

# 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

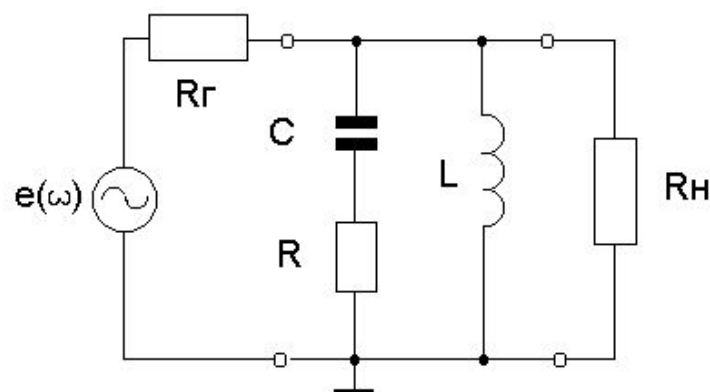
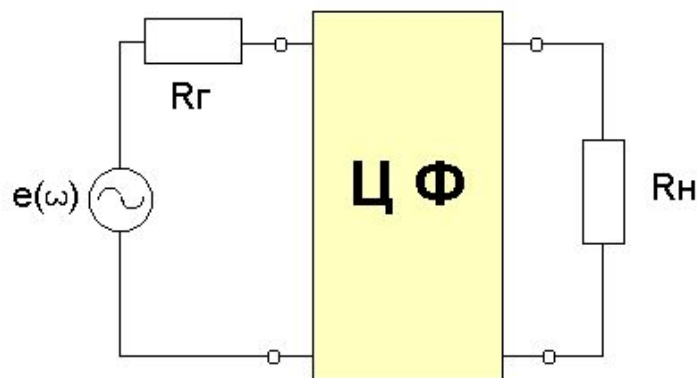
1. Метод **ezIIR** целочисленного округления билинейного преобразования от  
**Texas Instruments**
2. Метод целочисленного нелинейного программирования (ЦНП) для синтеза IIR и FIR цифровых фильтров

### Стандартные частоты дискретизации

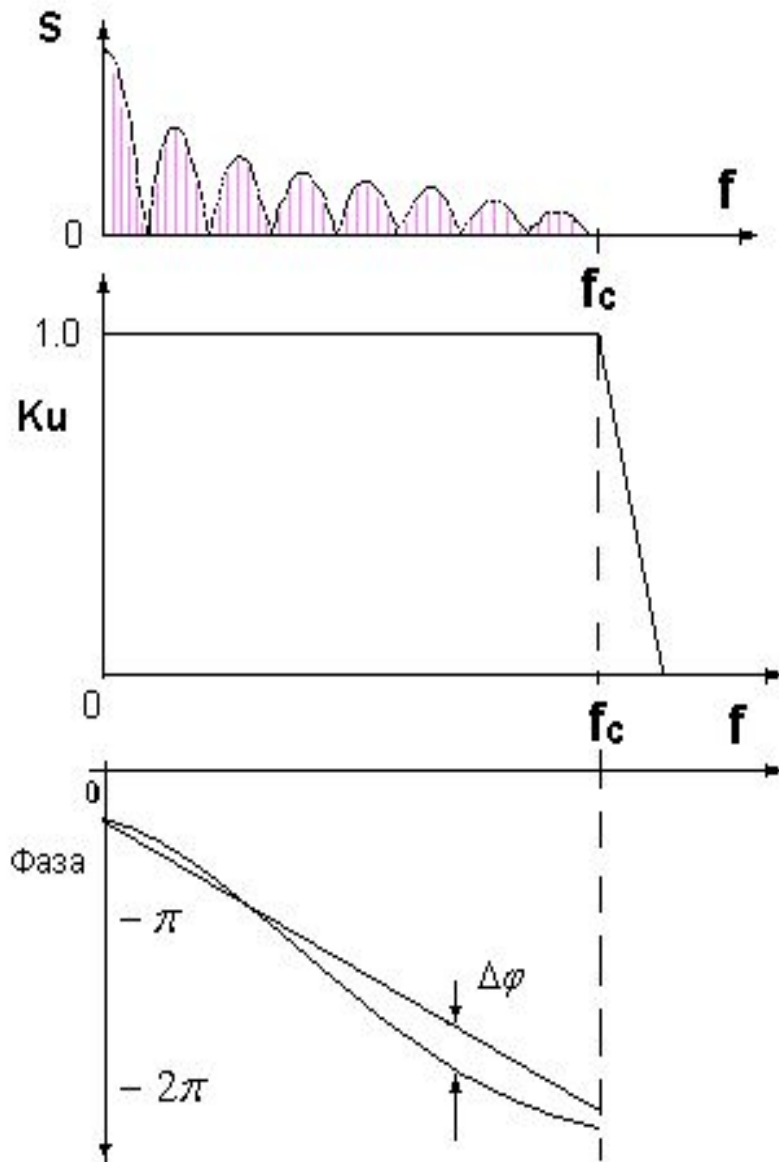
1. Контроль, управление - 1 кГц,
2. Речь, связь - 8 кГц,
3. Звукотехника - 40 кГц,
4. Обработка ТВ изобр - 14 МГц.

# СРАВНЕНИЕ ЦИФРОВЫХ И АНАЛОГОВЫХ ФИЛЬТРОВ

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



# Линейные цифровые фильтры



## Основные требования

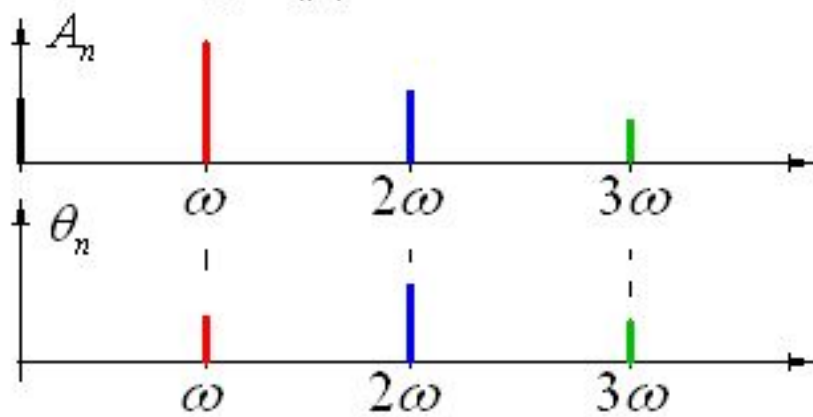
1. Селекция полезного сигнала в заданной спектральной полосе
2. Не искажение полезного сигнала в полосе пропускания фильтра
3. Устойчивость и физическая реализуемость рекурсивного цифрового фильтра
4. Реализация фильтра на цифровой платформе с органиченной разрядностью

