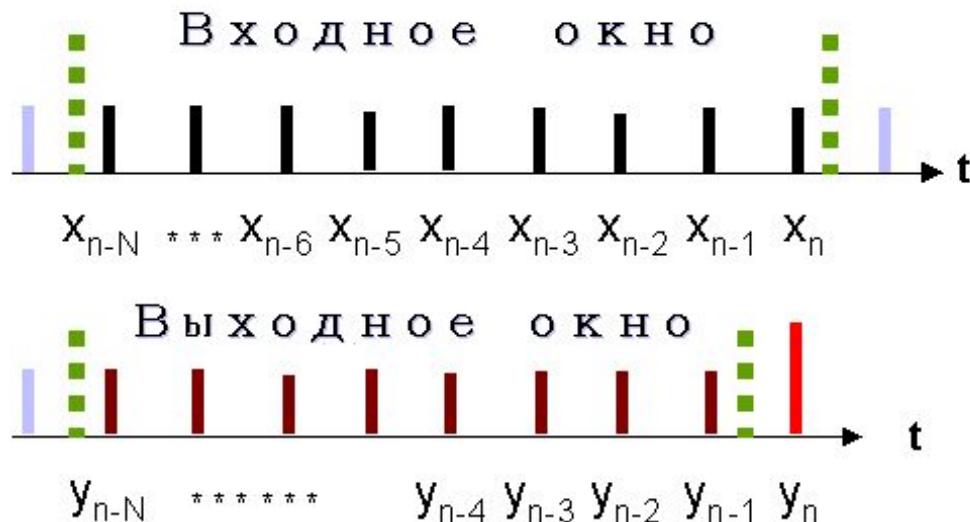
Систематические ошибки

1. Ошибки аппроксимации

2. Ошибки «усечения»

3. Квантования параметров

Модели цифрового фильтра



входная последовательность

$\{x_n\}$

Цифровой фильтр

y_n

Отклик фильтра

$$y_n = -\sum_{k=1}^N a_k \cdot y_{n-k} + \sum_{k=0}^N b_k \cdot x_{n-k} \quad (1)$$

$$y_n = \sum_{k=0}^N b_k \cdot x_{n-k} \quad (2)$$

$$(3) \quad X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n}$$

a_k, b_k — вещественные коэффициенты

$$-1.0 < a_k < 1.0$$

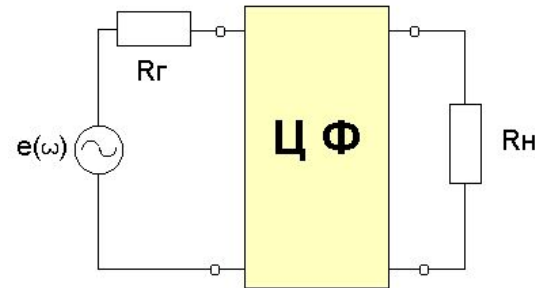
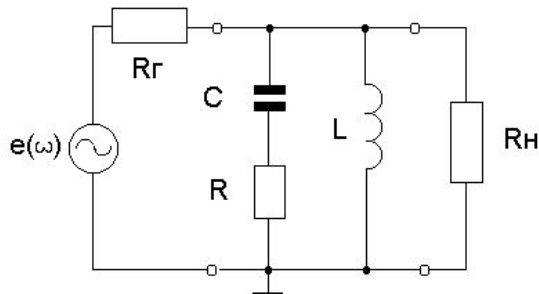
$$-1.0 < b_k < 1.0$$

$$(4) \quad H(z) = H_0 \prod_{i=1}^m \frac{1 + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{1 + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}}$$

