

# Системи цифрової обробки інформації

## Лекція 7

### Нерекурсивні цифрові фільтри

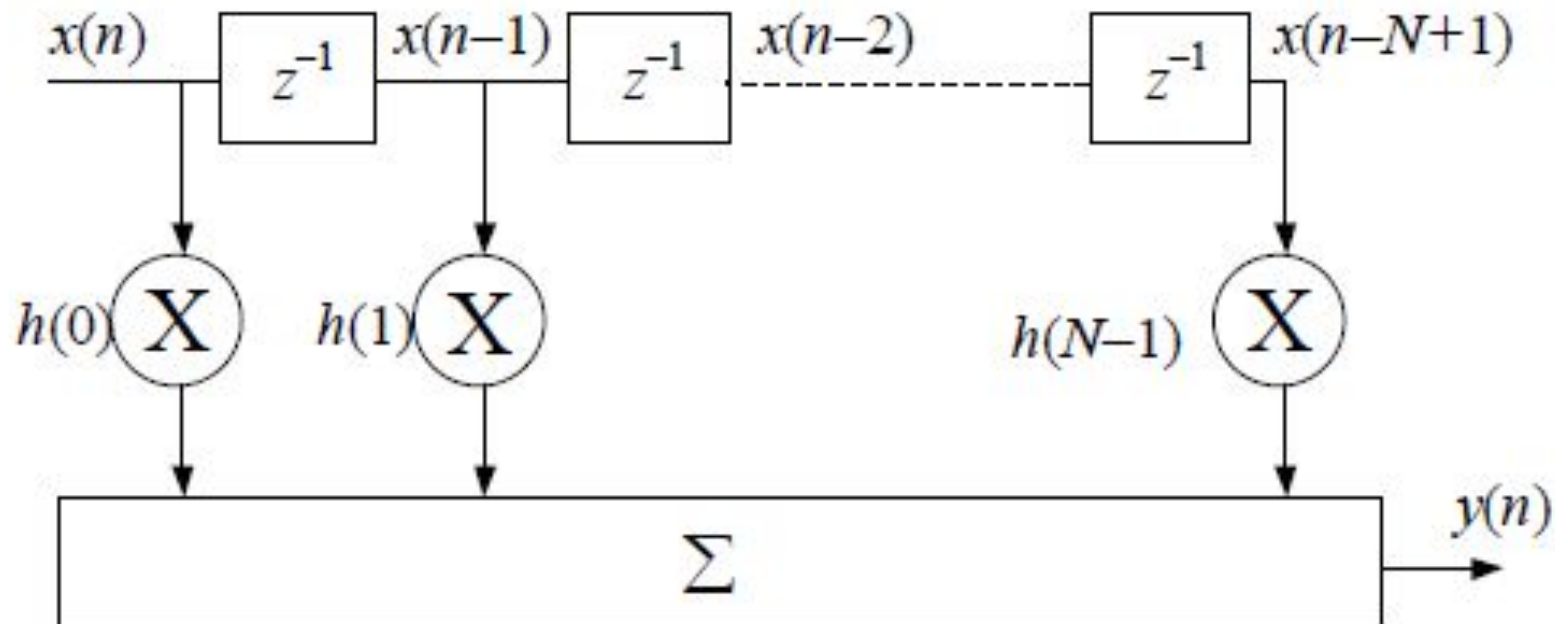
1. Пряма форма реалізації нерекурсивного цифрового фільтра
2. Передавальна функція та частотна характеристика нерекурсивного цифрового фільтра
3. Загальні принципи синтезу цифрового фільтра

# 1. Пряма форма реалізації нерекурсивного цифрового фільтра

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема



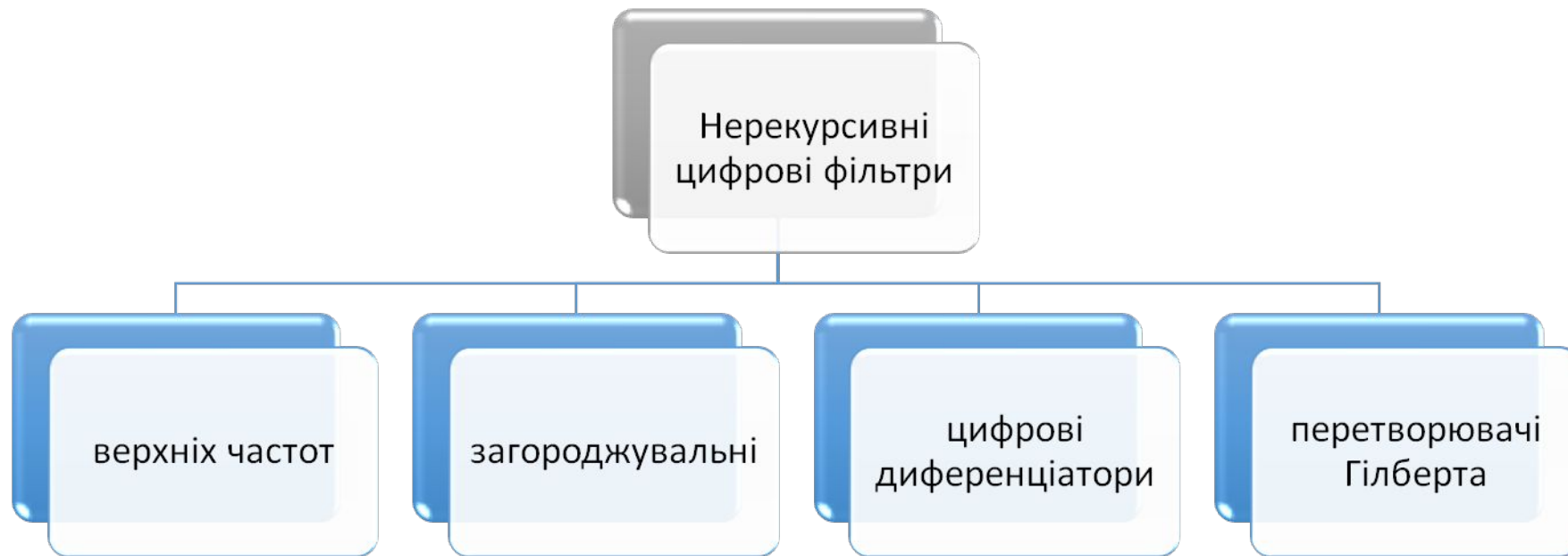
## 2. Передавальна функція та частотна характеристика нерекурсивного цифрового фільтра

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

## 2. Передавальна функція та частотна характеристика нерекурсивного цифрового фільтра



### 3. Загальні принципи синтезу цифрового фільтра

- Синтез ЦФ в загальному випадку включає синтез передавальної функції та структури фільтра за його заданою частотною або імпульсною характеристикою та оцінювання потрібної розрядності чисел для коефіцієнтів фільтра та відліків вхідного, вихідного та внутрішніх сигналів.
- *Синтез передавальної функції ЦФ  $H(z)$  за заданою частотною характеристикою  $H_d(j\omega)$  полягає в її апроксимації та визначенні коефіцієнтів передавальної функції.* Під заданою (апроксимованою) частотною характеристикою ЦФ  $H_d(j\omega)$  розуміється, як правило, його амплітудно-частотна характеристика  $|H_d(j\omega)|$ . Можливий також синтез ЦФ за заданою фазо-частотною характеристикою.

### 3. Загальні принципи синтезу цифрового фільтра

#### Методи синтезу ЦФ

аналітичні

- забезпечують рішення задачі апроксимації в замкненій аналітичній формі

ітераційні

- поєднують аналітичний та чисельний підходи та використовують ітерації (наприклад, методи вагових функцій, частотної вибірки)

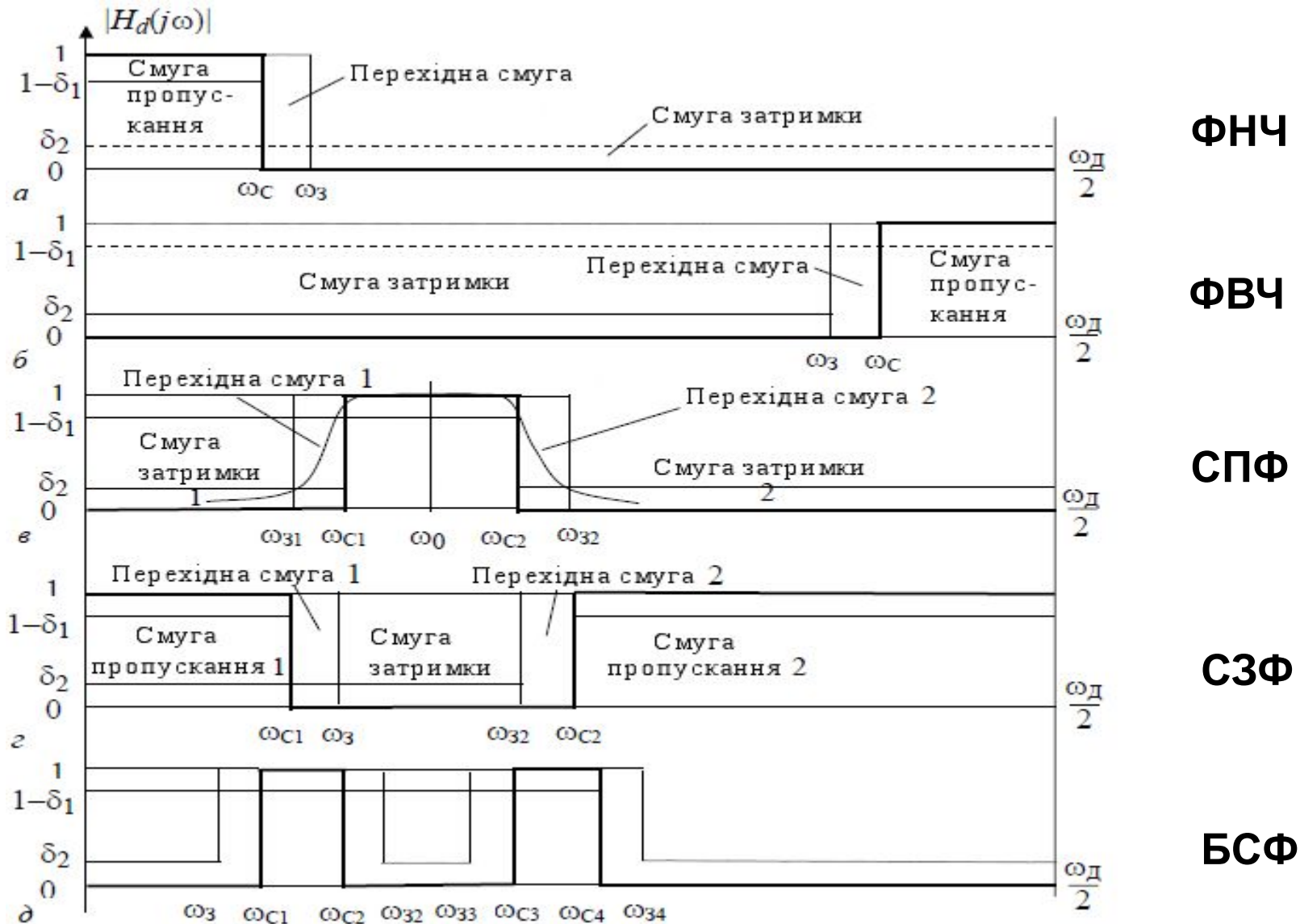
чисельні

- засновуються на апроксимації заданої частотної характеристики з мінімальною похибкою відповідно до певних критеріїв оптимальності