## Особенности БИХ-фильтров

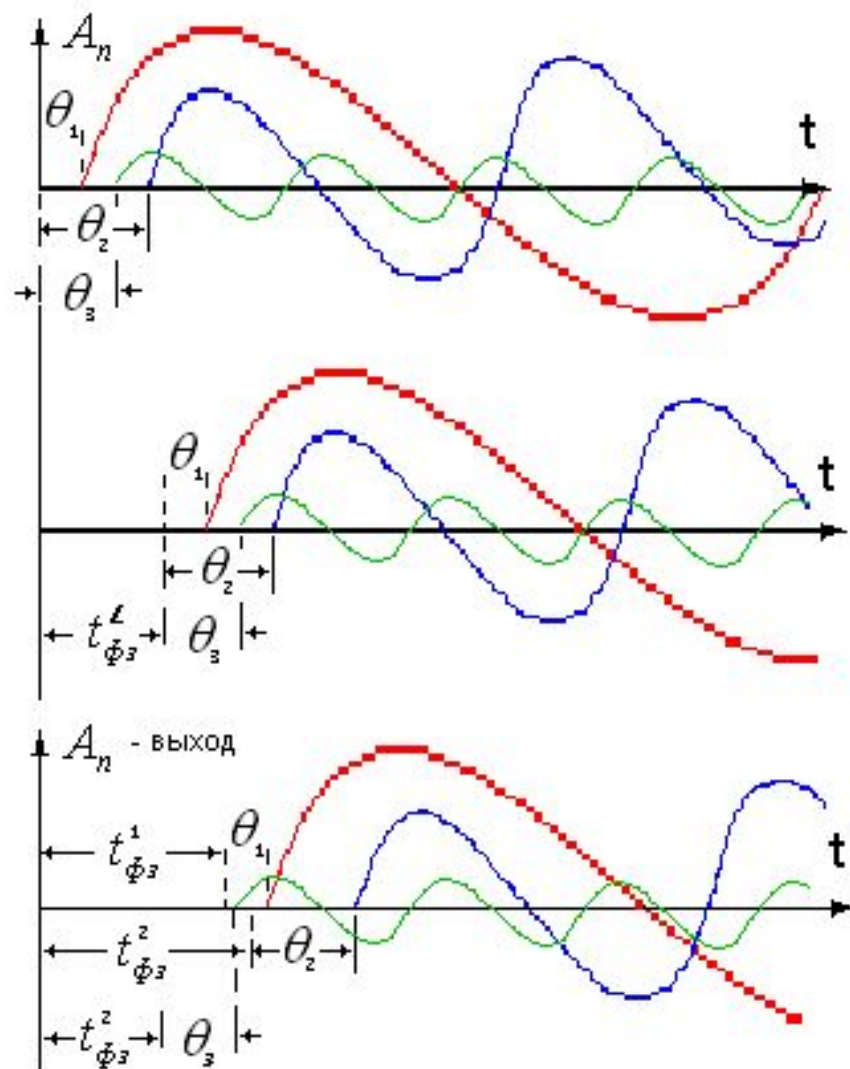
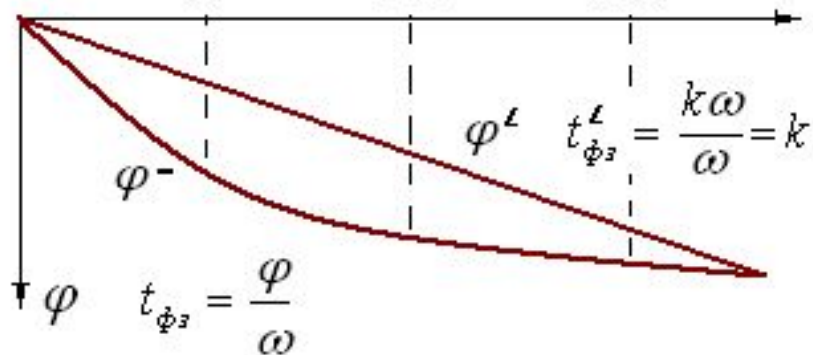
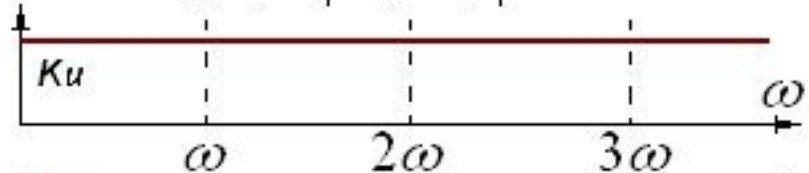
1. Высокая селективная способность
2. Высокое быстродействие
3. Большие фазовые искажения

# Задержка сигнала в линейной системе

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t - \theta_n)$$



$$K(j\omega) = |K(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)}$$



**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

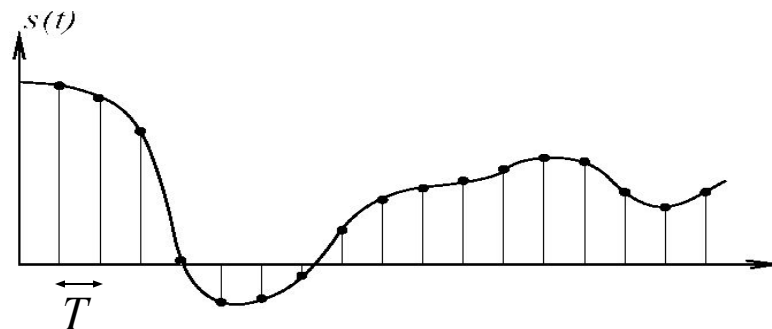


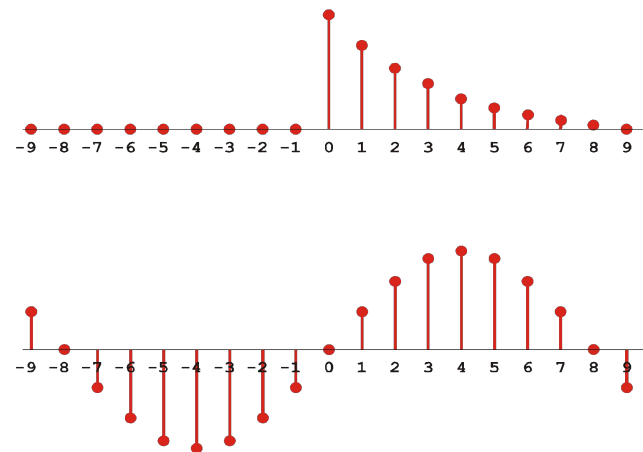
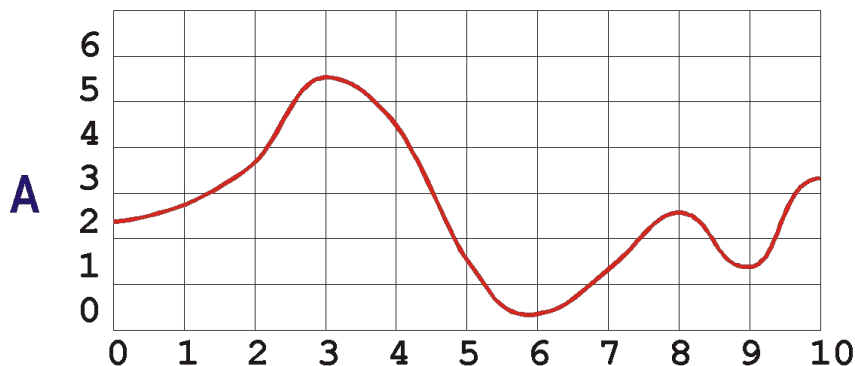
Рис 1.1. Сигналы в непрерывном и дискретном времени