$$z = re^{j\omega} = re^{j\frac{2\pi \cdot f}{F_d}}$$

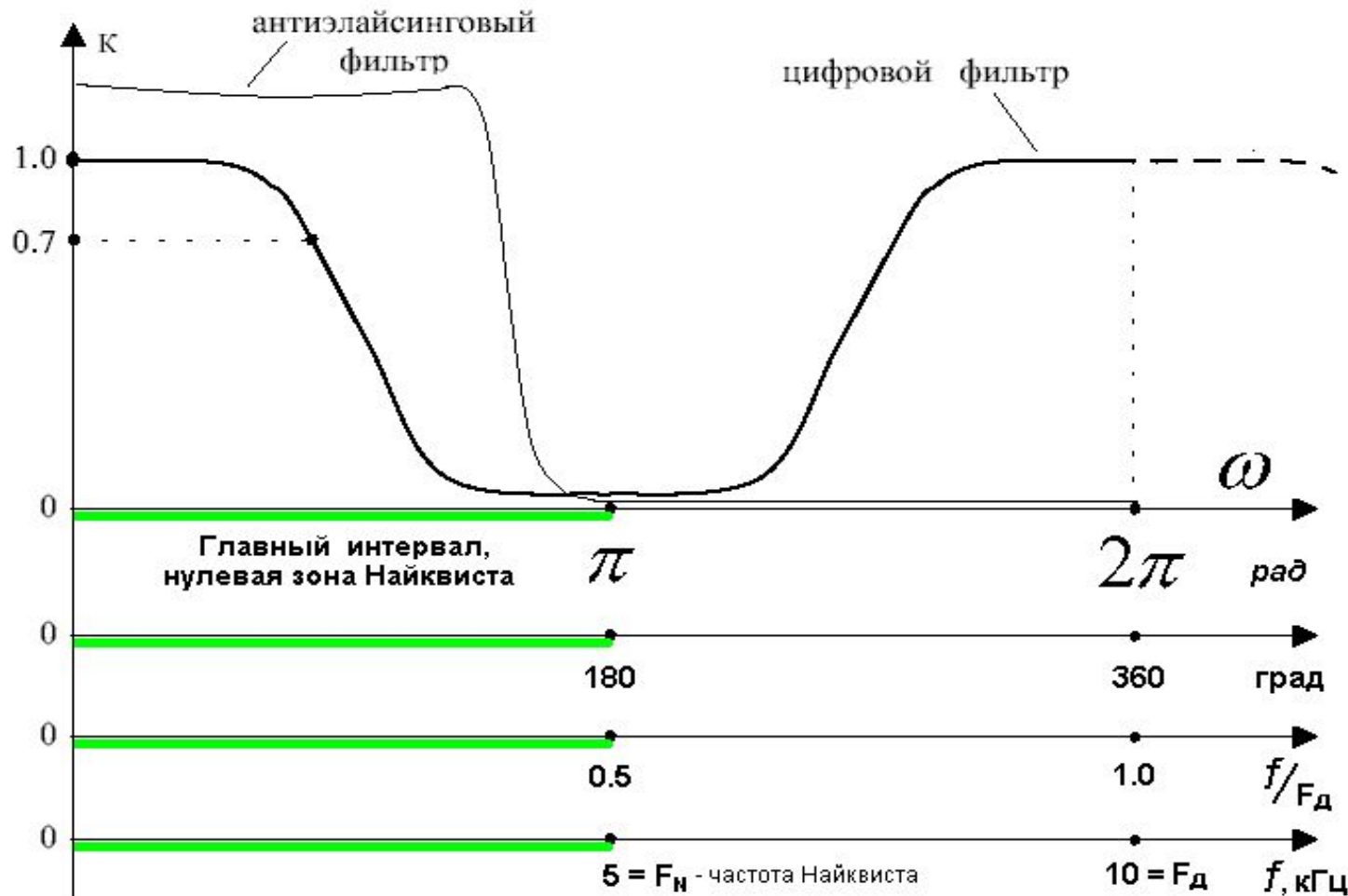
Описание аналоговых и цифровых фильтров

Угловая частота $\omega = 2\pi f \left[\frac{\text{рад}}{\text{сек}} \right]$	Цифровая частота $\omega = 2\pi \frac{f}{F_\partial} [\text{рад}]$
Комплексная частота $p = \sigma + j\omega$	Комплексная частота $z = re^{j\omega}$
Линейные стационарные цепи: а) принцип суперпозиции б) условие стационарности	Дискретные лин.системы с пост.парам: а) принцип суперпозиции б) инвариантные к сдвигу
Линейные ДУ с постоянными коэфф: $\ddot{q} + \frac{r}{L} \dot{q} + \omega^2 q = 0$	Линейно-разностное уравнение: $y_n = -\sum_{k=1}^N a_k \cdot y_{n-k} + \sum_{k=0}^N b_k \cdot x_{n-k}$
Преобразование Лапласа: $L(p) = \int_0^{\infty} u(t) \cdot e^{-pt} dt$	Z – преобраз.: $X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) z^{-n}$
Коэфф. передачи: $K(p) = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{p^2 + b_1 p + b_0}$	$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_k z^{-N}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_k z^{-N}}$



Цифровая частота и главный частотный интервал

$$z = re^{j\omega} = re^{j \frac{2\pi \cdot f}{F_D}} \quad \omega = 2\pi \cdot \frac{f}{F_D} \quad [\text{рад}] \quad (1)$$



$$T_D \leq \frac{1}{2F_{\max}}$$

$$\frac{1}{F_D} = \frac{1}{2F_N}$$

$$F_N = \frac{F_D}{2}$$

$$T_N = 2 \cdot T_D$$

Системная функция цифрового фильтра $H(z)$ – непрерывная периодическая функция

Линейные цифровые фильтры

Фильтрация вместе со сверткой и преобразованием Фурье на сегодняшний день – три кита цифровой обработки сигналов.

Существует два распространенных типа фильтров с бесконечной и конечной импульсной характеристикой – БИХ и КИХ. Отметим их важные отличия

Показатель	БИХ	КИХ
Эффективность	значительно больше	меньше
Аппаратные ресурсы, при одинаковом порядке	больше	меньше
Устойчивость	возможна неустойчивость из-за ошибок округления	всегда устойчив
Групповое время запаздывания	разное для разных частот	постоянно для всех частот
Фазовая характеристика	нелинейна	линейна

КИХ фильтры обычно используют из-за их огромного преимущества – линейности фазовой характеристики, что во многих приложениях может быть жизненно необходимым. В остальных случаях используют БИХ фильтры, поскольку они значительно более эффективны

Классический синтез БИХ-фильтров методом билинейного преобразования

Порядок расчета цифрового БИХ-фильтра может быть следующим.

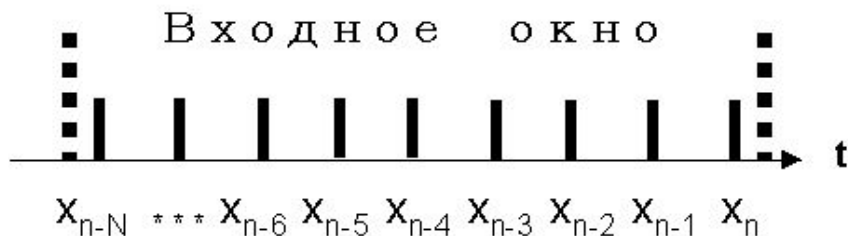
- 1). Для граничных частот цифрового фильтра ω_{pi} и ω_{ai} определяются соответствующие граничные частоты аналогового прототипа Ω_{pi} , Ω_{ai}
- 2). Требования к АЧХ цифрового фильтра адресуются к АЧХ $|K_a(j\Omega)|$ аналогового прототипа. По этим требованиям синтезируется аналоговый фильтр для той или иной аппроксимации (Баттерворта, Чебышева или эллиптический) и определяется его передаточная функция $K_a(p)$.
- 3). Рассчитывается передаточная функция цифрового фильтра применением билинейного преобразования, т.е. в выражение $K_a(p)$ делается подстановка

$$p = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}, \quad H(z) = K_a(p) \Bigg|_{p = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}}$$

- 4). Рассчитываются коэффициенты, например, каскадной формы реализации передаточной функции:

$$H(z) = H_0 \prod_{i=1}^N \frac{1 + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{1 + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}}. \quad H(z) = \frac{0,001835576(1 + 2z^{-1} + z^{-2})(1 + 2z^{-1} + z^{-2})}{(1 - 1,4946z^{-1} + 0,8482z^{-2})(1 - 1,5548z^{-1} + 0,6493z^{-2})}$$

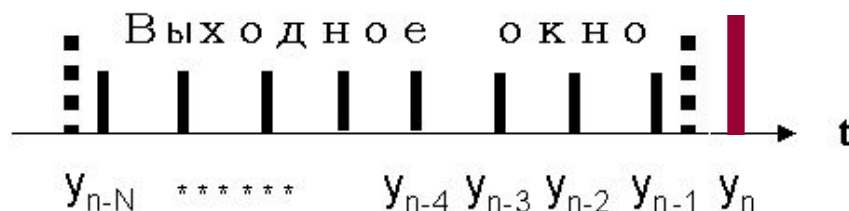
Целочисленная модель цифрового рекурсивного фильтра (прямая форма)