### 3. Загальні принципи синтезу цифрового фільтра



### 3. Загальні принципи синтезу цифрового фільтра





### 3. Загальні принципи синтезу цифрового фільтра

## Вихідні дані для синтезу ЦФ

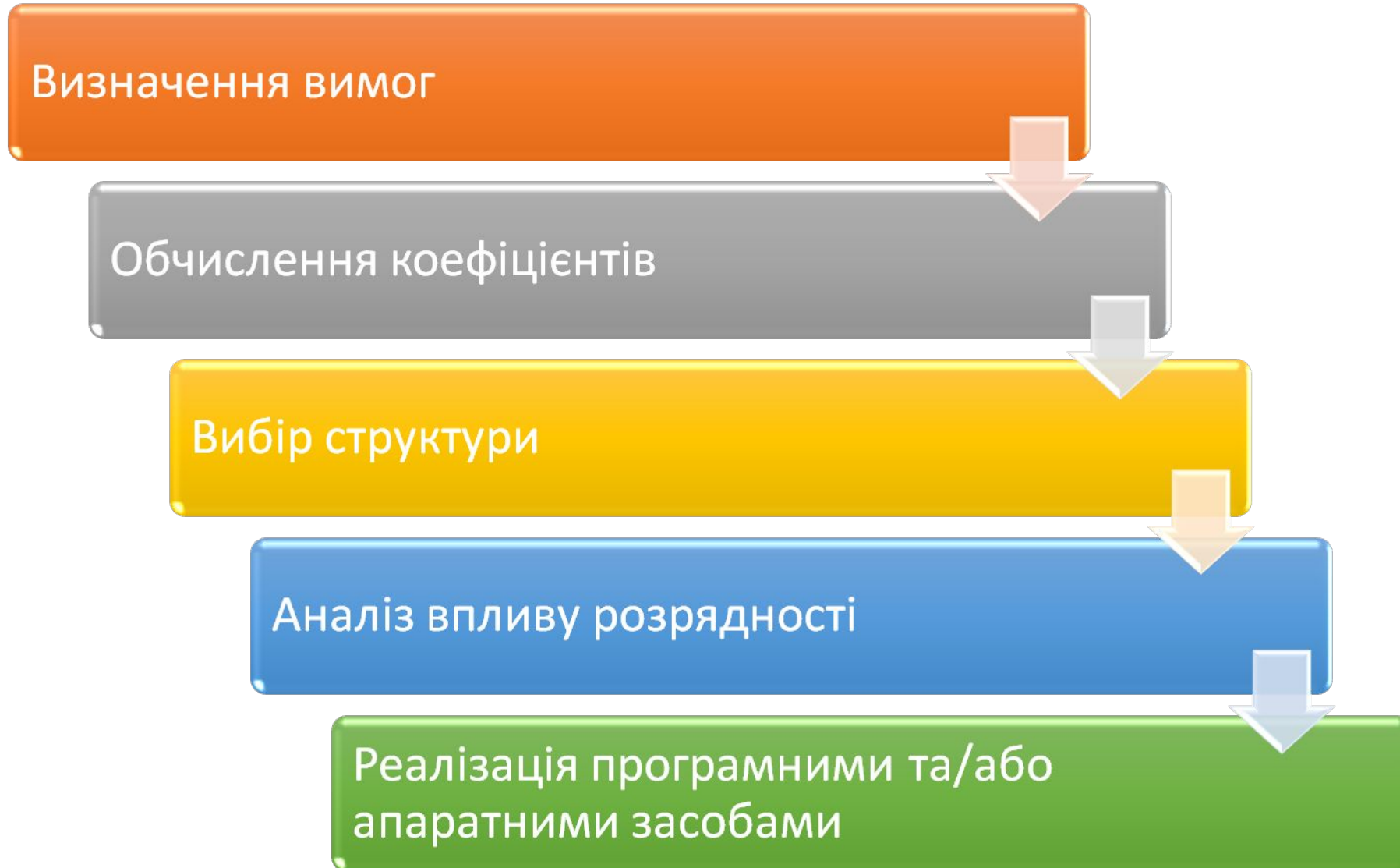
тип фільтра

частоти зрізу, затримки  $\omega_c, \omega_z$

припустима нерівномірність АЧХ фільтра  $a_n$ , дБ

мінімальне загасання АЧХ в смузі затримки  $a_z$ , дБ

### 3. Загальні принципи синтезу цифрового фільтра



# Системи цифрової обробки інформації

## Лекція 8

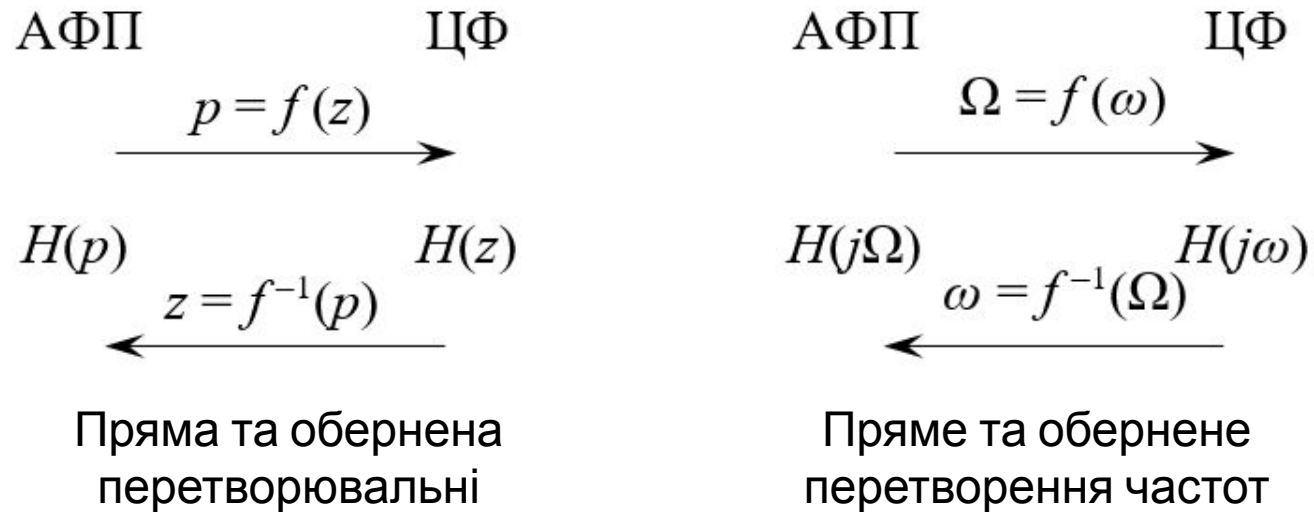
### Синтез рекурсивних фільтрів за аналоговим прототипом

1. Методи синтезу рекурсивних фільтрів за аналоговим прототипом.
2. Метод білінійного перетворення.

# 1. Методи синтезу рекурсивних фільтрів за аналоговим прототипом

- Синтез РФ за аналоговим прототипом базується на встановленні взаємозв'язку між їх математичними описами та характеристиками в часовій або частотній області, що дозволяє використовувати для синтезу РФ добре розроблені методи синтезу аналогових фільтрів.
- Відомі такі методи синтезу РФ за аналоговим прототипом:
  - *відображення диференціалів*, який полягає в дискретизації диференційного рівняння аналогового ланцюга, тобто переході від похідних до кінцевих різниць  
 $dx/dt \rightarrow x(n) - x(n - 1)$ ,  $d^2x/dt^2 \rightarrow x(n) - 2x(n - 1) + x(n - 2)$  та ін.;
  - *інваріантності імпульсних характеристик*, що базується на дискретизації імпульсної характеристики аналогового ланцюга;
  - *метод нулів та полюсів* вигляду  $p + p_{p(0)i} \rightarrow 1 - z^{-1} e^{-pp(0) iT_d}$ , де  $p_{p(0)i}$  – полюси та нулі перетвореної передавальної функції аналогового ланцюга;
  - *метод білінійного перетворення* (інваріантності частотних характеристик).

## 2. Метод білінійного перетворення



Перетворювальні функції мають відповідати таким вимогам:

- ліва  $P$ -напівплощина  $p = \sigma + j\Omega$ ,  $\sigma < 0$ , в якій розміщуються полюси стійкого АФП, має однократно відобразитися всередину кола одиничного радіуса  $|z| < 1$ , в якому на  $Z$ -площині розміщуються полюси стійкого ЦФ, тобто стійкому АФП має відповідати стійкий ЦФ;
- вся уявна вісь частот  $j\Omega$  АФП,  $\Omega = (0 \pm \infty)$ , повинна однократно, тобто за один обхід, відобразитися на окружність одиничного радіуса  $Z$ -площини  $e^{j\omega T_d}$ ,  $\omega = (0 \pm \omega_d/2)$ , забезпечуючи близькість частотних характеристик обох фільтрів.

## 2. Метод білінійного перетворення

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

## 2. Метод білінійного перетворення

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

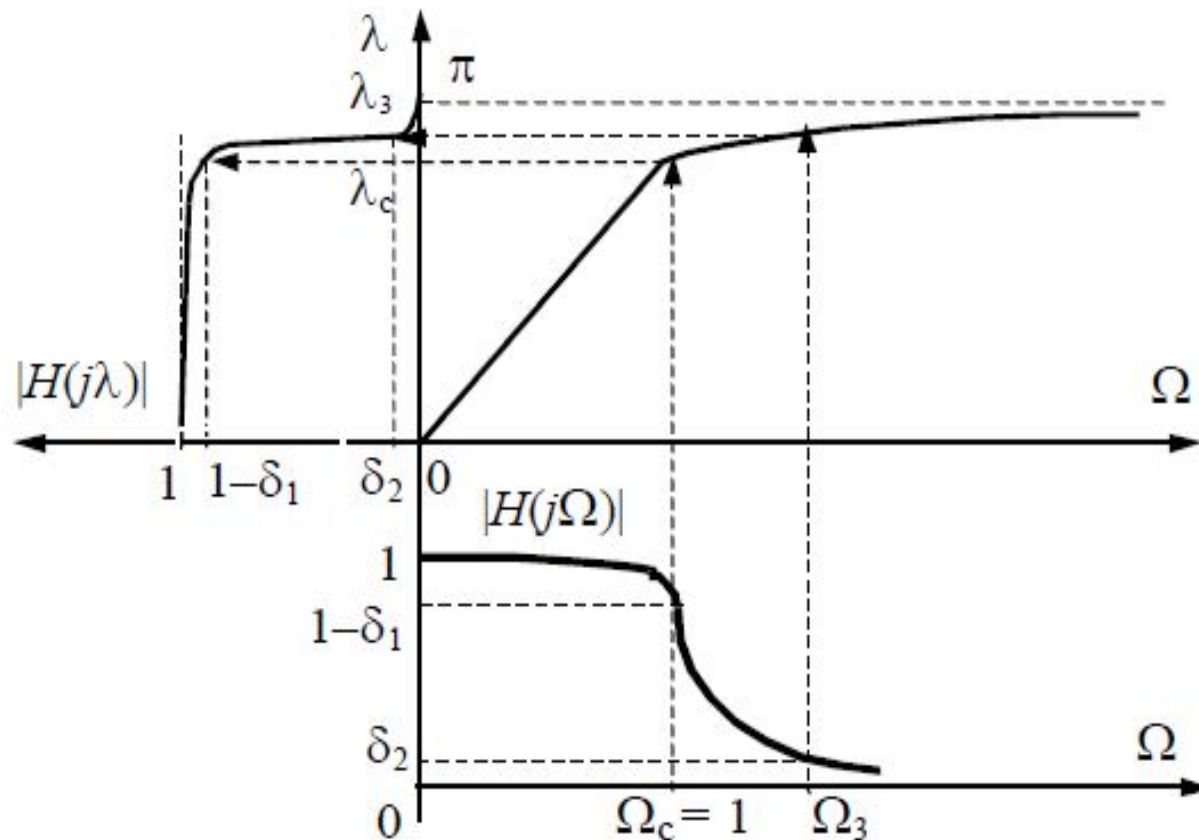
- відповідає структурна схема

## 2. Метод білінійного перетворення

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема



Перетворення частотної характеристики аналогового ФНЧ  
на частотну характеристику цифрового ФНЧ