# Формирование цифрового сигнала

Дискретизация по времени

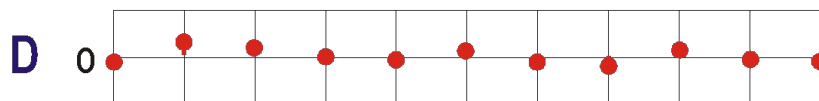
Квантование по уровню



**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

$$\text{Cod} = \frac{U}{U_{\max}} \cdot 2^M - \text{разрядность АЦП}$$

# 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

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

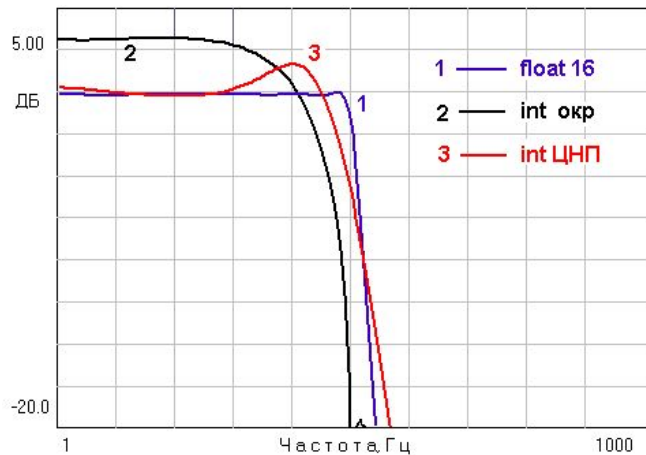
$$C_{float}^Q = 124 / 2^7 = 124 / 128 = 0,96875$$

$\varepsilon = 0,96623245 - 0,96875 = -0,002517$  – 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

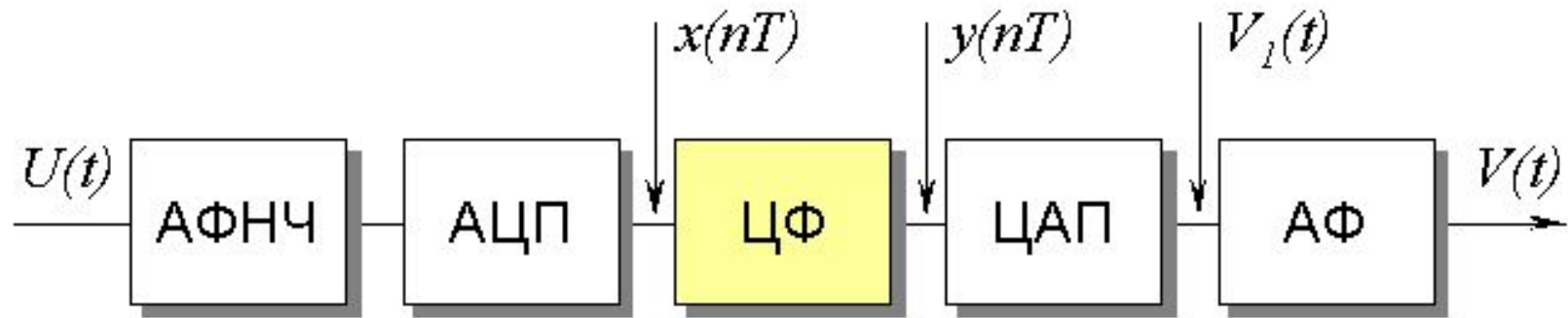
$$C_{int}^Q = 0,96623245 \times 2^7 + 0,5 = 124,17714 = 124$$

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

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



# 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  $IX^0$ , обеспечивающее максимальное быстродействие при работе ЦФ в реальном времени.

4. Минимальная стоимость и энергопотребление ЦФ.

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

1. Метод инвариантности импульсной хар-ки

2. Метод инвариантности частотной хар-ки

3. Метод частотной выборки

4. Метод взвешивания ( окна )

5. Метод быстрой свёртки

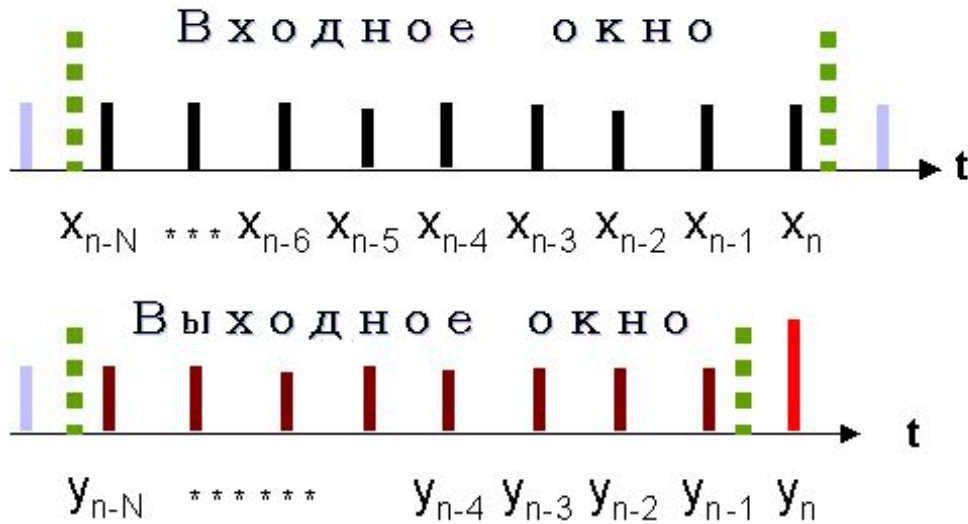
## Систематические ошибки

1. Ошибки аппроксимации

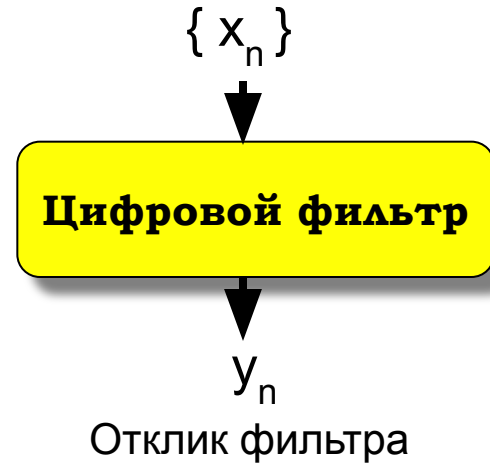
2. Ошибки «усечения»

3. Квантования параметров

# Модели цифрового фильтра



входная последовательность



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

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

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

$a_k, b_k$  – вещественные коэффициенты

$$-1.0 < a_k < 1.0$$

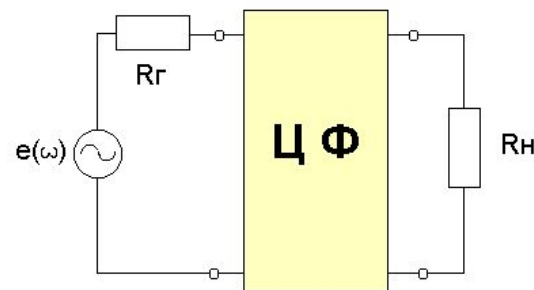
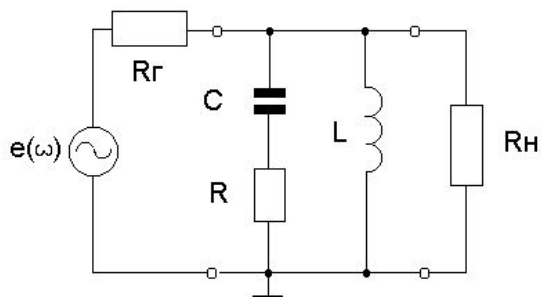
$$-1.0 < b_k < 1.0$$