$\{x_n\}$ — входная последовательность

$\{y_n\}$ — выходная последовательность

y_n — отклик фильтра



$$-2^{R-1} \leq a_k \leq +2^{R-1}$$

$$-2^{R-1} \leq b_k \leq +2^{R-1}$$

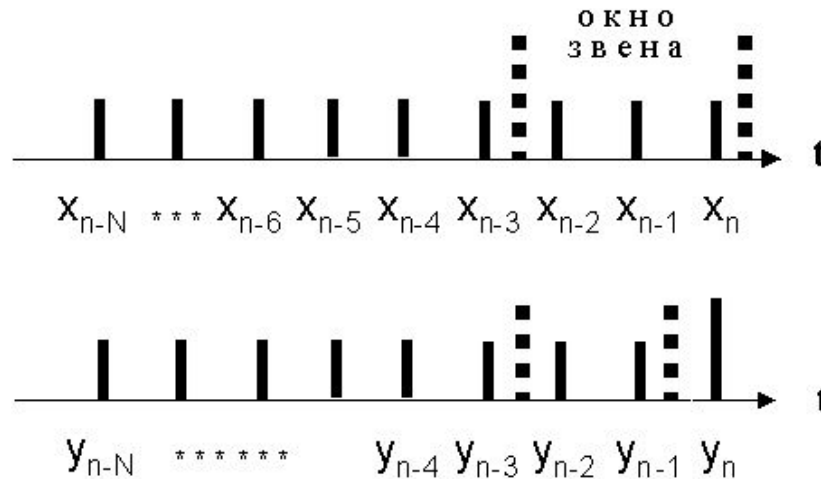
N — порядок

$$y_n = -\sum_{k=1}^N \frac{a_k}{a_0} \cdot y_{n-k} + \sum_{k=0}^N \frac{b_k}{a_0} \cdot x_{n-k} \quad (6)$$

b_k, a_k, a_0 — целочисленные коэффициенты

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_k z^{-N}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_k z^{-N}} \quad (7)$$

Каскадное построение рекурсивного ЦНП-фильтра (последовательная форма)



$\{x_n\}$ — входная последовательность

$\{y_n\}$ — выходная последовательность.

N — порядок фильтра

$$-2^{R-1} \leq a_k \leq +2^{R-1}$$

$$-2^{R-1} \leq b_k \leq +2^{R-1}$$



(1) $y_n = (b_0 x_n + b_1 x_{n-1} + b_2 x_{n-2} - a_1 y_{n-1} - a_2 y_{n-2}) / a_0$ — отклик звена второго порядка

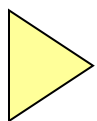
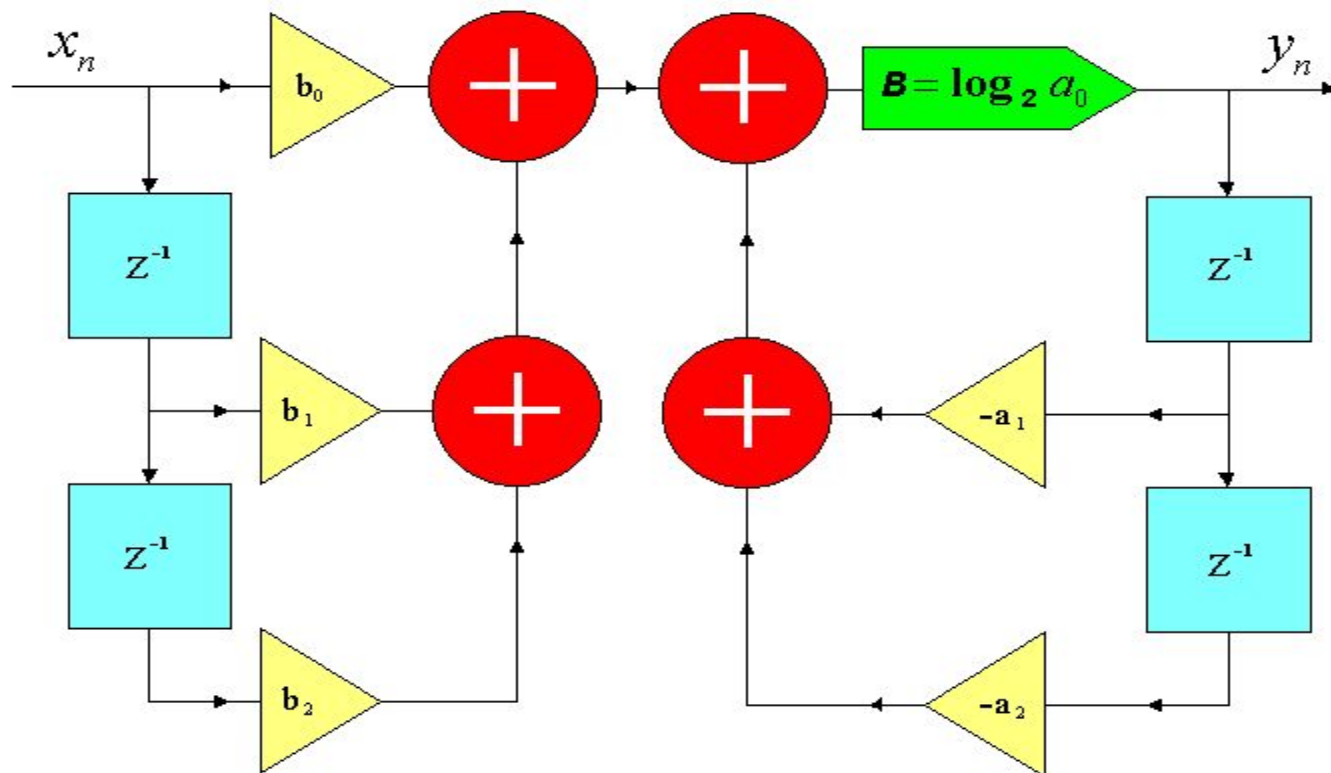
(2)
$$H(z) = \prod_{i=1}^m \frac{b_{0i} + b_{1i} z^{-1} + b_{2i} z^{-2}}{a_{0i} + a_{1i} z^{-1} + a_{2i} z^{-2}}$$
 — коэффициент передачи фильтра из $m=N/2$ звеньев

(3) $|Zp_i| < 1$ — условие устойчивости рекурсивного фильтра

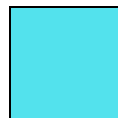
Структура целочисленного рекурсивного звена

$$y_n = (b_0 x_n + b_1 x_{n-1} + b_2 x_{n-2} - a_1 y_{n-1} - a_2 y_{n-2}) / a_0 \quad (11)$$