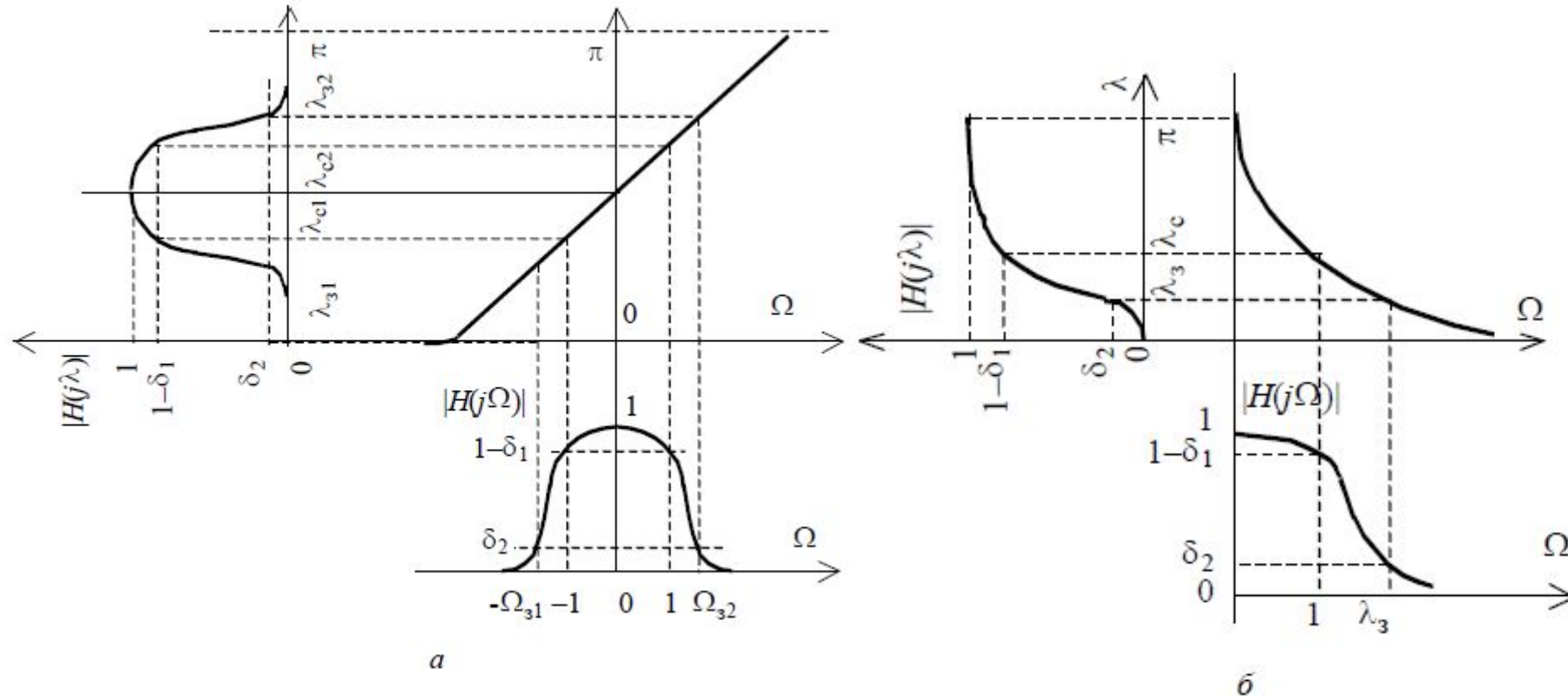


## 2. Метод білінійного перетворення

Таблиця 1 - Узагальнені перетворювальні

Тип ЦФ	Перетворення $p \rightarrow z$	Перетворення $\Omega \rightarrow \lambda$
ФНЧ	$p = \alpha(z - 1)/(z + 1)$	$\Omega_3 = \alpha \cdot \operatorname{tg}(\lambda_3/2)$
	$\alpha = \operatorname{ctg}(\lambda_c/2)$	$\Omega_c = 1$
ФВЧ	$p = \alpha(z + 1)/(z - 1)$	$\Omega_3 = \alpha \cdot \operatorname{ctg}(\lambda_3/2)$
	$\alpha = \operatorname{tg}(\lambda_c/2)$	$\Omega_c = 1$
ППФ	$p = \alpha(z^2 - 2\beta z + 1)/(z^2 - 1)$	$\Omega_{31,2} =  \alpha(\beta - \cos \lambda_{31,2})/\sin \lambda_{31,2} $
	$\alpha = \operatorname{ctg}[(\lambda_{c2} - \lambda_{c1})/2]$	$\Omega_{c1,2} = \pm 1$
	$\beta = \cos[(\lambda_{c2} + \lambda_{c1})/2]/\cos[(\lambda_{c2} - \lambda_{c1})/2]$	
ПЗФ	$p = \alpha(z^2 - 1)/(z^2 - 2\beta z + 1)$	$\Omega_{31,2} =  \alpha \sin \lambda_{31,2}/(\beta - \cos \lambda_{31,2}) $
	$\alpha = \operatorname{tg}[(\lambda_{c2} - \lambda_{c1})/2]$	$\Omega_{c1,2} = \pm 1$
	$\beta = \cos[(\lambda_{c2} + \lambda_{c1})/2]/\cos[(\lambda_{c2} - \lambda_{c1})/2]$	

## 2. Метод білінійного перетворення



Графіки узагальнених частотних перетворень для ЦФ ППФ (а) та ФВЧ (б)

## 2. Метод білінійного перетворення

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n - m).$$

- відповідає структурна схема

## 2. Метод білінійного перетворення

- За допомогою узагальненої перетворювальної функції  $p = f_{o\sigma}(z)$  передавальну функцію АФП НЧ можна безпосередню трансформувати в передавальну функцію ЦФ заданого типу:

$$H(z) = H(p)|_{p = f_{o\sigma}(z)}.$$

- Перетворюючи далі вираз для  $H(z)$  до вигляду, що відповідає обраній структурі ЦФ – каскадній або паралельній, можна знайти *чисельні значення коефіцієнтів ланок*  $b_{0J}, b_{1J}, b_{2J}, a_{1J}, a_{2J}$  потрібні для його реалізації.

## 2. Метод білінійного перетворення

Таблиця 2 - Вирази для нулів та полюсів ЦФ різного

Типу Тип фільтра	Перетворення	Примітка
ФНЧ	$z_{p(0)i} = (\alpha + p_{p(0)i}) / (\alpha - p_{p(0)i}), \quad i = 1, 2, \dots, m$	При $p_{0i} = \infty$ $z_{0i} = -1$
ФВЧ	$z_{p(0)i} = -(\alpha + p_{p(0)i}) / (\alpha - p_{p(0)i}), \quad i = 1, 2, \dots, m$	При $p_{0i} = \infty$ $z_{0i} = 1$
ППЧ	$z_{p(0)(2i-1,2i)} = \frac{\alpha\beta}{\alpha - p_{p(0)i}} \pm \left( \frac{(\alpha\beta)^2}{(\alpha - p_{p(0)i})^2} - \frac{\alpha + p_{p(0)i}}{\alpha - p_{p(0)i}} \right)^{1/2},$ $i = 1, 2, \dots, m$	При $p_{0i} = \infty$ $z_{0(2i-1,2i)} = \pm 1$
ПЗФ	$z_{p(0)(2i-1,2i)} = -\frac{\alpha\beta}{\alpha - p_{p(0)i}} \pm \left( \frac{(\alpha\beta)^2}{(\alpha - p_{p(0)i})^2} - \frac{\alpha + p_{p(0)i}}{\alpha - p_{p(0)i}} \right)^{1/2},$ $i = 1, 2, \dots, m$	При $p_{0i} = \infty$ $z_{0(2i-1,2i)} =$ $= \beta \pm (\beta^2 - 1)^{1/2}$

## 2. Метод білінійного перетворення

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

## 2. Метод білінійного перетворення

### **Синтез РФ включає наступні етапи:**

- На основі вихідних даних на синтез ЦФ (граничних частот  $f_c, f_3, (\lambda_c, \lambda_3)$ ) та допусків на похибки апроксимації АЧХ  $a_{\Pi}, a_3$ ) визначаються *вихідні дані на синтез АФП*, що визначають вимоги до його АЧХ: допуски на похибки апроксимації  $a_{\Pi}, a_3$  – те самі, що й для ЦФ, та граничні частоти  $\Omega_c = 1$  та  $\Omega_3 = f_{об}(\lambda_3)$ , які отримуються за допомогою частотних перетворювальних функцій  $\Omega = f_{об}(\lambda)$  (табл. 1).
- За значеннями  $a_{\Pi}, a_3$  та  $\Omega_3$  синтезується АФПНЧ: вибирається тип апроксимуючої функції, визначається порядок фільтра  $m$  та значення його полюсів та нулів:  $p_{pi}, p_{0i}, i = 1, 2, \dots, m$ . Від вигляду апроксимації залежить порядок фільтра  $m$ , як наслідок, складність його реалізації та швидкодія.

## 2. Метод білінійного перетворення

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема



## 2. Метод білінійного перетворення

- Обирається структура фільтра – каскадна або паралельна та розраховуються коефіцієнти її ланок  $a_{1J}, a_{2J}, b_{0J}, b_{1J}, b_{2J}, B_{0J}, B_{1J}, C$ .
- Розраховуються АЧХ та ФЧХ фільтра та співставляються з заданими.
- Знаходиться мінімальна необхідна розрядність коефіцієнтів фільтра, при якій АЧХ ще задовольняє заданим вимогам (за параметрами нерівномірності та загасання  $a_{\Pi}, a_3$ ).

# Системи цифрової обробки інформації

## Лекція 9

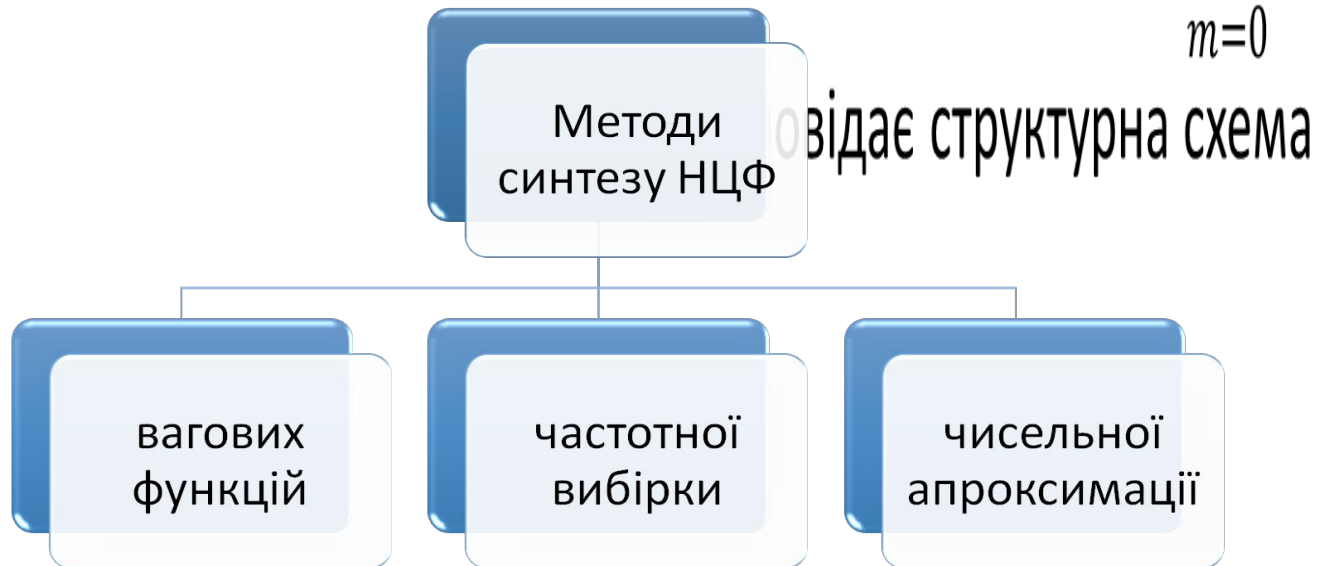
### Синтез нерекурсивних цифрових фільтрів