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

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

# Описание аналоговых и цифровых фильтров

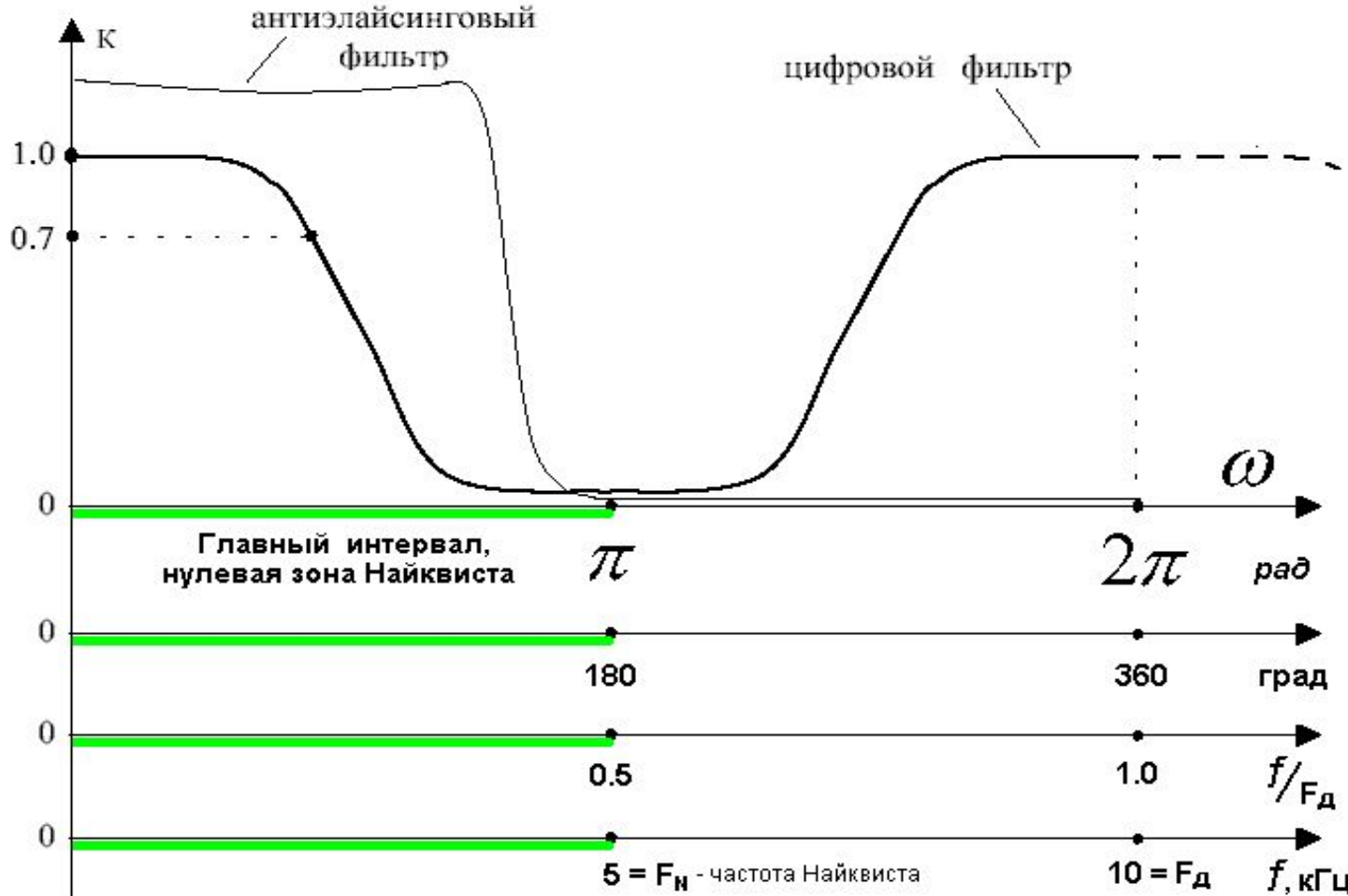
|   |   |
|---|---|
| <p><b>Угловая частота</b> <math>\omega = 2\pi f \left[ \frac{\text{рад}}{\text{сек}} \right]</math></p>                               | <p><b>Цифровая частота</b> <math>\omega = 2\pi \frac{f}{F_0} [\text{рад}]</math></p>  |
| <p><b>Комплексная частота</b> <math>p = \sigma + j\omega</math></p>   | <p><b>Комплексная частота</b> <math>z = re^{j\omega}</math></p>   |
| <p><b>Линейные стационарные цепи:</b><br/>                 а) принцип суперпозиции<br/>                 б) условие стационарности</p> | <p><b>Дискретные лин. системы с пост. парам:</b><br/>                 а) принцип суперпозиции<br/>                 б) инвариантные к сдвигу</p> |
| <p><b>Линейные ДУ с постоянными коэфф:</b></p> $\ddot{q} + \frac{r}{L} \dot{q} + \omega^2 q = 0$                                      | <p><b>Линейно-разностное уравнение:</b></p> $y_n = -\sum_{k=1}^N a_k \cdot y_{n-k} + \sum_{k=0}^N b_k \cdot x_{n-k}$                            |
| <p><b>Преобразование Лапласа:</b> <math>L(p) = \int_0^{\infty} u(t) \cdot e^{-pt} dt</math></p>                                       | <p><b>Z – преобраз.:</b> <math>X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) z^{-n}</math></p>  |
| <p><b>Коэфф. передачи:</b> <math>K(p) = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{p^2 + b_1 p + b_0}</math></p>                                    | <p><math>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}}</math></p>        |



# Цифровая частота и главный частотный интервал

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

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



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

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

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

$$T_N = 2 \cdot T_D$$

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  $\omega_{pi}$  и  $\omega_{ai}$  определяются соответствующие граничные частоты аналогового прототипа  $\Omega_{pi}$ ,  $\Omega_{ai}$

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

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

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

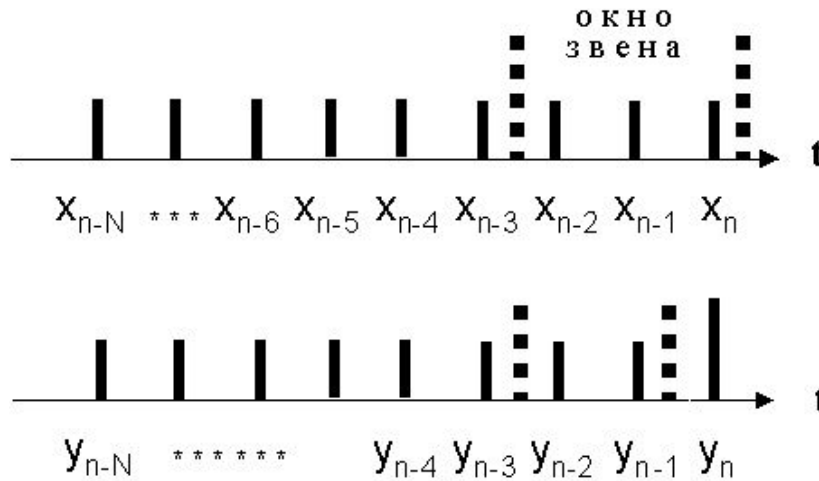
N – порядок

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

$b_k, a_k, a_0$  – 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)