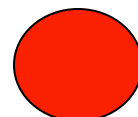
$$-2^{R-1} \leq a_k, b_k \leq +2^{R-1} \quad a_0 \in \{2^q\}, \quad q = \overline{0, R-1} \quad (12)$$



- умножение



- задержка



- суммирование



- сдвиг

Устойчивость и реализуемость рекурсивных цифровых фильтров

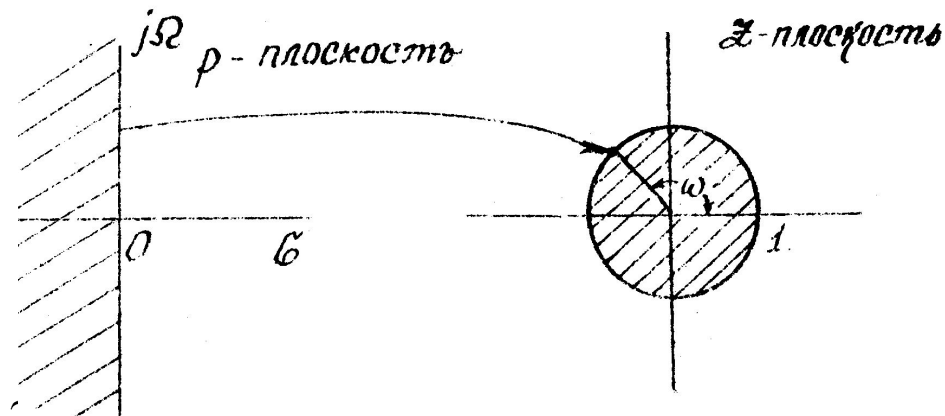
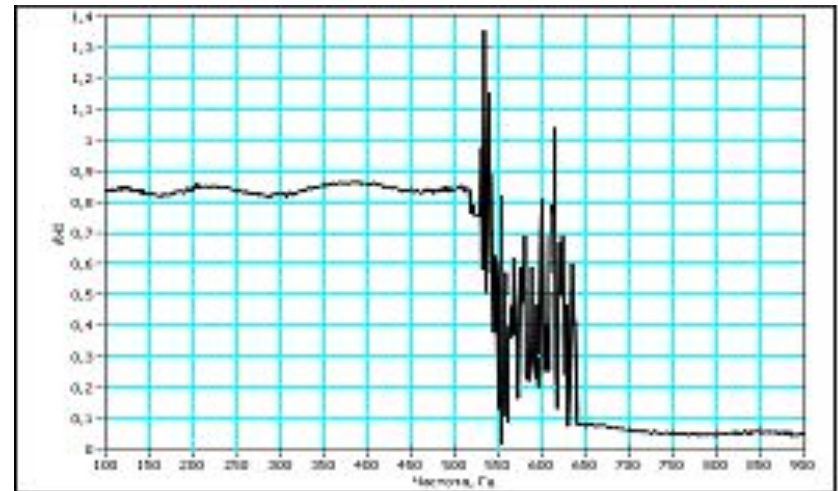
Для реализуемости и устойчивости передаточная функция должна удовлетворять следующим условиям:

1. Она должна быть рациональной функцией с вещественными коэффициентами
2. Порядок числителя не должен превышать порядок знаменателя
3. Её полюсы должны лежать внутри круга единичного радиуса на Z-плоскости

$$S = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |h(k)| < \infty. \quad (1)$$

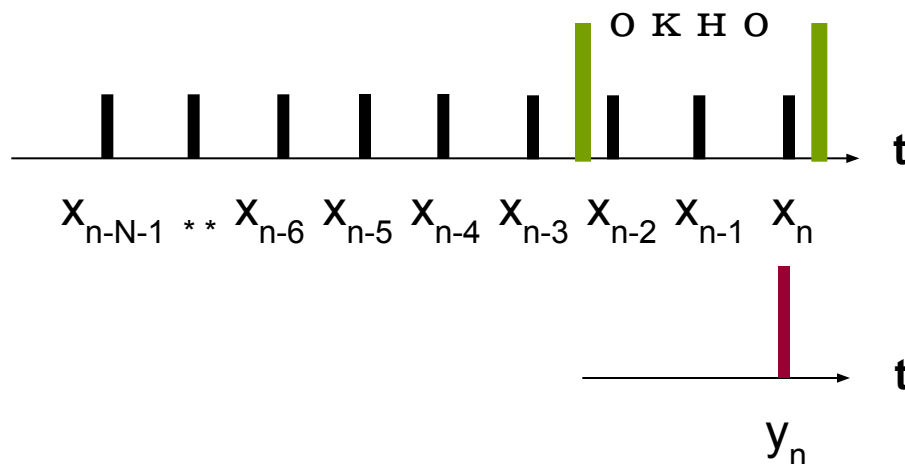
$h(n) \equiv 0, \quad n < 0$ - каузальность

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



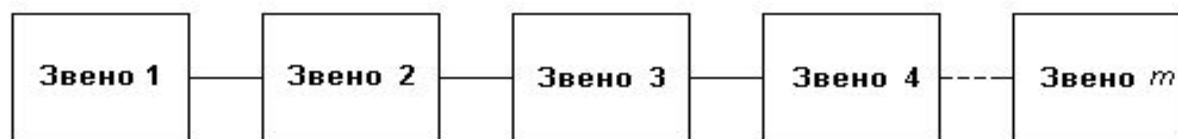
$$|Zp_i| < 1$$

Каскадное построение нерекурсивного ЦНП-фильтра (последовательная форма)