- 1 Метод вагових функцій
- 2 Метод частотної вибірки
- 3 Чисельні методи

# 1 Метод вагових функцій

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$



# 1 Метод вагових функцій

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

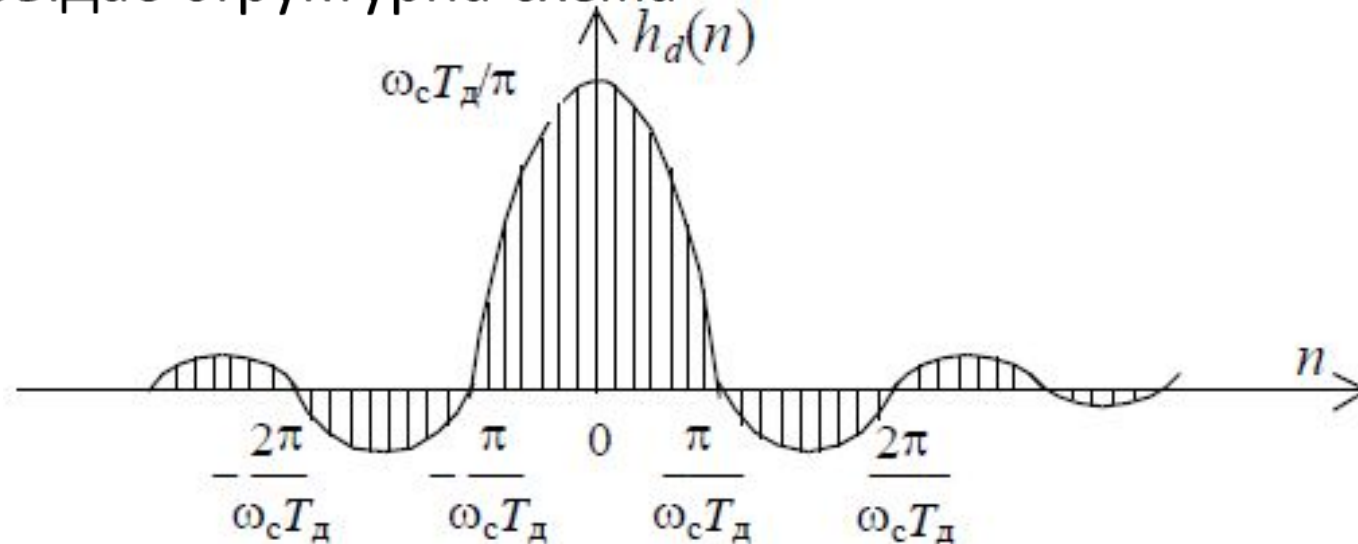
- відповідає структурна схема

# 1 Метод вагових функцій

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема



Імпульсна характеристика ідеального ФНЧ

# 1 Метод вагових функцій

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

# 1 Метод вагових функцій

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

# 1 Метод вагових функцій

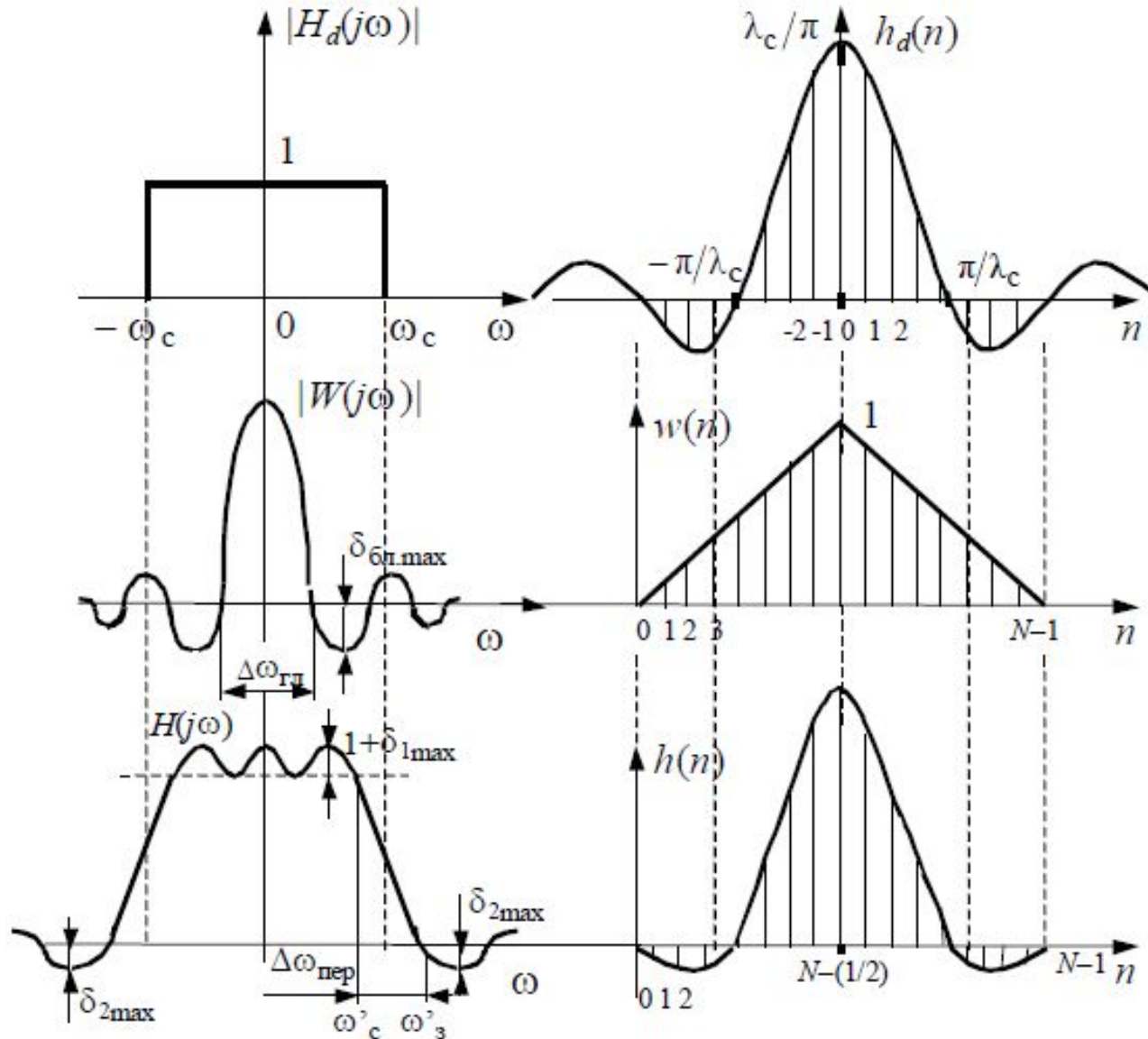
- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема



# 1 Метод вагових функцій



Графічна ілюстрація синтезу НФ методом вагових функцій

# 1 Метод вагових функцій

## Параметри вагових

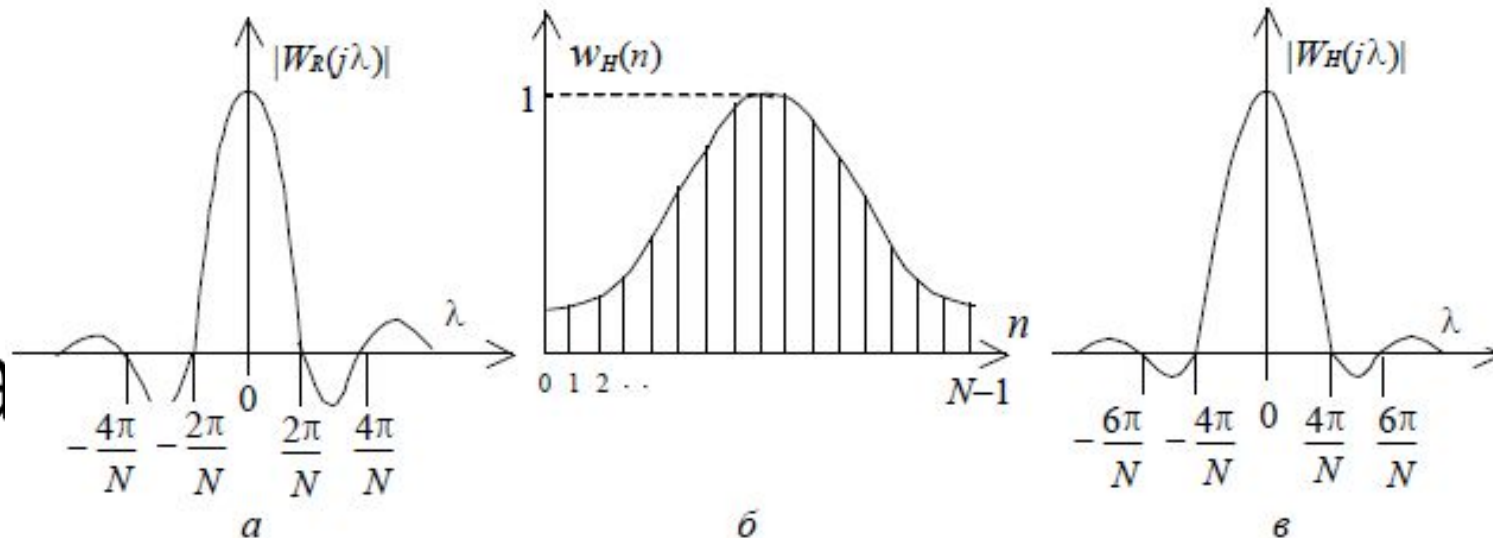
Тип вагової функції	$D$	$\delta_{\text{бп max}}, \text{дБ}$	$\delta_{2\text{max}}, \text{дБ}$
Прямокутна	2	-13,7	-21
Трикутна	4	-27	-26
Ханна	4	-31	-44
Хеммінга	4	-41	-53
Блекмана	6	-57	-74

# 1 Метод вагових функцій

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$N-1$

- відповідає

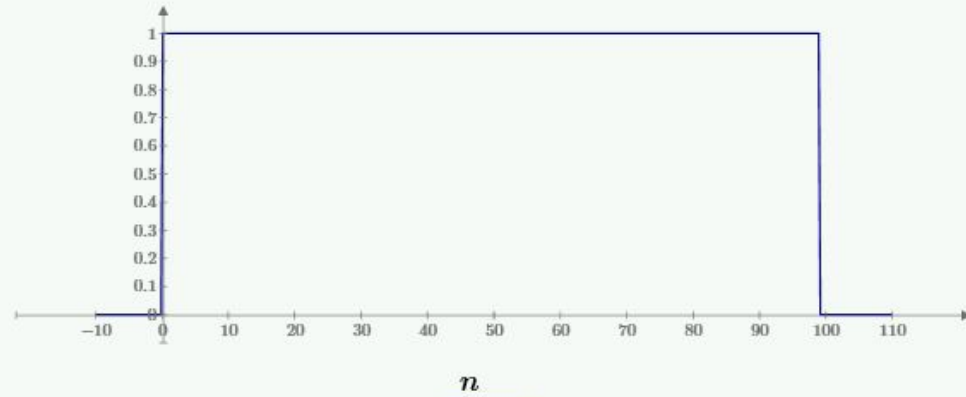


Частотна характеристика **прямокутної** вагової функції (а),  
вагова функція **Хеммінга** (б) та її частотна характеристика (в)

# 1 Метод вагових функцій

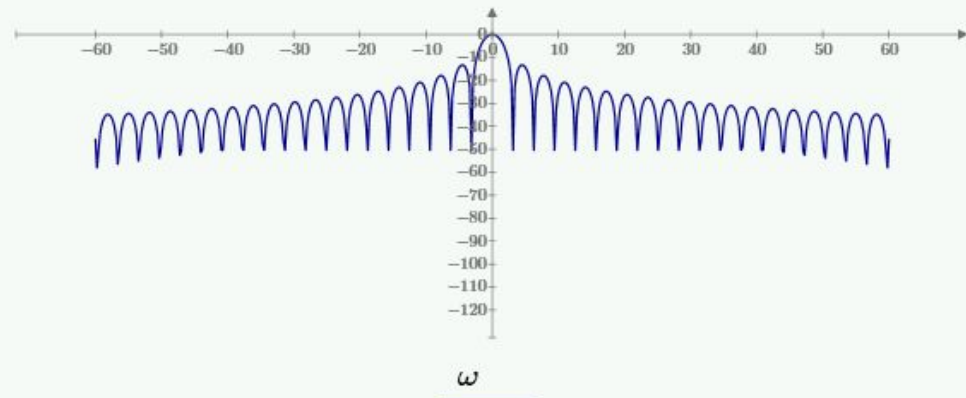
Square

$$w(n) := \text{if}(0 \leq n \leq N-1, 1, 0)$$



$w(n)$

$$S(\omega) := \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} w(k) \cdot e^{-1i \cdot \omega \cdot k \cdot Td}$$