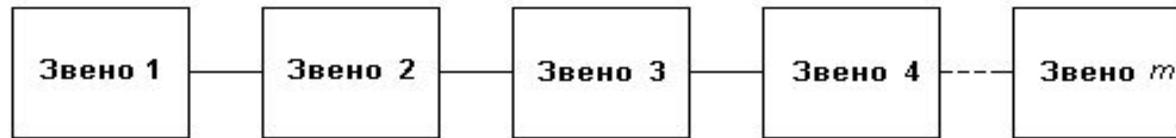
$\{x_n\}$  – входная последовательность

$\{y_n\}$  – 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

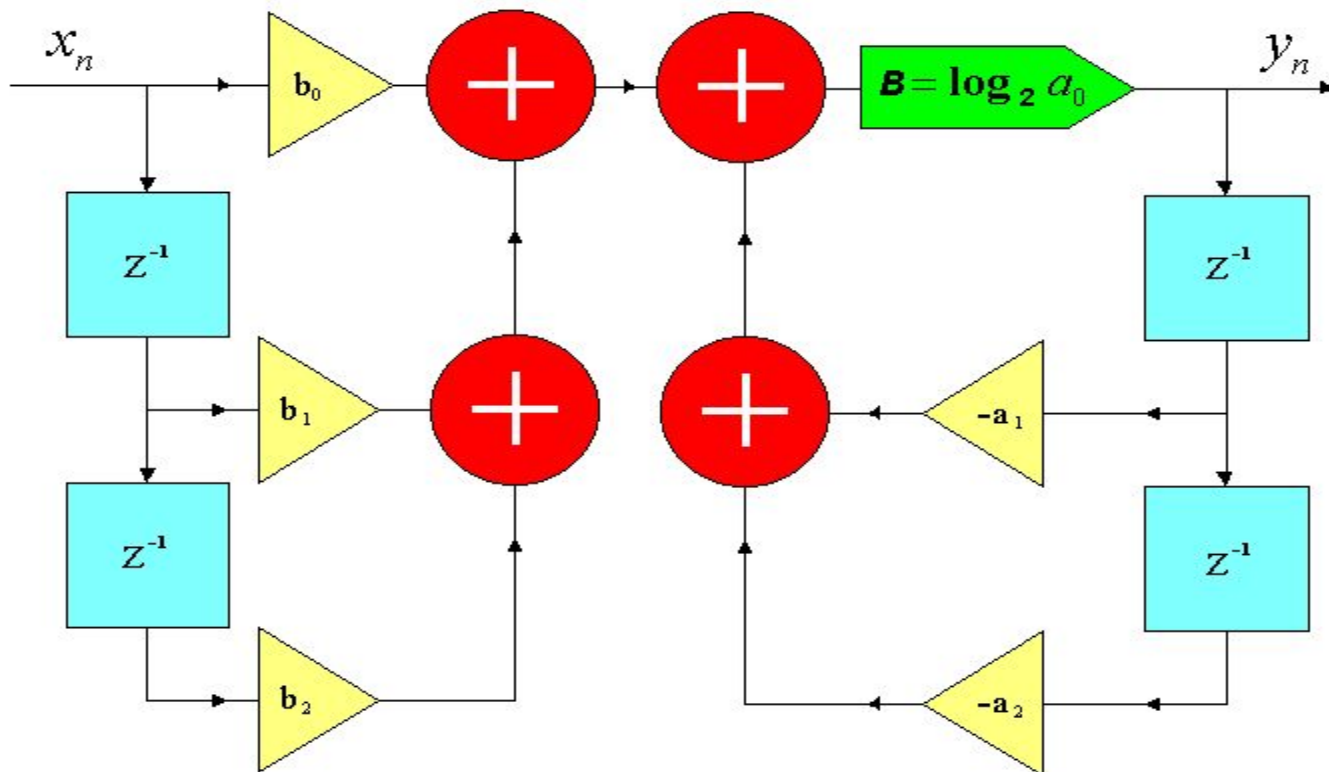
(2) 
$$H(z) = \prod_{i=1}^m \frac{b_{0i} + b_{1i} z^{-1} + b_{2i} z^{-2}}{a_{0i} + a_{1i} z^{-1} + a_{2i} z^{-2}}$$
 – коэффициент передачи фильтра из  $m=N/2$  звеньев

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

# Структура целочисленного рекурсивного звена

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

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



# Устойчивость и реализуемость рекурсивных цифровых фильтров

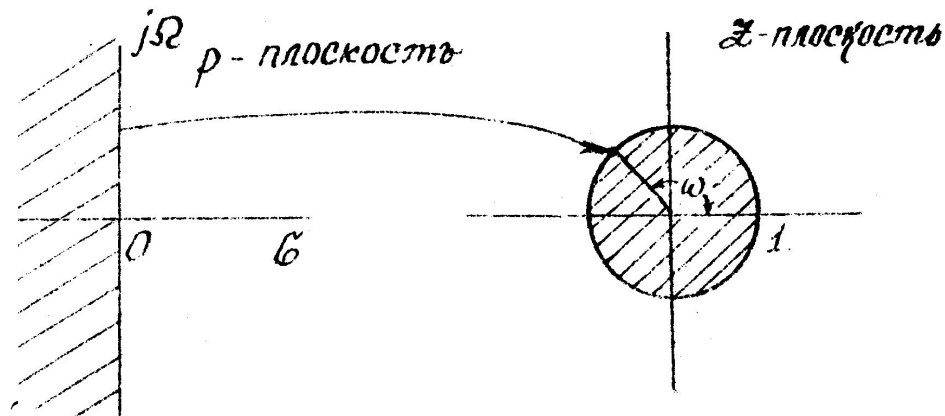
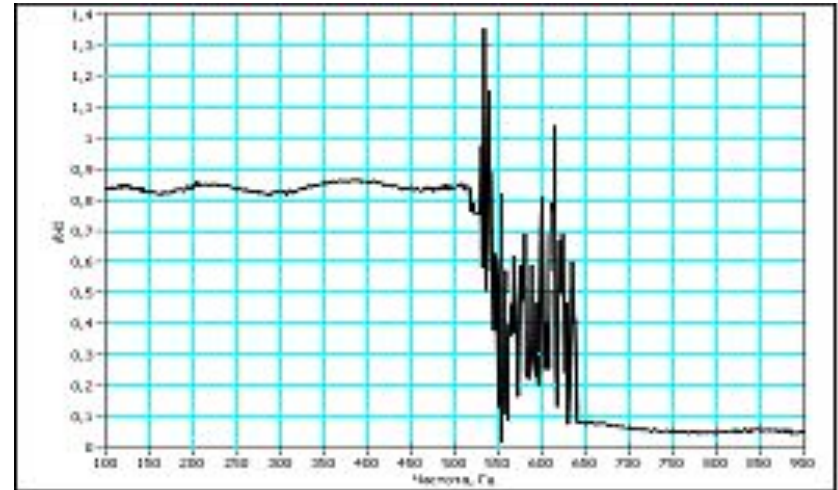
Для реализуемости и устойчивости передаточная функция должна удовлетворять следующим условиям:

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

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

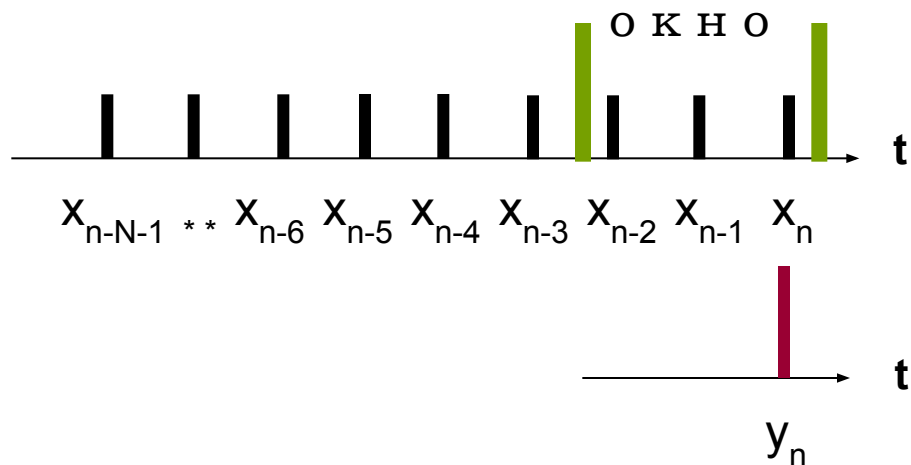
$h(n) \equiv 0, \quad n < 0$  - каузальность