y_n — отклик фильтра

N — порядок фильтра



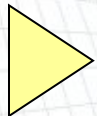
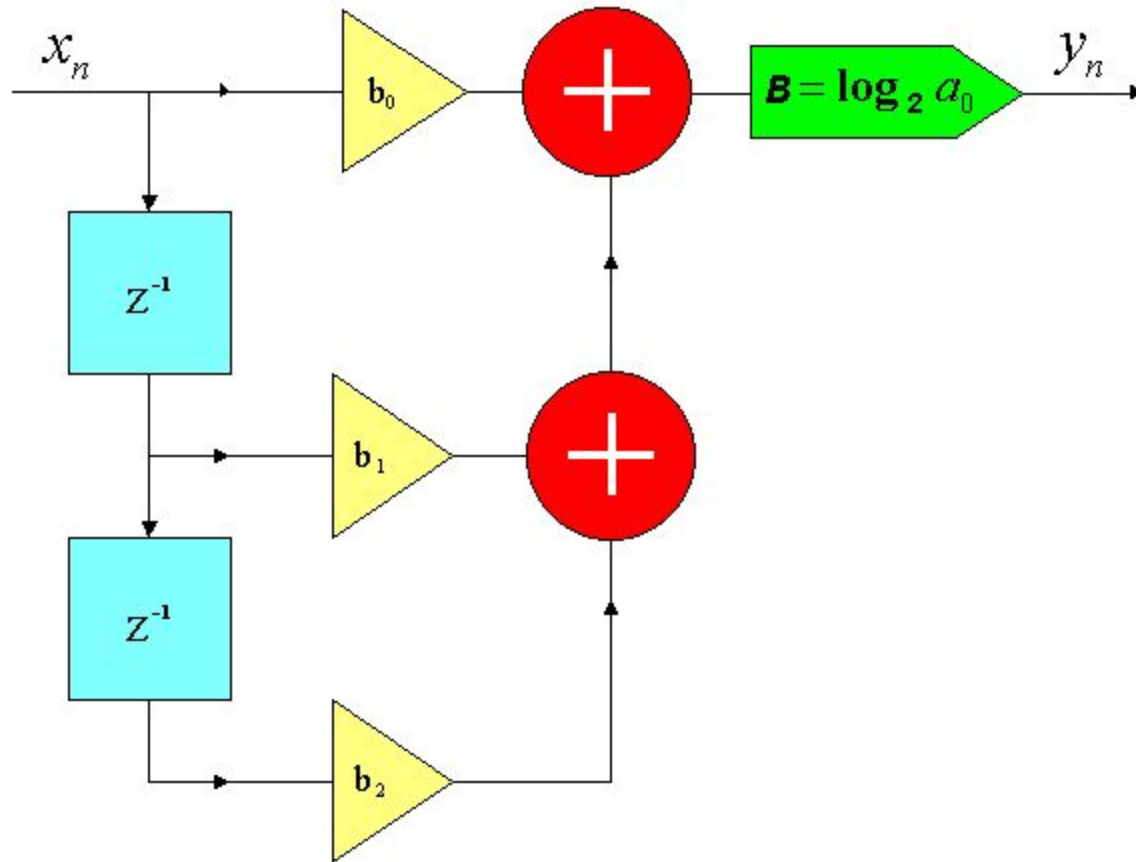
(6) $y_n = (b_0 \cdot x_n + b_1 \cdot x_{n-1} + b_2 \cdot x_{n-2}) / a_0$ — линейная свёртка звена второго порядка (цифрового резонатора)

(7) $H(z) = \prod_{i=1}^m \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{a_{0i}}$ — коэффициент передачи фильтра из $m=N/2$ звеньев

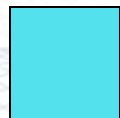
Варьируемых параметров (коэффициентов) $2N$

Структура звена целочисленного FIR-фильтра

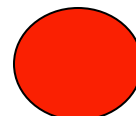
$$y_n = (b_0 x_n + b_1 x_{n-1} + b_2 x_{n-2}) / a_0 \quad a_{0i} \in \{2^q\} \quad i = \overline{1, m}$$



- умножение



- задержка



- суммирование



- сдвиг

Постановка задачи многофункционального ЦНП-синтеза рекурсивного фильтра

$$\overset{\circ}{F}(\overset{\circ}{IX}) = \min F(IX) \quad (1)$$

$$IX \in I^{6m}$$

$$-2^{R-1} \leq a_{di} \leq 2^{R-1} - 1 \quad d=\overline{1,2} \quad i=\overline{1,m} \quad (2)$$

$$-2^{R-1} \leq b_{di} \leq 2^{R-1} - 1 \quad d=\overline{1,2} \quad i=\overline{1,m}$$

$$a_{0i} \in \{2^q\} \quad q = \overline{0, R-1} \quad (3)$$

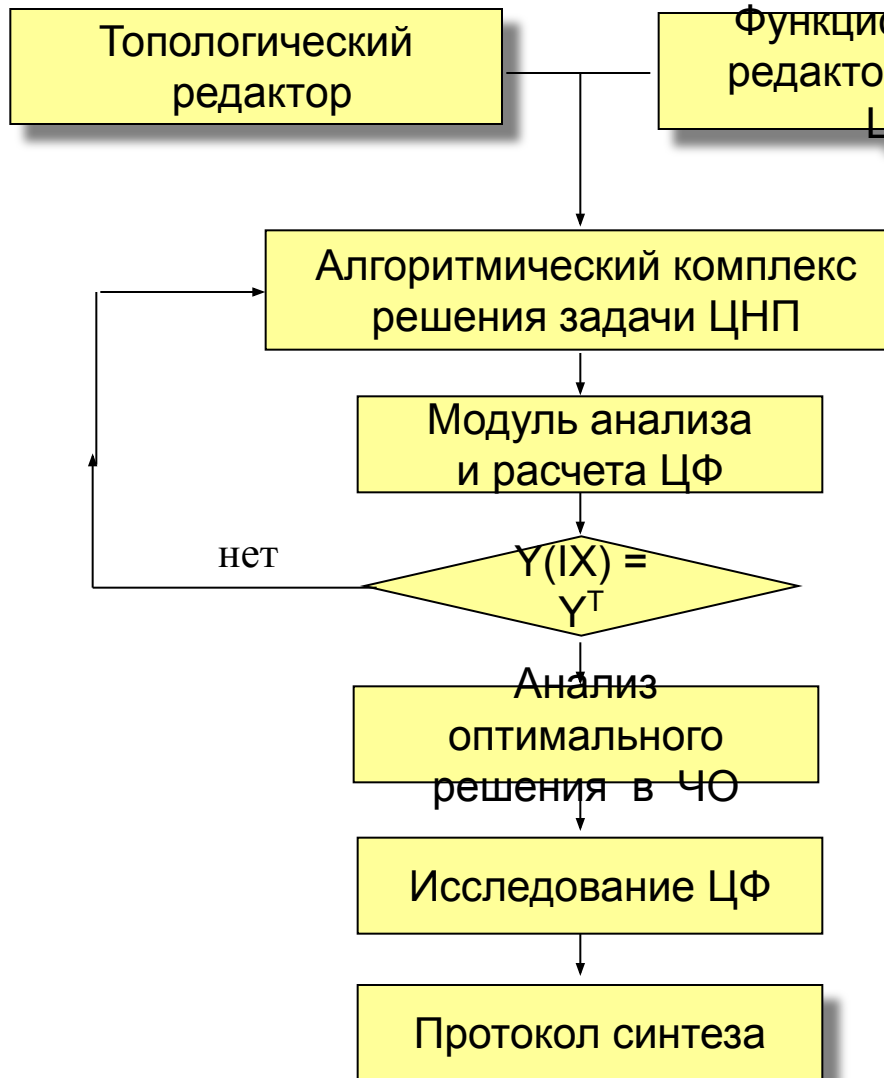
$$|Z_{pi}| < 1 \quad i=\overline{1,m} \quad (4)$$

$$K_i^{\min} \leq |K_i(e^{j\omega})| \leq K_i^{\max}, \quad (5)$$

где разрядность процессора $R = 16$

- Каскадная пятизвенная структура фильтра ($m=5$)
- Синтез в целочисленном 30-мерном пространстве параметров фильтра
- Прямые ограничения в виде гиперкуба (2)
- Биномиальный ряд по коэффициентам a_0 (3)
- Условие устойчивости фильтра (4)
- Масштабирование усиления каскадов (5)