$Df(|S(\omega)|)$

# 1 Метод вагових функцій

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

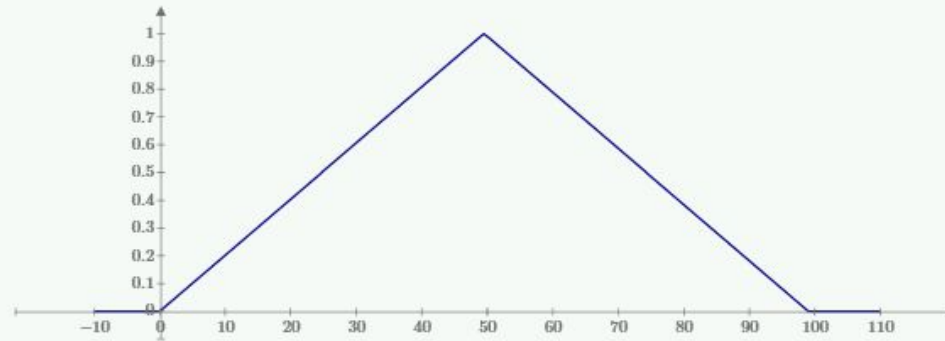
$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

# 1 Метод вагових функцій

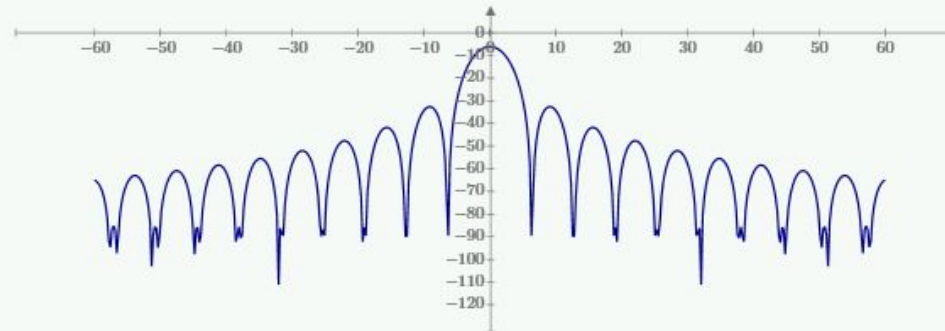
Barlett (Triangle)

$$A := \frac{N-1}{2} \quad w(n) := \text{if} \left( 0 \leq n \leq N-1, 1 - \left| \frac{n}{A} - 1 \right|, 0 \right)$$



$w(n)$

$$S(\omega) := \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} w(k) \cdot e^{-li \cdot \omega \cdot k \cdot Td}$$



$Df(|S(\omega)|)$

$\omega$

# 1 Метод вагових функцій

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

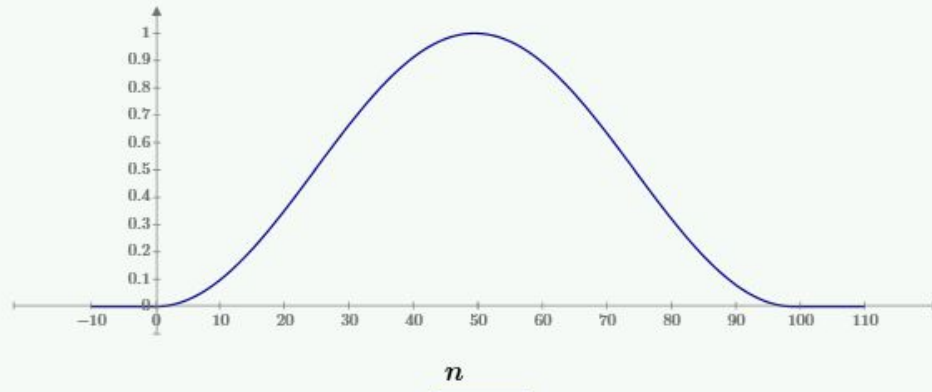
- відповідає структурна схема

# 1 Метод вагових функцій

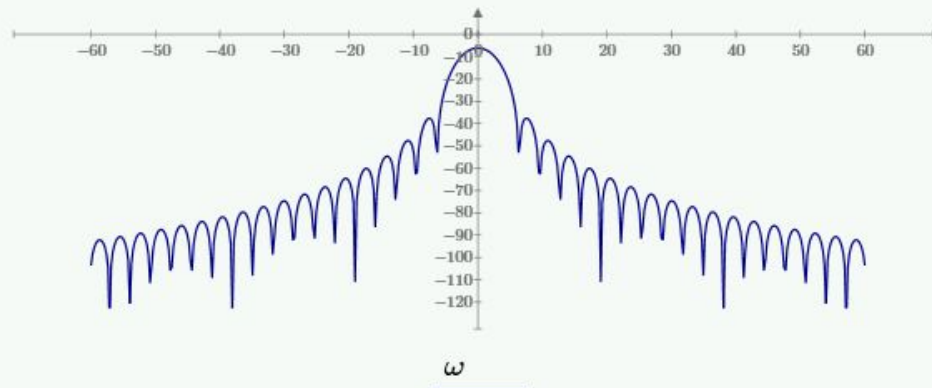
Hann

$$\alpha := 0.5 \quad 1 - \alpha = 0.5$$

$$f_H(n) := \alpha - (1 - \alpha) \cdot \cos\left(2\pi \cdot \frac{n}{N-1}\right) \quad w(n) := \text{if}(0 \leq n \leq N-1, f_H(n), 0)$$



$$S(\omega) := \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} w(k) \cdot e^{-1i \cdot \omega \cdot k \cdot Td}$$





# 1 Метод вагових функцій

$$N := 100 \quad Td := \frac{2}{N} \quad Df(x) := \text{if}(x = 0, 1, 20 \cdot \log(x))$$

## Hamming

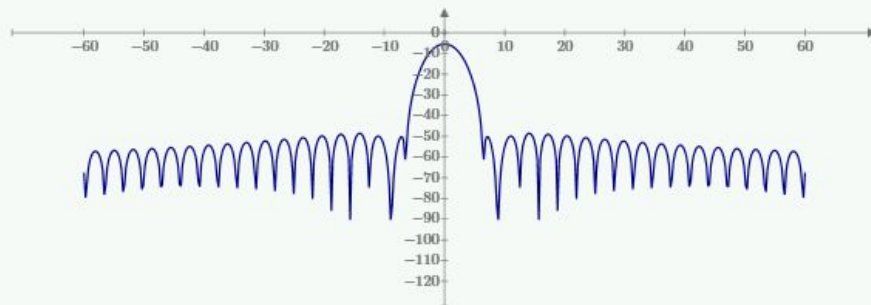
$$\alpha := 0.53836 \quad 1 - \alpha = 0.46164$$

$$f_H(n) := \alpha - (1 - \alpha) \cdot \cos\left(2 \pi \cdot \frac{n}{N-1}\right) \quad w(n) := \text{if}(0 \leq n \leq N-1, f_H(n), 0)$$



$w(n)$

$$K := 100 \quad S(\omega) := \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} w(k) \cdot e^{-1i \cdot \omega \cdot k \cdot Td}$$



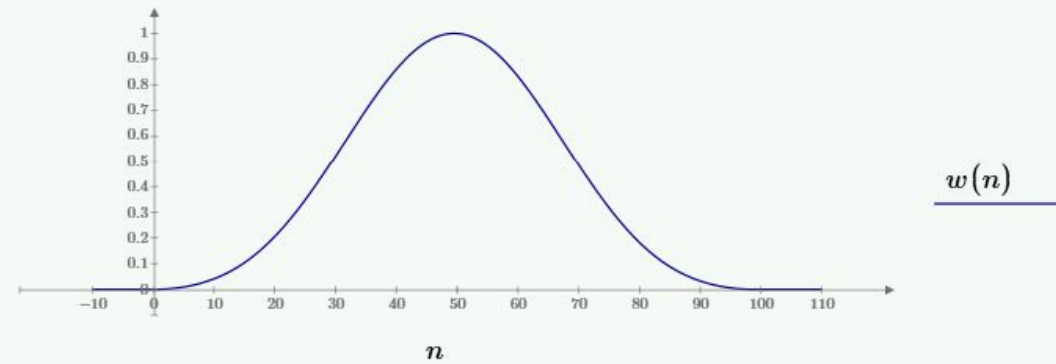
$Df(|S(\omega)|)$

# 1 Метод вагових функцій

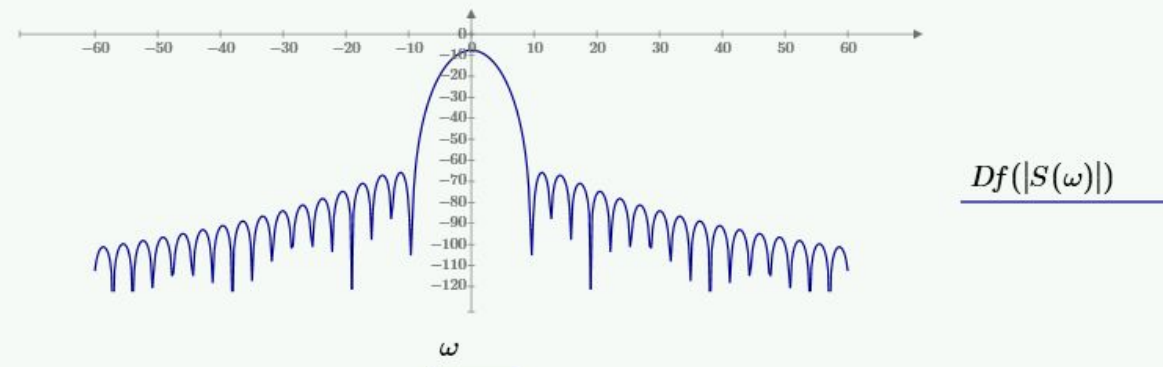
Blackman

$$a := \begin{bmatrix} 0.42 \\ 0.5 \\ 0.08 \end{bmatrix}$$

$$f_B(n) := a_0 - a_1 \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + a_2 \cdot \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right) \quad w(n) := \text{if}(0 \leq n \leq N-1, f_B(n), 0)$$



$$S(\omega) := \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} w(k) \cdot e^{-i\omega \cdot k \cdot Td}$$