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



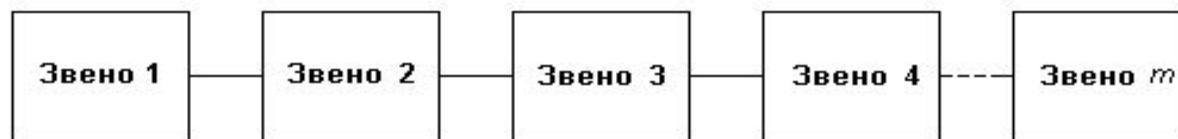
$$|Zp_i| < 1$$

# Каскадное построение нерекурсивного ЦНП-фильтра (последовательная форма)



$y_n$  — отклик фильтра

$N$  — порядок фильтра



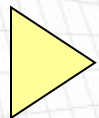
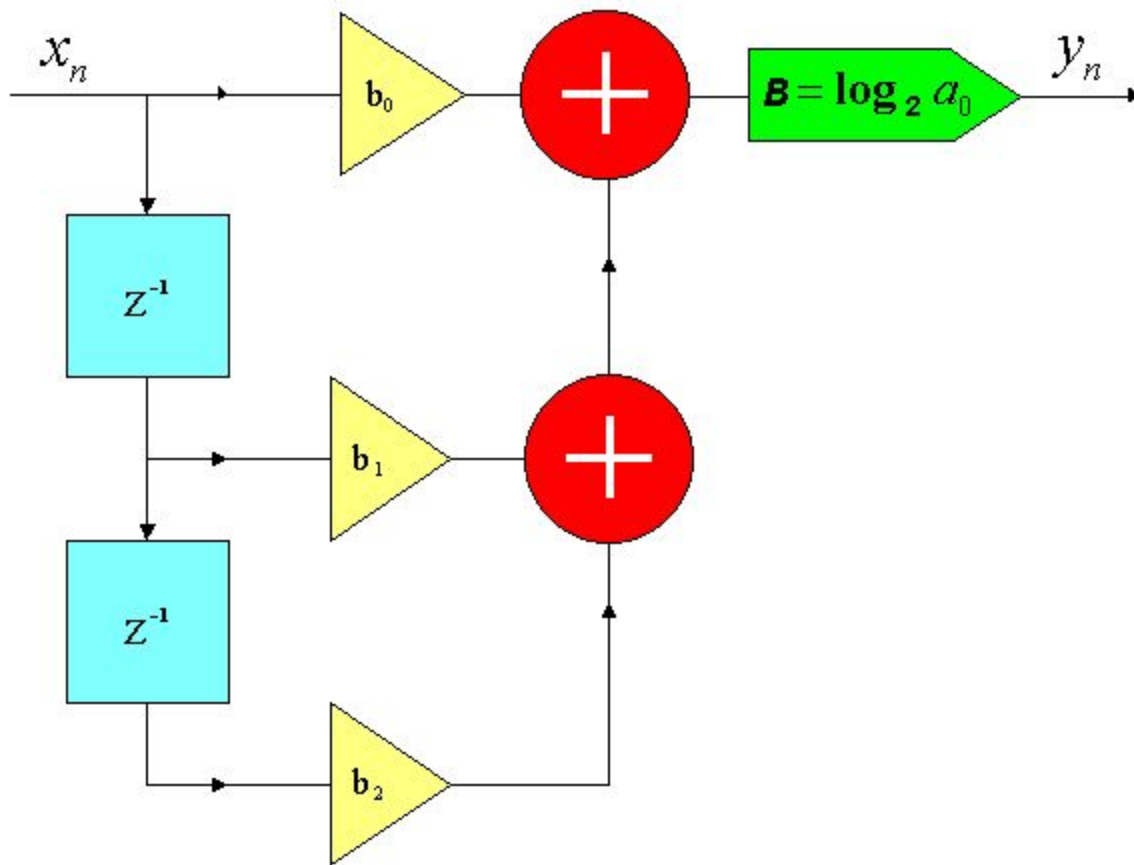
(6)  $y_n = (b_0 \cdot x_n + b_1 \cdot x_{n-1} + b_2 \cdot x_{n-2}) / a_0$  — линейная свёртка звена второго порядка (цифрового резонатора)

(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

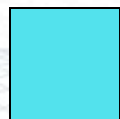
Варьируемых параметров (коэффициентов)  $2N$

# Структура звена целочисленного FIR-фильтра

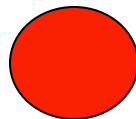
$$y_n = (b_0 x_n + b_1 x_{n-1} + b_2 x_{n-2}) / a_0 \quad a_{0i} \in \{2^q\} \quad i = \overline{1, m}$$



- умножение



- задержка



- суммирование



- сдвиг



# Постановка задачи многофункционального ЦНП-синтеза рекурсивного фильтра

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

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

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

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

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

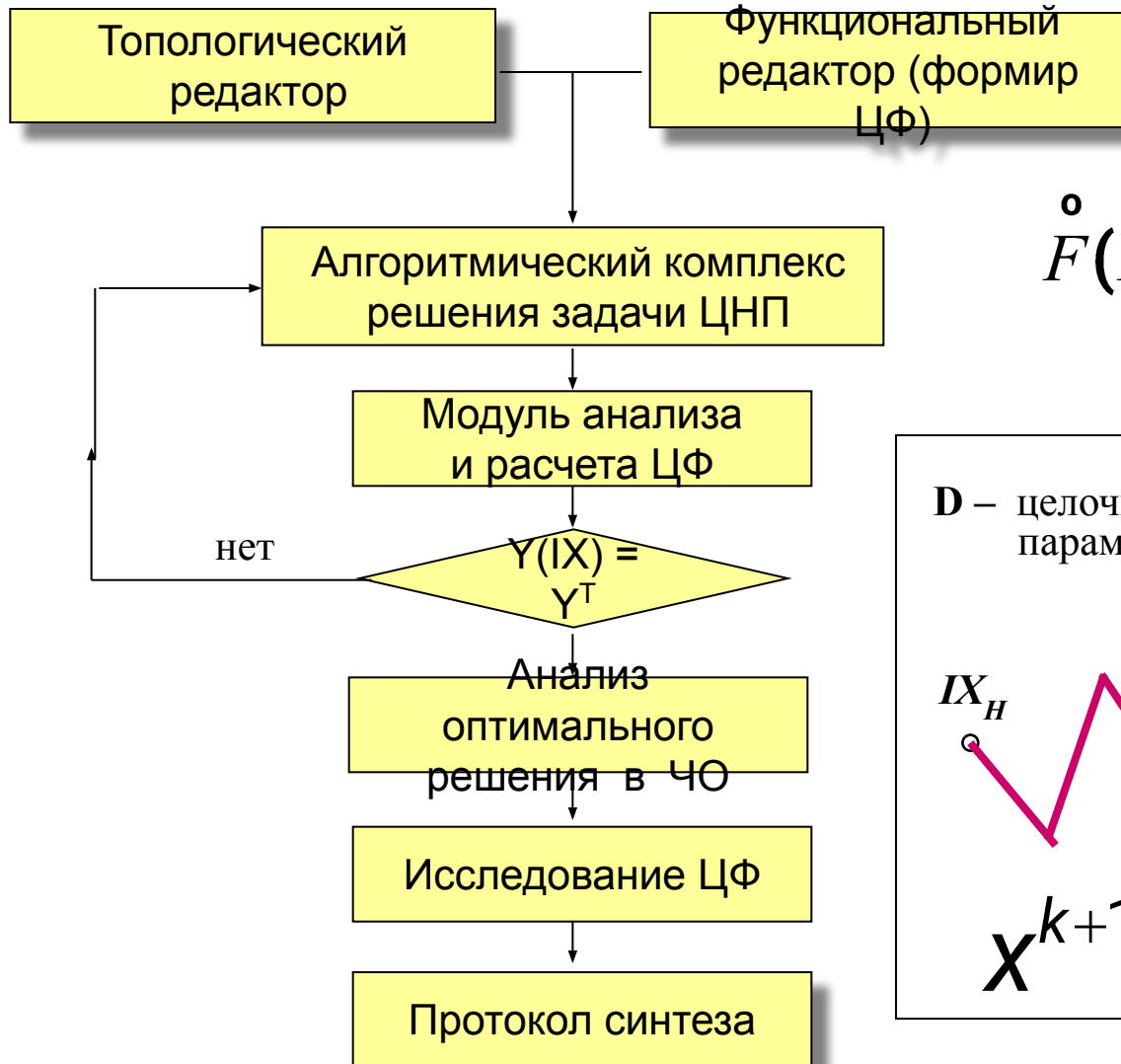
$$|Z_{pi}| < 1 \quad i=\overline{1,m} \quad (4)$$