Общая структура учебной программы синтеза



$$\overset{\circ}{F}(\overset{\circ}{IX}) = \min F(IX) \quad (9)$$

$$IX \in I^{6m}$$

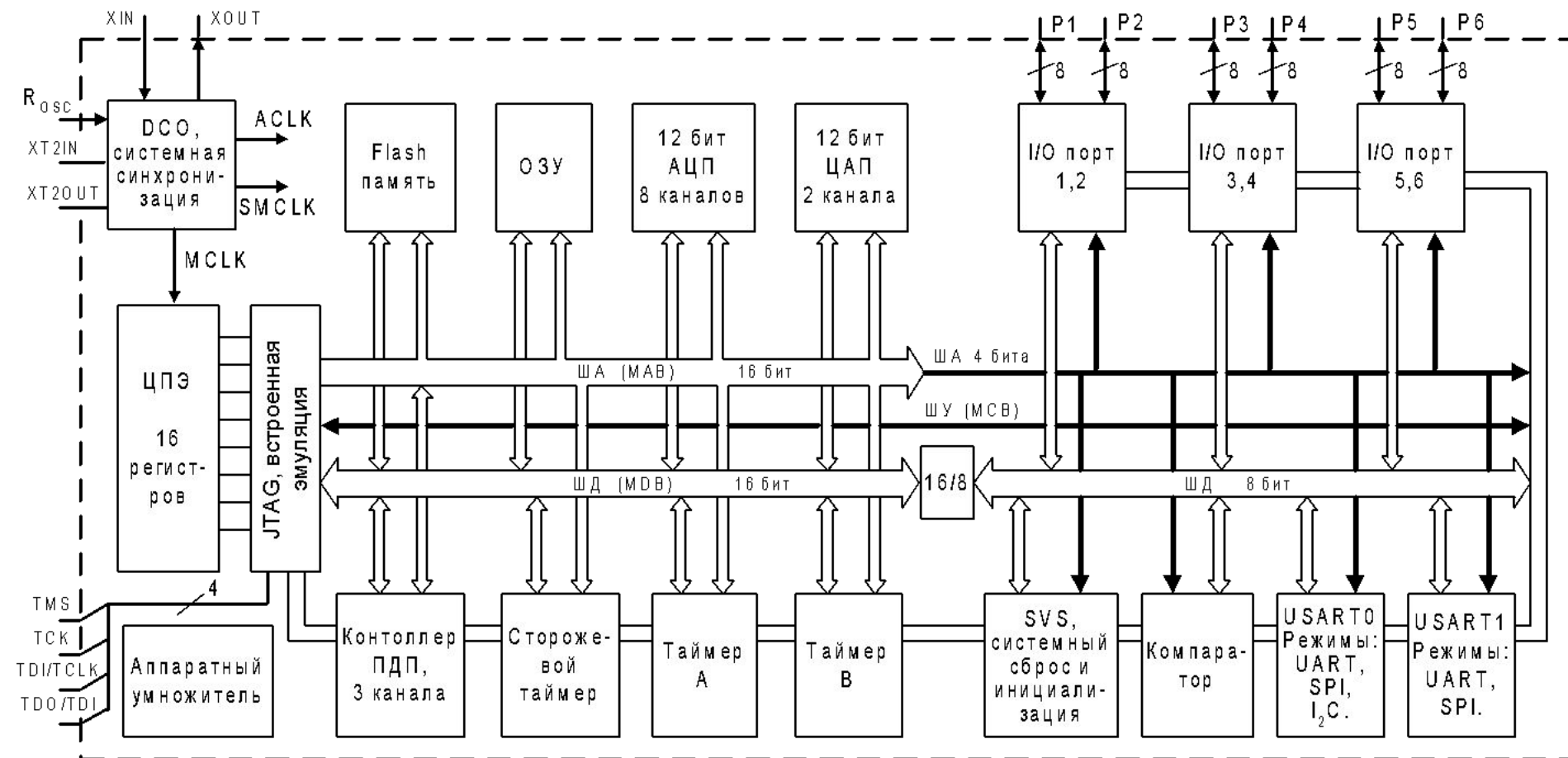
D – целочисленное пространство параметров



$$X^{k+1} = X^k + \alpha^k P^k$$

Лаборатория цифровой радиоэлектроники

Структура микроконтроллера MSP430F1611



Микроконтроллер MSP430F1611

В микропроцессорной системе процессор работает более эффективно, если программный код и коды данных размещены в памяти так, что есть возможность независимого к ним обращения. По отношению к памяти различают фоннеймановскую и гарвардскую архитектуры процессоров.

Архитектура фон Неймана наиболее проста, т. к. программа и данные физически располагаются в одной и той же памяти. В результате за один цикл обращения процессор может получить доступ либо к программе, либо к данным.

Гарвардской архитектуре свойственны отдельные память программ и память данных с использованием независимых аппаратных средств для работы с данными и программным кодом.

Микроконтроллеры семейства MSP430 фирмы Texas Instruments построены как **машина фон Неймана** с общей внутри кристалла системной магистралью, образованной 16-разрядной шиной адреса ША (MAB – *Memory Address Bus*), 16-разрядной шиной данных ШД (MDB – *Memory Data Bus*) и шиной управления ШУ (MCB – *Memory Control Bus*).