# 1 Метод вагових функцій

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

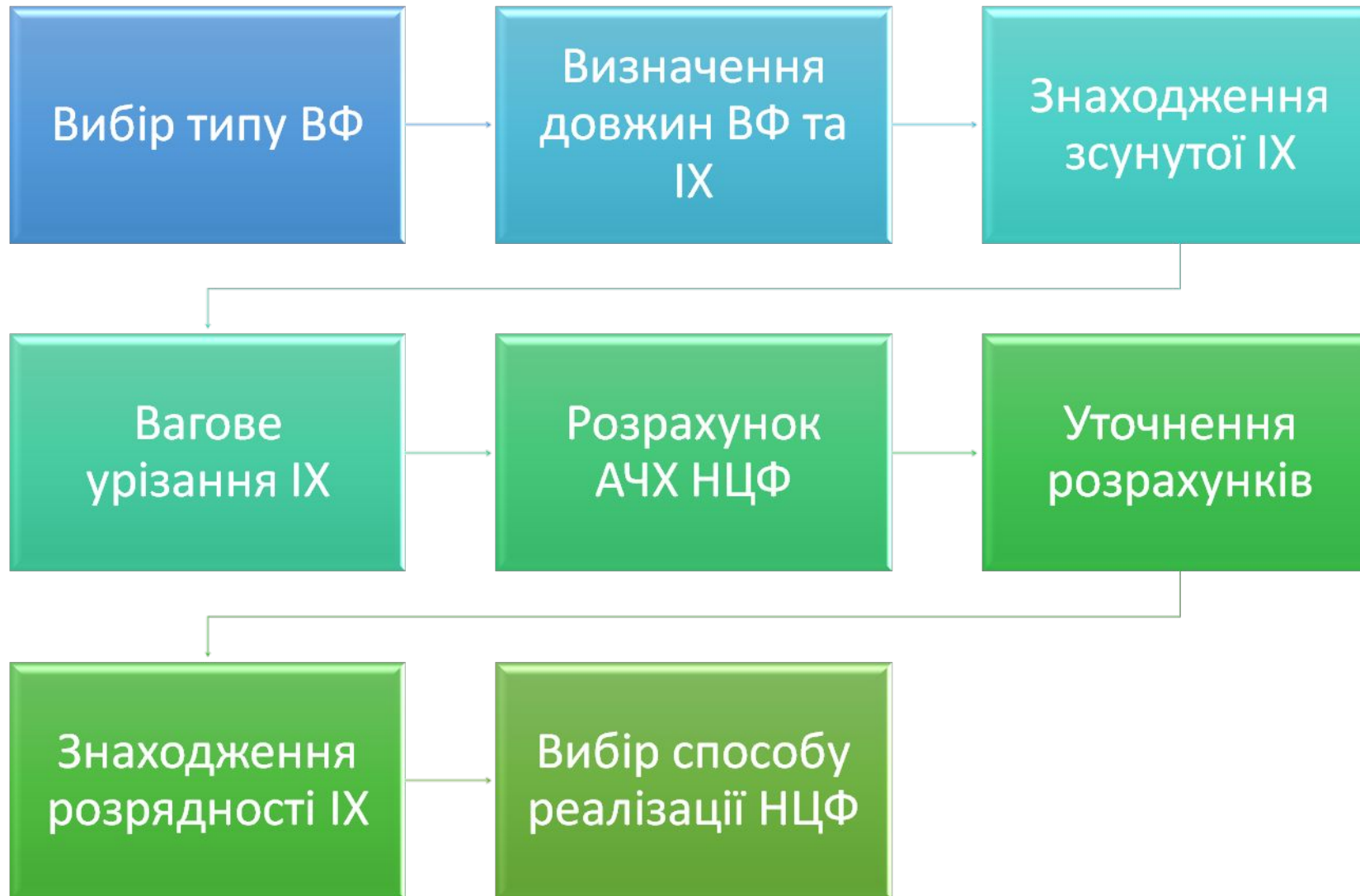
# 1 Метод вагових функцій

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

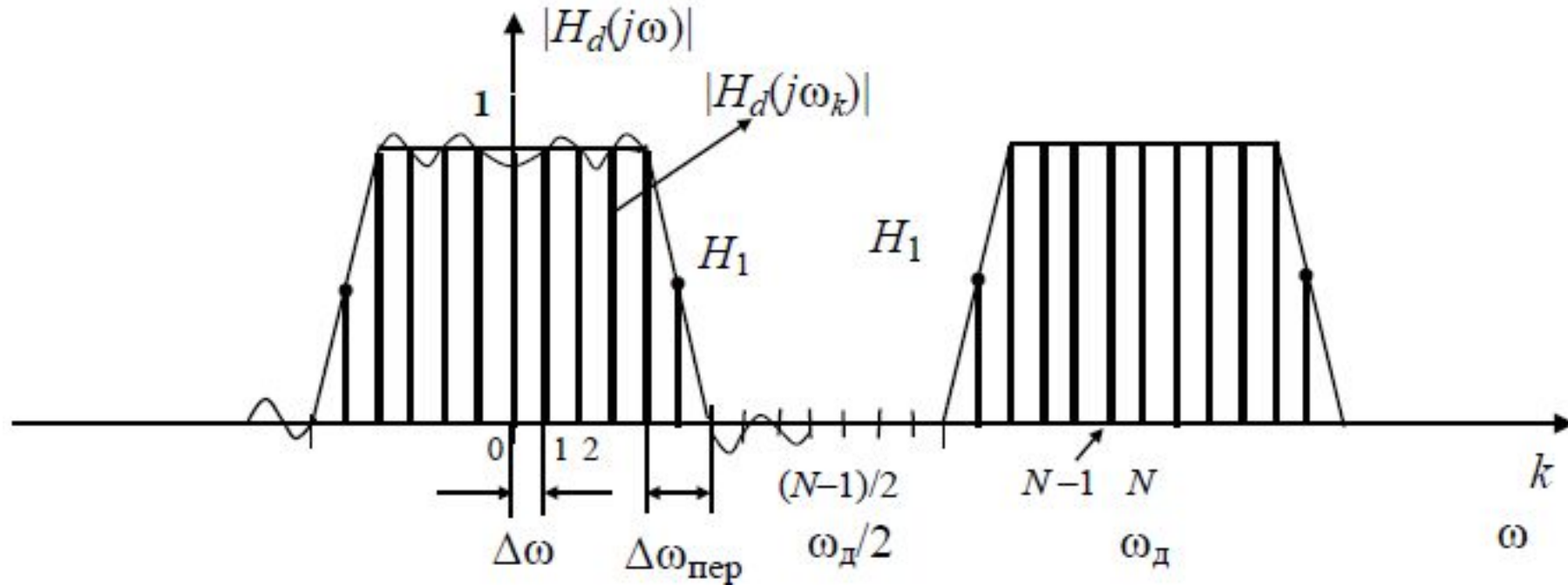
## 2. Метод вагових функцій



## 2 Метод частотної вибірки

- Методом частотної вибірки *імпульсна характеристика* фільтра  $h(n)_N$  знаходиться за допомогою зворотного дискретного перетворення Фур'є (ЗДПФ) частотної характеристики  $H_d(j\omega k)$ , отриманої шляхом дискретизації за частотою заданої частотної характеристики  $H_d(j\omega)$ .
- Дискретизація здійснюється в смузі частот  $0 - \omega_{\text{д}}$  шляхом переходу від безперервних значень частоти  $\omega$  до дискретних  $\omega_k = \Delta\omega_k$  з кроком  $\Delta\omega = \omega_{\text{д}}/N$ , де  $k = 0, 1, \dots, N-1$  – номер частотної вибірки;  $N$  – кількість точок дискретизації.
- Крок дискретизації за частотою  $\Delta\omega$  обирається з умови  $\Delta\omega \leq \Delta\omega_{\text{пер}}/(L+1)$ , де  $\Delta\omega_{\text{пер}}$  – перехідна смуга фільтра;  $L$  – кількість вибірок частотної характеристики фільтра, що розміщуються в перехідній смузі,  $L = 0, 1, 2, \dots$
- В результаті отримується **дискретизована частотна характеристика** фільтра (ДЧХ)  $H_d(j\omega_k) = H_d(j\omega)|_{\omega = \omega_k}$ .

## 2 Метод частотної вибірки



Дискретизована ЧХ цифрового фільтра нижніх частот

## 2 Метод частотної вибірки

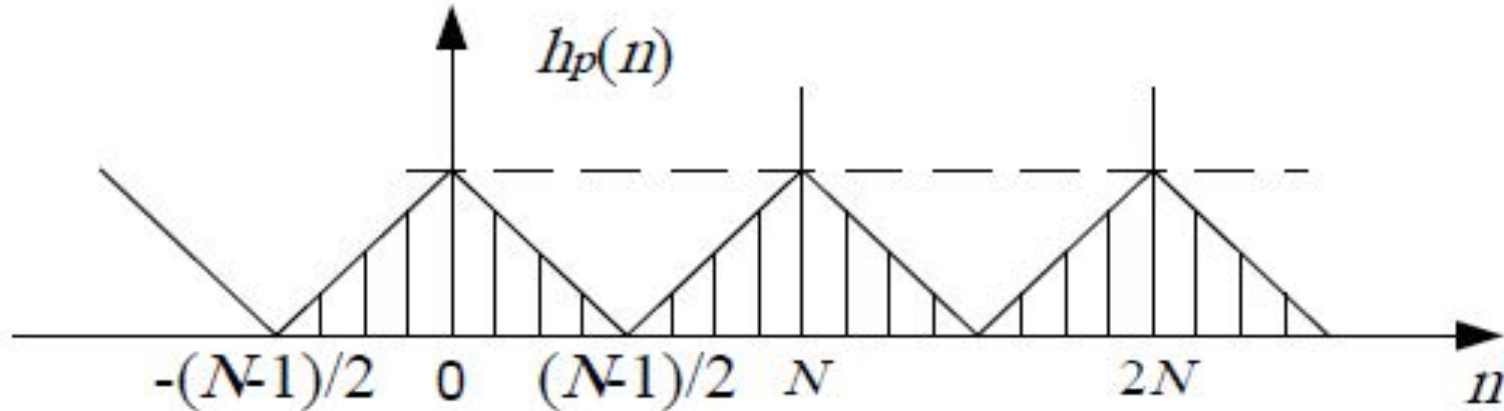
- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема



## 2 Метод частотної вибірки



- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

## 2 Метод частотної вибірки

- АЧХ фільтра на частотах  $\omega = \omega_k$  точно співпадає з частотними вибірками ДЧХ:  $H(\omega_k) = H_d(\omega_k)$ , а на частотах  $\omega \neq \omega_k$   $H(\omega) \neq H_d(\omega)$  – відхиляється від заданої на величину похибки апроксимації.
- *Якість апроксимації* даним методом залежить від *кількості вибірок частотної характеристики в перехідній смузі  $L$  та їх значень  $H_{i \text{ ОПТ}}$  ( $i = 1, 2, \dots, L$ ), які роблять апроксимуючу функцію пологішою. Різним значенням  $L$  відповідають такі наближені значення максимального рівня бічних пелюсток:*
  - $L = 0: \delta_{2 \text{ макс}} \approx -20 \text{ дБ}; \quad L = 1: \delta_{2 \text{ макс}} \approx -40 \text{ дБ};$
  - $L = 2: \delta_{2 \text{ макс}} \approx -50-60 \text{ дБ}; \quad L = 3: \delta_{2 \text{ макс}} \approx -80-100 \text{ дБ}.$

### 3 Чисельні методи

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

### 3 Чисельні методи

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

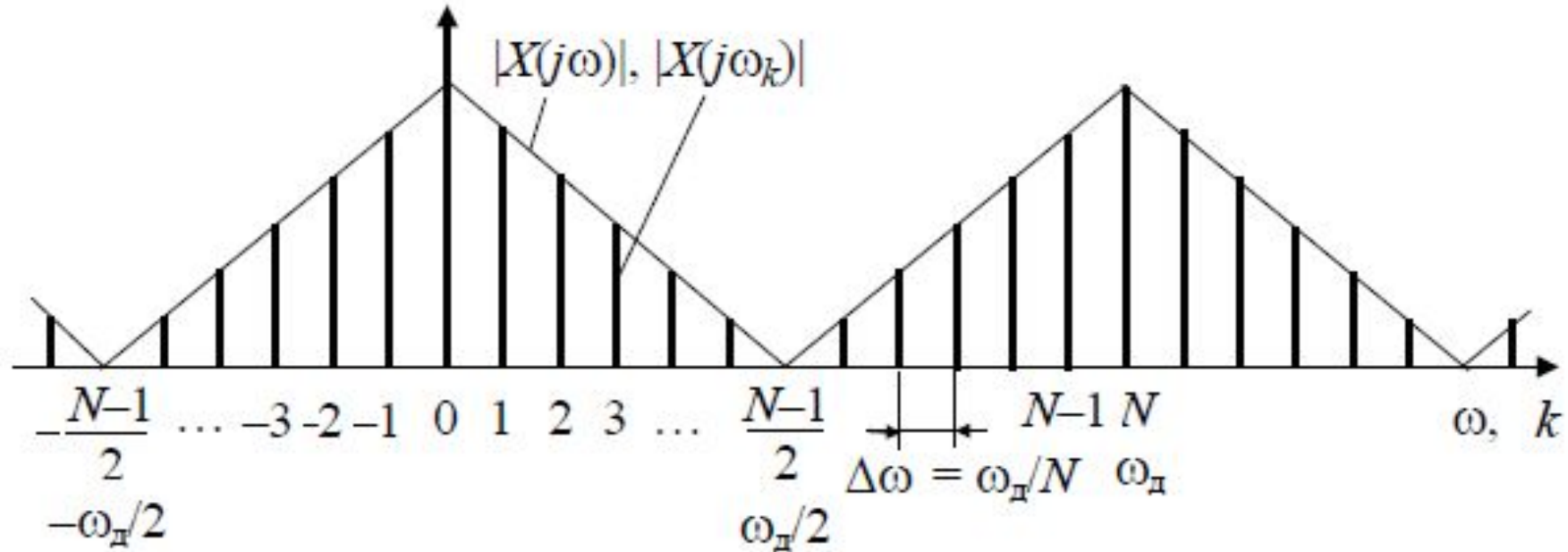
# Цифрова обробка сигналів

## Лекція 10

### Дискретне перетворення Фур'є та його властивості

1. Сутність дискретного перетворення Фур'є
2. Властивості дискретного перетворення Фур'є
3. Алгоритм цифрової фільтрації  
послідовностей кінцевої довжини на основі  
ДПФ