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

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



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

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

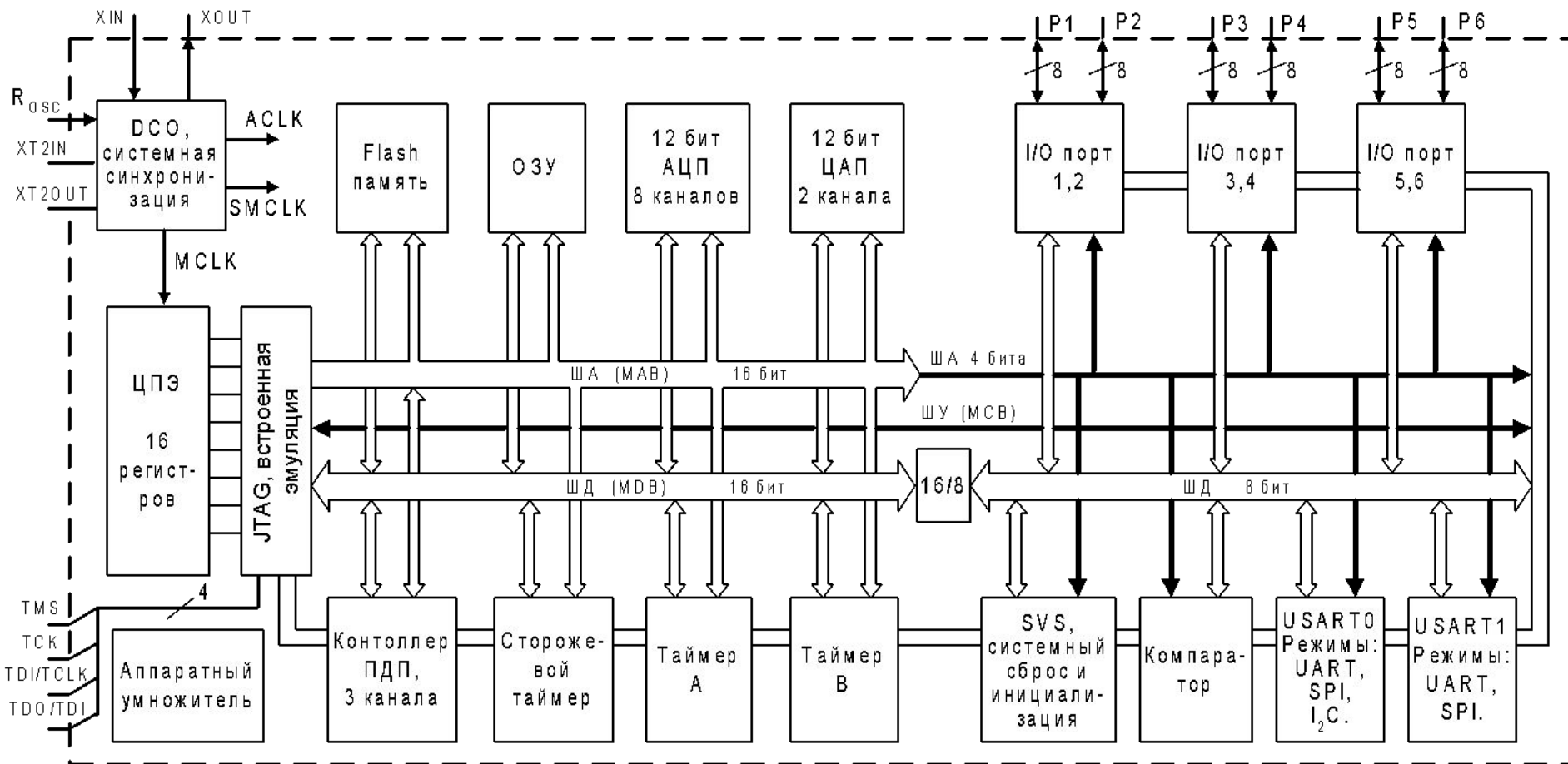
$D$  – целочисленное пространство параметров