Микроконтроллер MSP430F1611

При написании программ на МК необходимо учитывать архитектуру ЦП и **набор команд**, с помощью которых реализуются арифметические и логи-ческие операции, условные и безусловные переходы, вызовы и возвраты из процедур, сохранение содержимого регистров в памяти и загрузка данных из памяти в регистры, обмен данными с портами (регистрами) ввода/вывода. **Команды в памяти представляются в виде двоичного кода, содержащего код операции (КОП) и указание на то, где расположены операнды.** Программирование в двоичных кодах весьма трудоёмко и для его облегчения двоичным кодам команд сопоставляются мнемонические обозначения, которые являются основой низкоуровневого языка программирования – **языка Ассемблера**. Полный набор команд МК семейства MSP430 включает 27 команд ядра и 24 эмулированные команды.

Существует три формата команд ядра:

- а) с двойным операндом – с операндом-источником *src* и операндом-приемником *dst* (таблица 1);
- б) с одиночным операндом – с одним операндом-источником *src* или с одним операндом-приемником *dst* (таблица 2);
- в) команды перехода, вызова, возврата (таблица 3).

Микроконтроллер MSP430F1611

Команда	Действие команды
MOV(.B) <i>src, dst</i>	$src \rightarrow dst$
ADD(.B) <i>src, dst</i>	$src + dst \rightarrow dst$
ADDC(.B) <i>src, dst</i>	$src + dst + C \rightarrow dst$
SUB(.B) <i>src, dst</i>	$src + .not. dst + 1 \rightarrow dst$
CMP(.B) <i>src, dst</i>	$dst - src$
DADD(.B) <i>src, dst</i>	$src + dst + C \rightarrow dst$ (десятичное)

Таблица 1

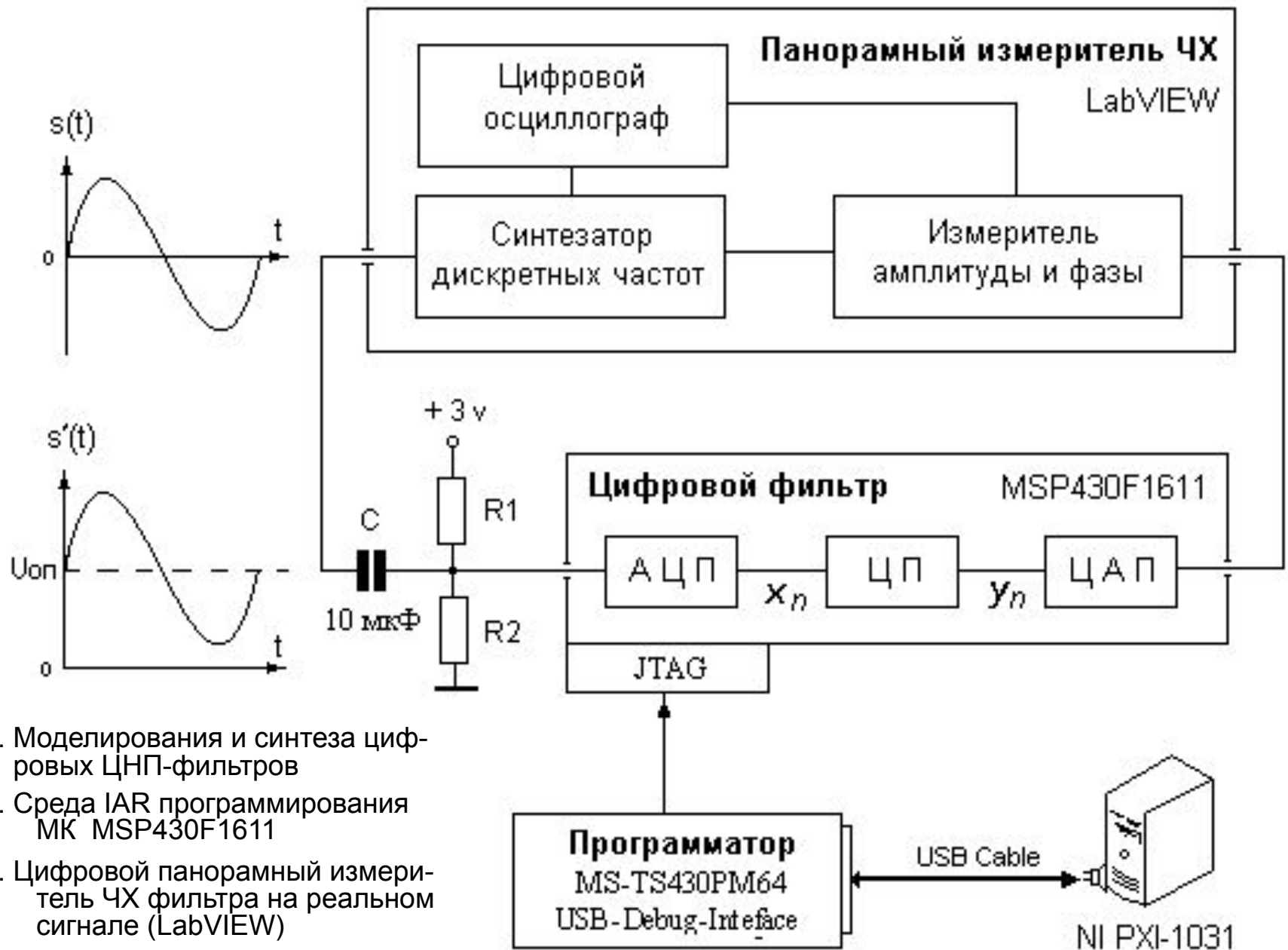
Команда	Действие команды
RLA(.B) <i>dst</i>	Арифметический сдвиг влево на 1 бит
RLC(.B) <i>dst</i>	Циклический сдвиг вправо на 1 бит
RRA(.B) <i>dst</i>	Арифметический сдвиг вправо на 1 бит

Таблица 2

Команда	Действие команды
JEQ/JZ <i>метка</i>	Переход к метке, если бит Z нуля устан.
JNE/JNZ <i>метка</i>	Переход к метке, если бит Z нуля сброш.