# 1. Сутність дискретного перетворення Фур'є



- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

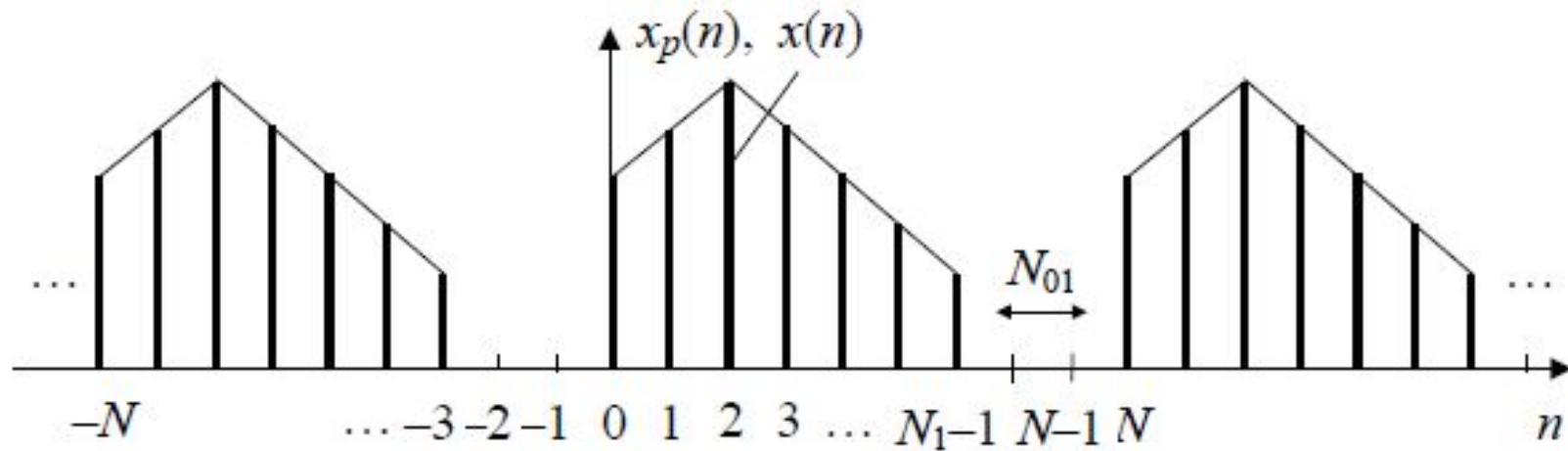
# 1. Сутність дискретного перетворення Фур'є

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

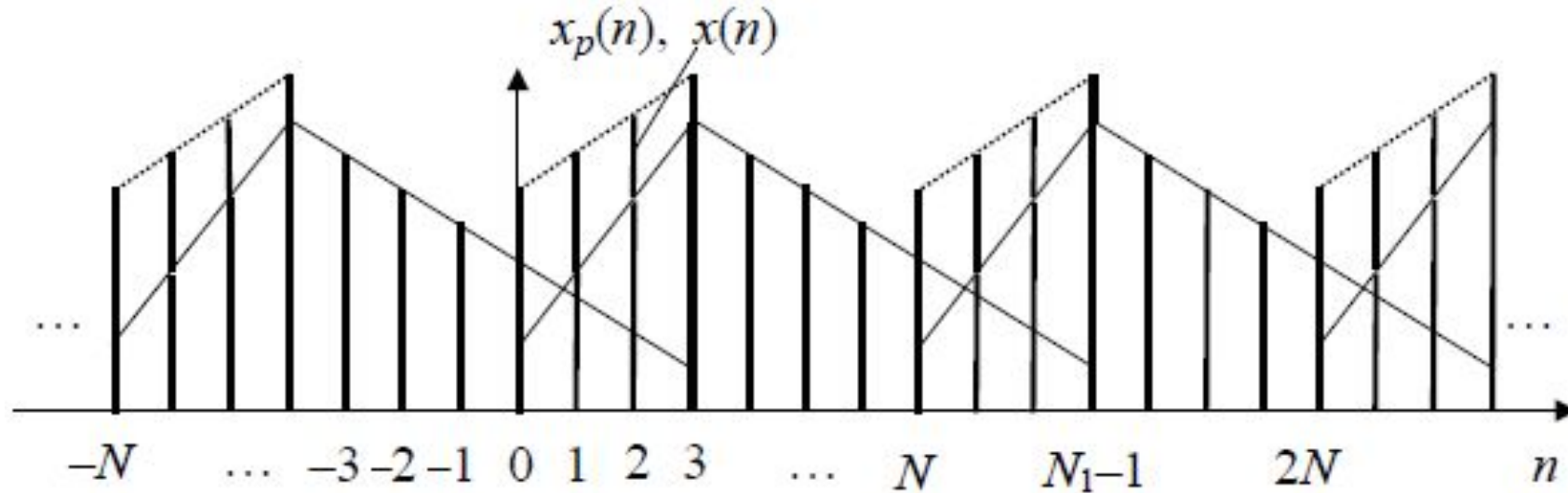
$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

# 1. Сутність дискретного перетворення Фур'є



Сигнал, відповідний зворотному ДПФ при  $N \geq N_1$



Сигнал, відповідний зворотному ДПФ при  $N < N_1$



# 1. Сутність дискретного перетворення Фур'є

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

## 2. Властивості дискретного перетворення Фур'є

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

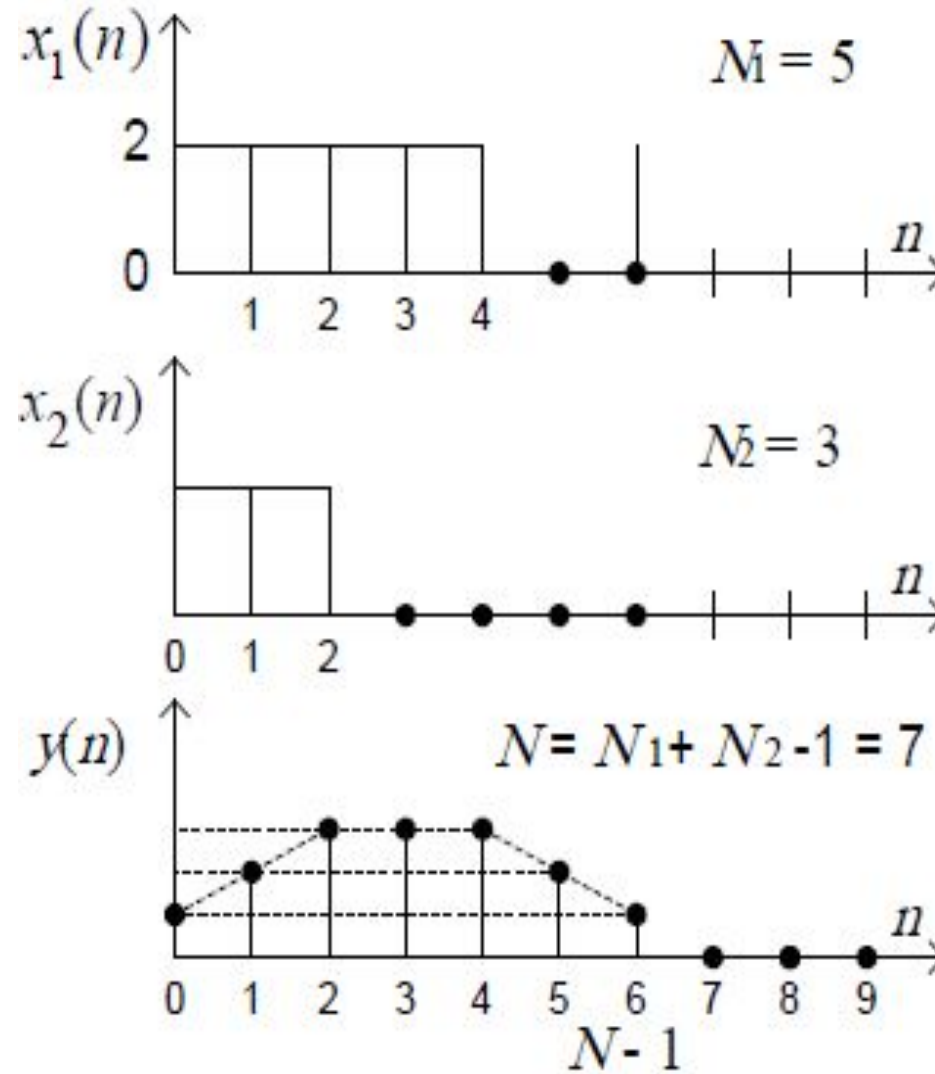
## 2. Властивості дискретного перетворення Фур'є

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

## 2. Властивості дискретного перетворення Фур'є



Ілюстрація ДЧЗ

## 2. Властивості дискретного перетворення Фур'є

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

## 2. Властивості дискретного перетворення Фур'є

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n - m).$$

- відповідає структурна схема

### 3. Алгоритм цифрової фільтрації послідовностей кінцевої довжини на основі ДПФ

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n - m).$$

- відповідає структурна схема

### 3. Алгоритм цифрової фільтрації послідовностей кінцевої довжини на основі ДПФ

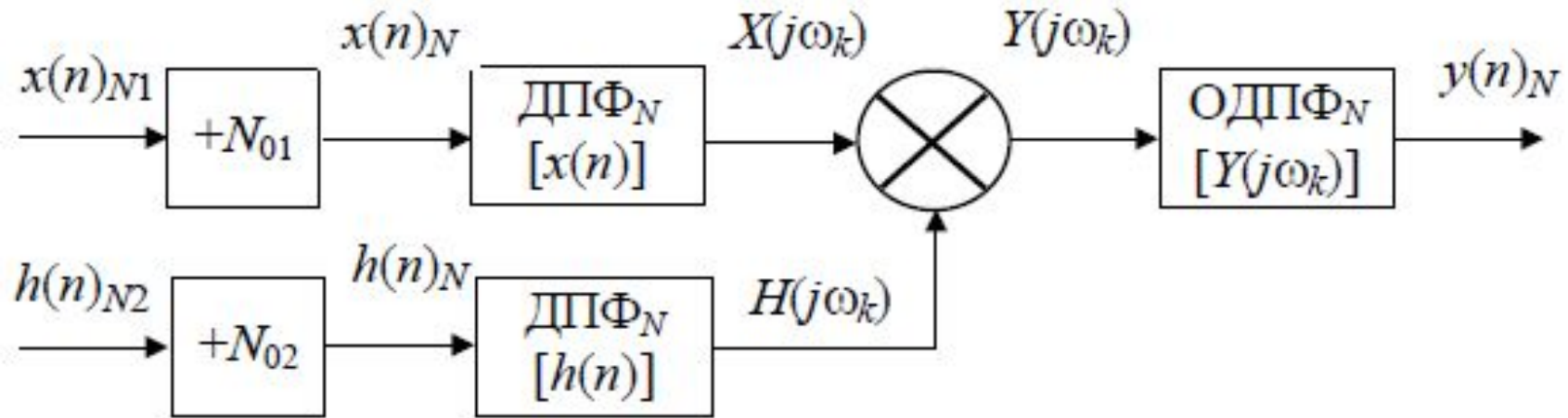
- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