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

# 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

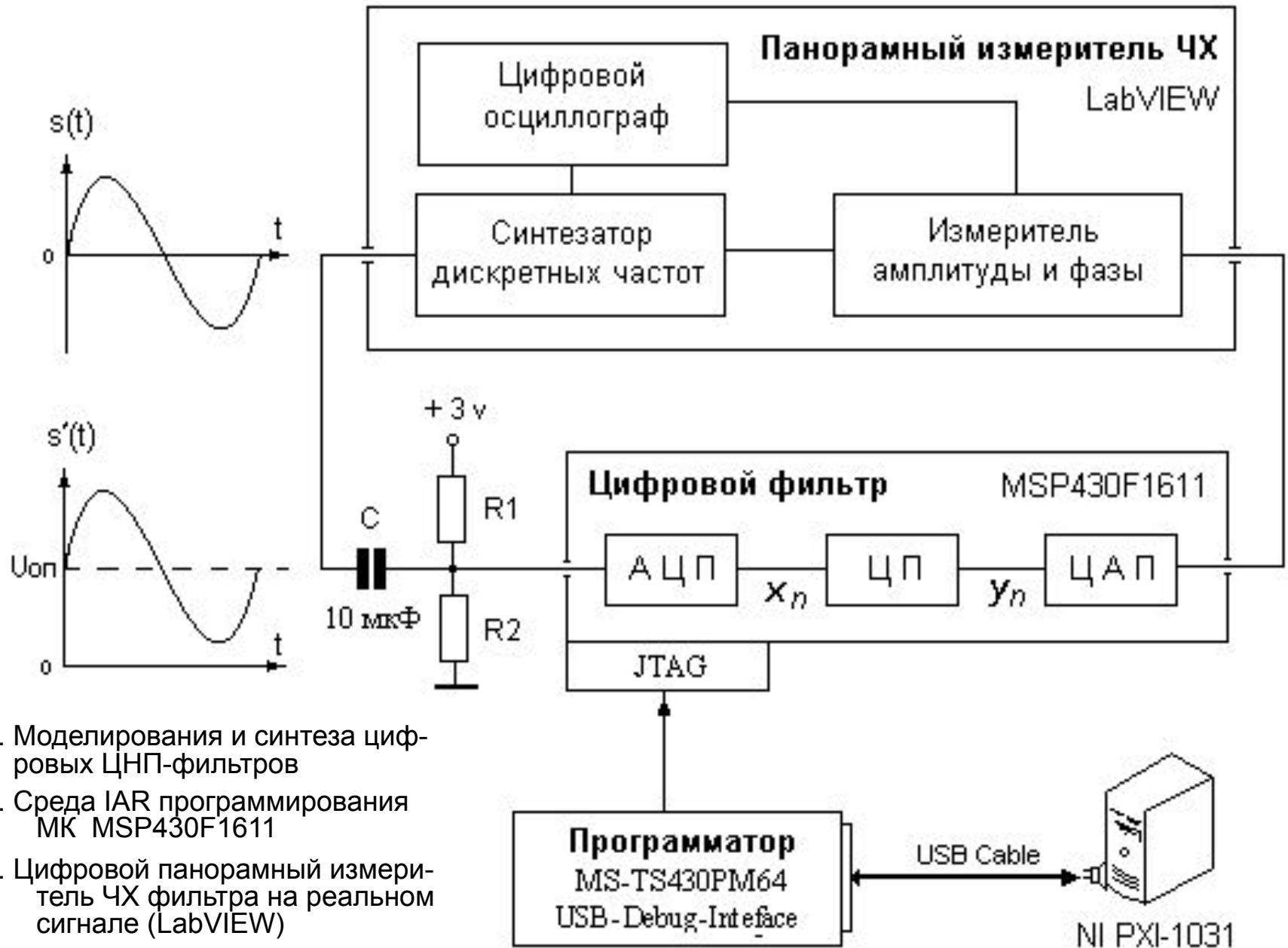
| Команда            | Действие команды                     |
|--------------------|--------------------------------------|
| RLA(.B) <i>dst</i> | Арифметический сдвиг влево на 1 бит  |
| RLC(.B) <i>dst</i> | Циклический сдвиг вправо на 1 бит    |
| RRA(.B) <i>dst</i> | Арифметический сдвиг вправо на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

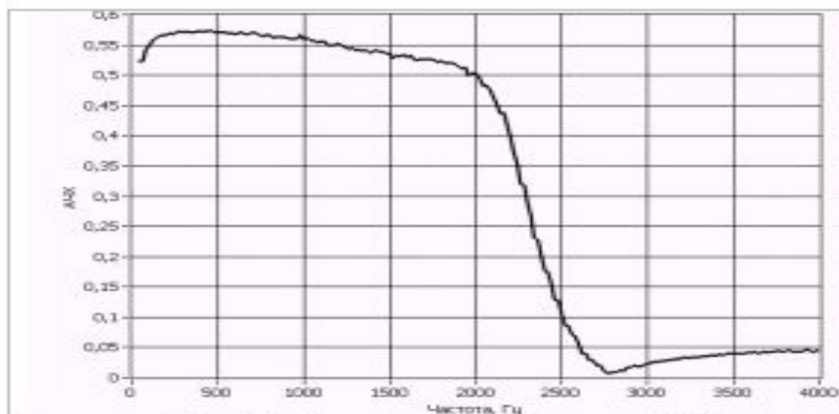


Рис. 25. Экспериментальная АЧХ

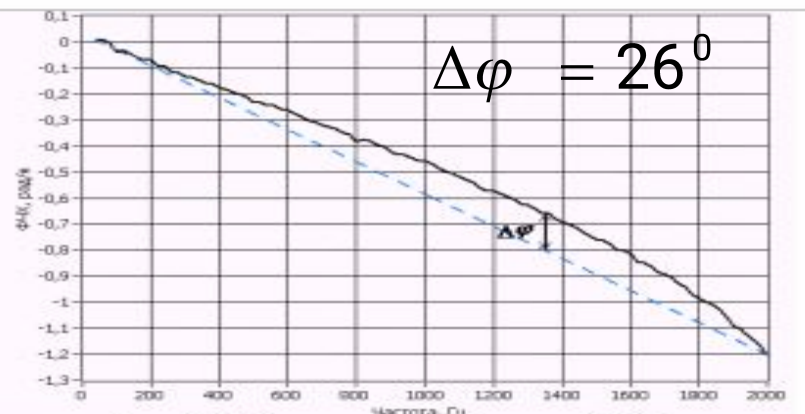


Рис. 26. Экспериментальная ФЧХ  
Неравномерность фазы  $\Delta\varphi \approx 26^\circ$

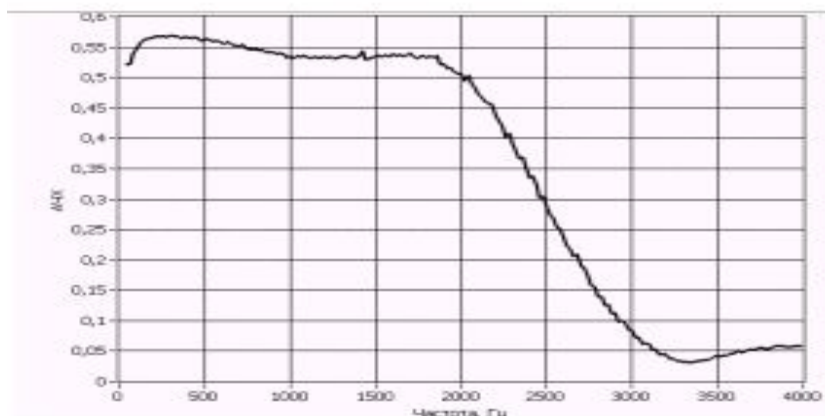


Рис. 29. Экспериментальная АЧХ

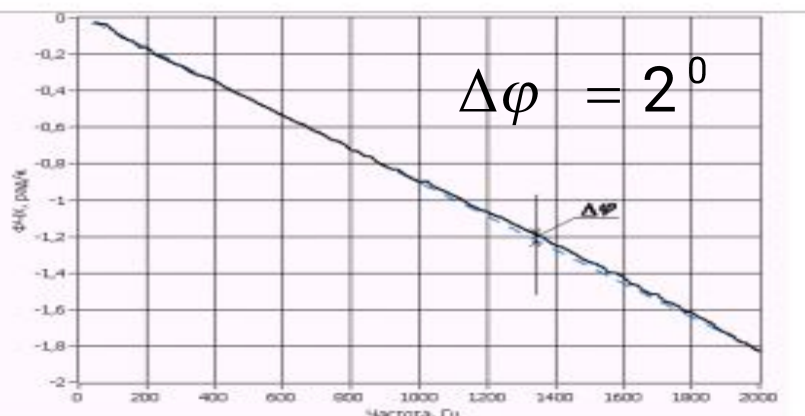


Рис. 30. Экспериментальная ФЧХ  
Неравномерность фазы  $\Delta\varphi \approx 2^\circ$

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<br>(int)  | 1<br>(complex) | 1<br>(float) | 9<br>(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            |
| <b>Оценка качества :</b>                            | <b>17.8</b> | <b>7.17</b>    | <b>3.58</b>  | <b>50.05</b> |

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

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