Таблица 3
(переходы)

Экспериментальная измерительная установка



1. Моделирования и синтеза цифровых ЦНП-фильтров
2. Среда IAR программирования МК MSP430F1611
3. Цифровой панорамный измеритель ЧХ фильтра на реальном сигнале (LabVIEW)

Экспериментальные измерения ЧХ рекурсивного ЦНП-фильтра 4-го порядка с линейной фазой

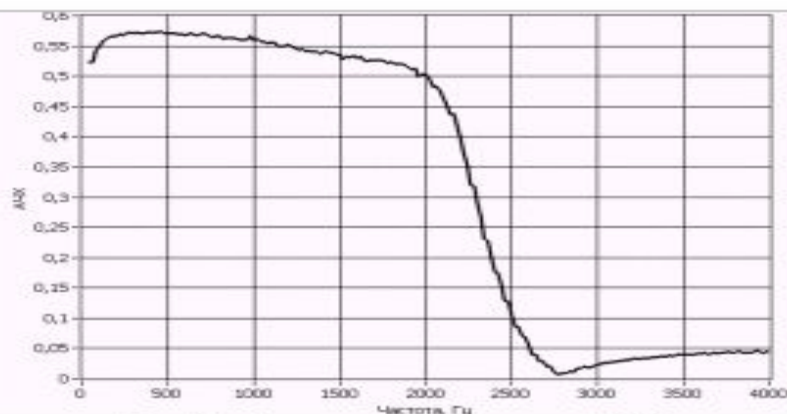


Рис. 25. Экспериментальная АЧХ

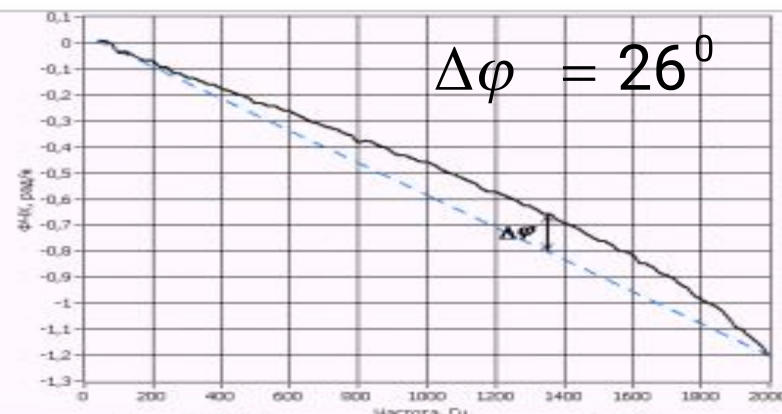


Рис. 26. Экспериментальная ФЧХ
Неравномерность фазы $\Delta\varphi \approx 26^\circ$

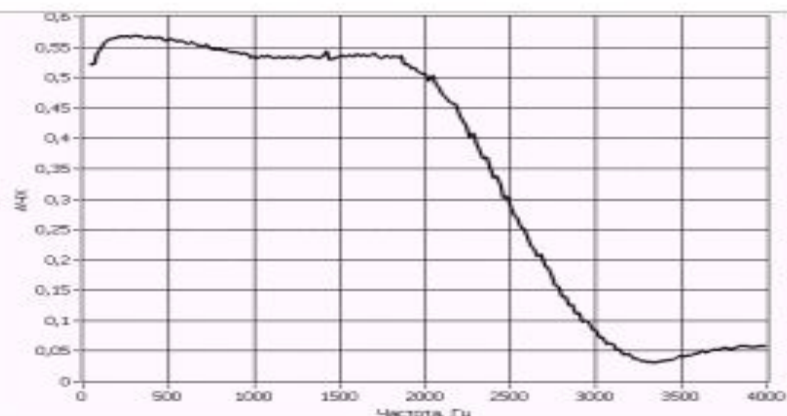


Рис. 29. Экспериментальная АЧХ

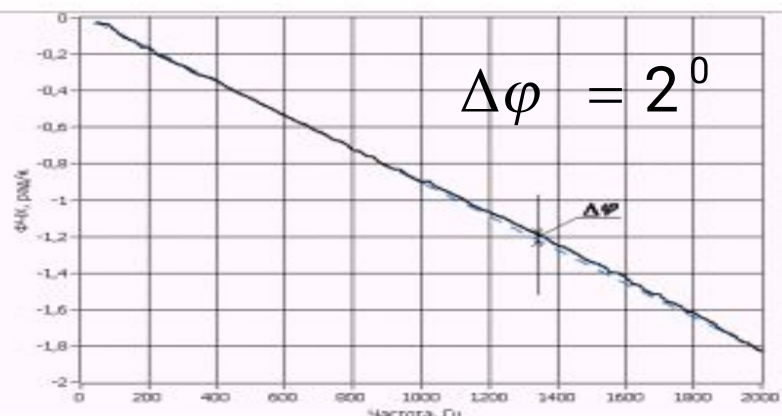


Рис. 30. Экспериментальная ФЧХ
Неравномерность фазы $\Delta\varphi \approx 2^\circ$

Оптимальные коэффициенты передаточной функции

Звено	Пар1=A0	Пар2=A1	Пар3=A2	Пар4=B0	Пар5=B1	Пар6=B2
1)	8192	-6698	1902	1755	-3175	-3854
2)	8192	-2149	4723	-897	-1895	-1544

Литература

1. **Мину М.** Математическое программирование. Теория и алгоритмы. М., Наука, 1990, 488 с.

2. **Бугров В.Н.** Проектирование цифровых фильтров методами целочисленного нелинейного программирования. // Вестник ННГУ, 2009, № 6. с. 61 – 70.

3. **Бугров В.Н., Лупов С.Ю., Земнюков Н.Е., Корокозов М.Н.** Дискретный синтез цифровых рекурсивных фильтров. // Вестник ННГУ, 2009, № 2. с. 76 – 82.

4. **Шкелев Е.И.** Электронные цифровые системы и микропроцессоры. Учебное пособие. //Н.Новгород: Изд. ННГУ, 2004 – 152 с.

- 5. **Антонью А.** Цифровые фильтры: анализ и проектирование. М., Радио и Связь , 1983.

6. **Семенов Б.Ю.** Микроконтроллеры MSP430. Первое знакомство, М.: Изд-во «Солон-пресс», 2006, 120 с.

Лаборатория цифровой радиоэлектроники

Рейтинговая экспертиза методов проектирования цифровых фильтров

Критерии оценки	Метод ЦОБП	Метод выборки	Метод окна	Метод ЦНП
1. Многофункциональность	4	2	2	9
2. Произвольная форма хар-ик	3	7	4	8
3. Фрагментация характеристик	1	1	1	9
4. Целочисленная реализация (арифметика вычислений)	9 (int)	1 (complex)	1 (float)	9 (int)
5. Число параметров оптим-ции	4	4	4	7
6. Число операций, время расч.	5	2	2	8
7. Стоимость реализ. фильтра	5	3	1	9
Оценка качества :	17.8	7.17	3.58	50.05

$$O_{ij}^k = 1, 2, \dots, 9 \quad k = \overline{1, M}$$

$$O_{ij} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \alpha_k O_{ij}^k \quad K = O_{ij}^2$$