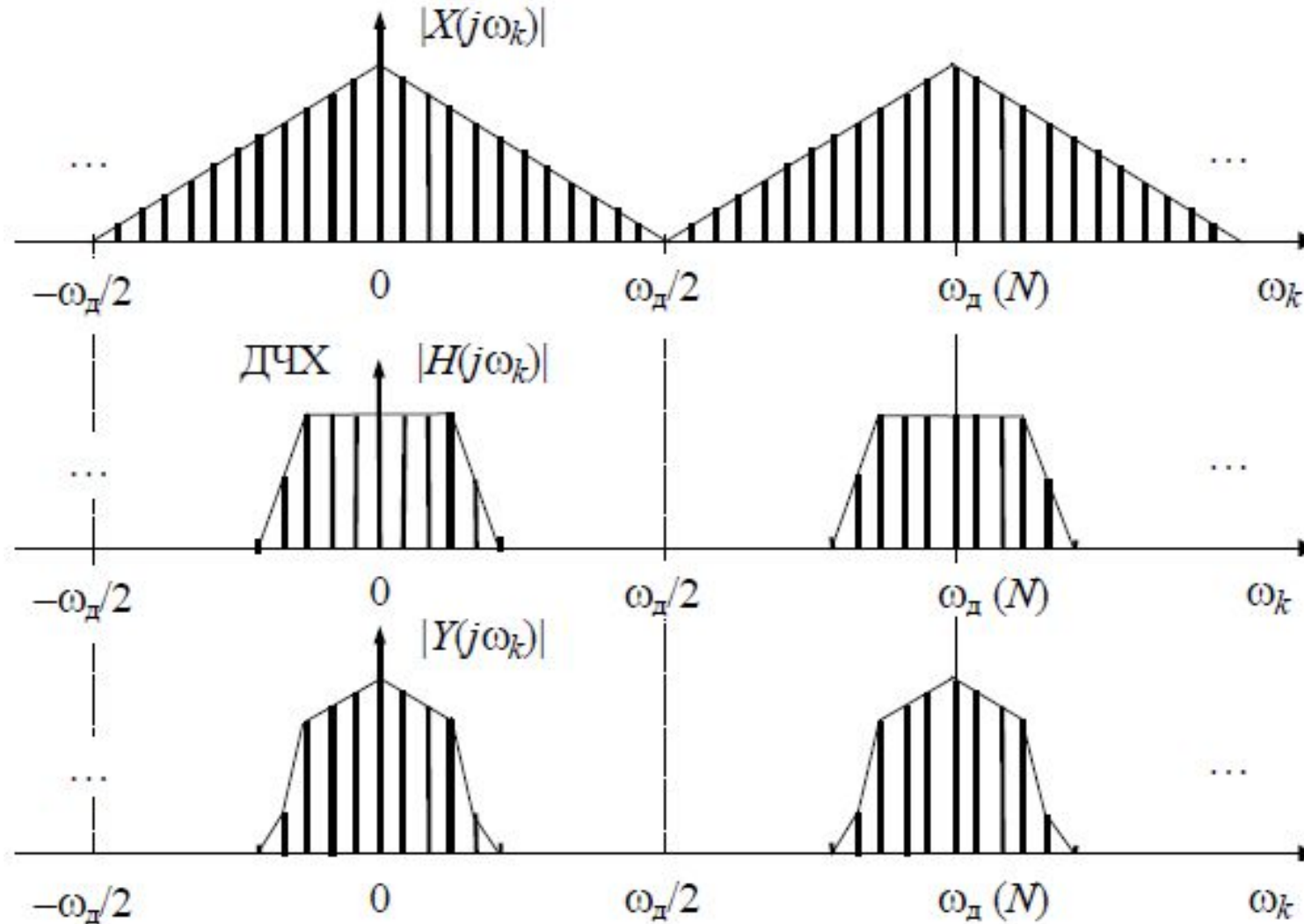


### 3. Алгоритм цифрової фільтрації послідовностей кінцевої довжини на основі ДПФ



Структурна схема НЦФ на основі ДПФ

### 3. Алгоритм цифрової фільтрації послідовностей кінцевої довжини на основі ДПФ



Частотні діаграми сигналів в структурі НФ на основі ДПФ

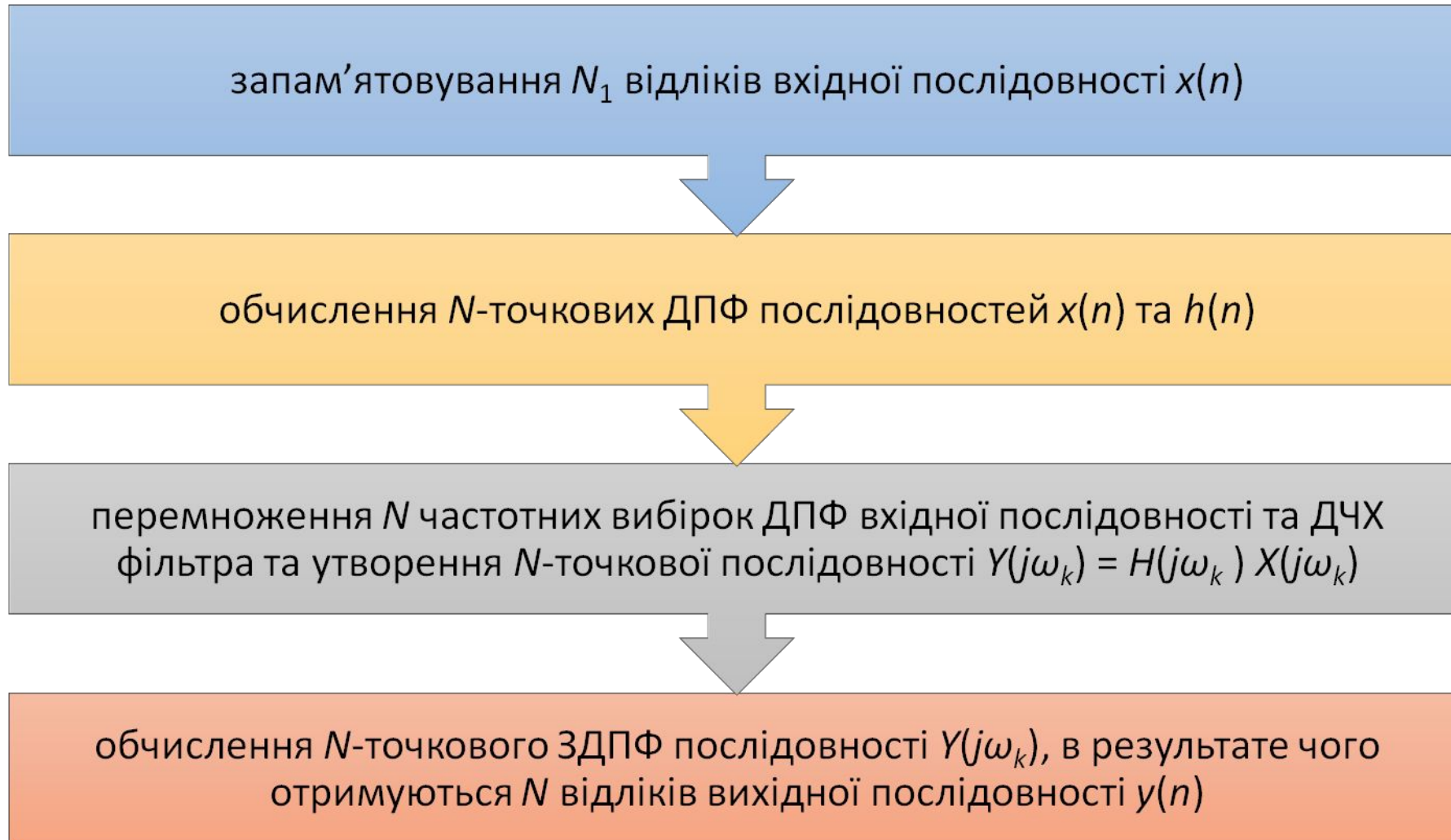
### 3. Алгоритм цифрової фільтрації послідовностей кінцевої довжини на основі ДПФ

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n - m).$$

- відповідає структурна схема

### 3. Алгоритм цифрової фільтрації послідовностей кінцевої довжини на основі ДПФ



### 3. Алгоритм цифрової фільтрації послідовностей кінцевої довжини на основі ДПФ

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

### 3. Алгоритм цифрової фільтрації послідовностей кінцевої довжини на основі ДПФ

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

### 3. Алгоритм цифрової фільтрації послідовностей кінцевої довжини на основі ДПФ

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

### 3. Алгоритм цифрової фільтрації послідовностей кінцевої довжини на основі ДПФ

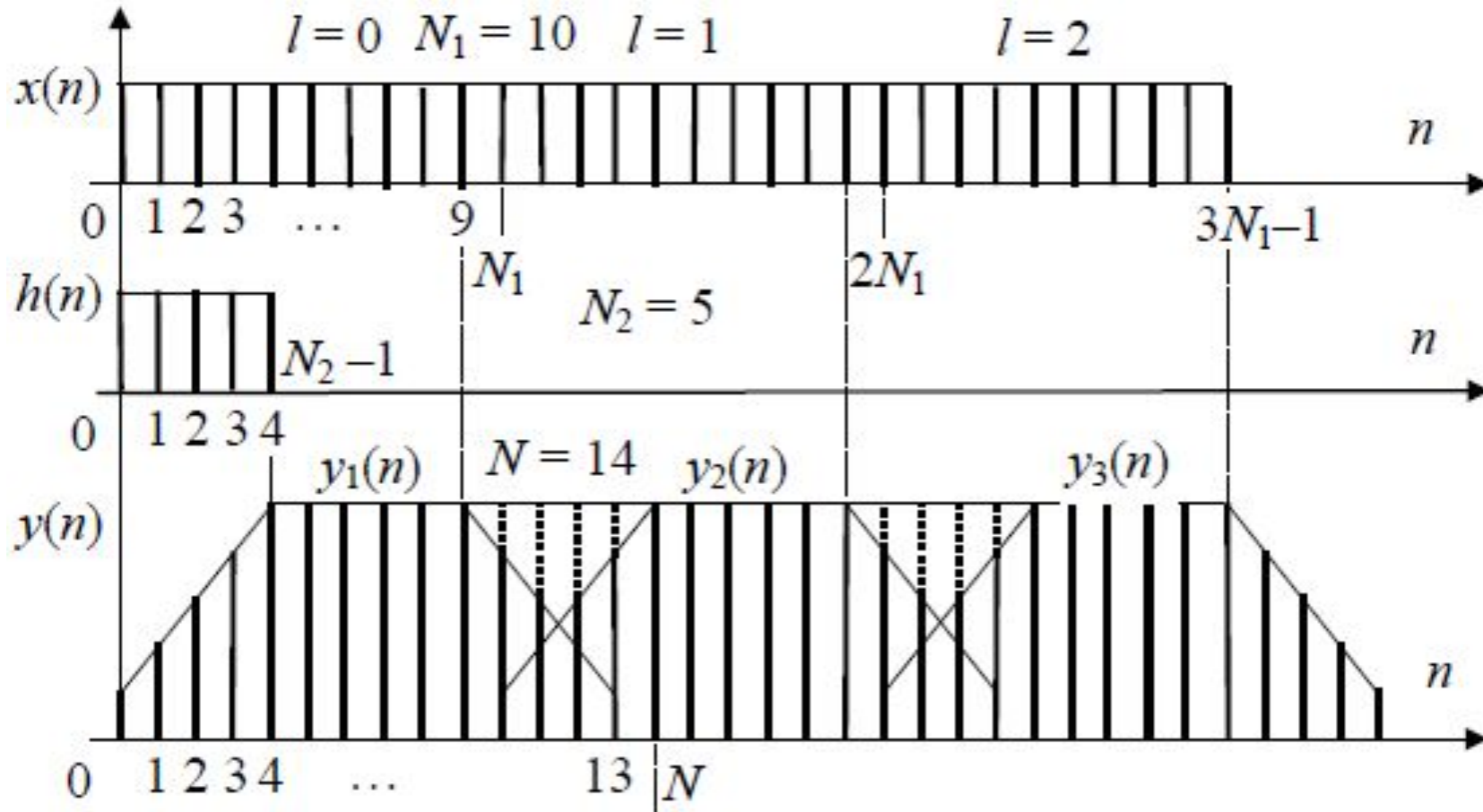
- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема



### 3. Алгоритм цифрової фільтрації послідовностей кінцевої довжини на основі ДПФ



Часові діаграми сигналів при цифровій фільтрації послідовностей великої довжини

### 3. Алгоритм цифрової фільтрації послідовностей кінцевої довжини на основі ДПФ

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

### 3. Алгоритм цифрової фільтрації послідовностей кінцевої довжини на основі ДПФ

- *Приклад.* Реалізації на основі ШПФ НФ з довжиною імпульсної характеристики  $N_2 = 321$  за кількістю точок  $N = 1024, 2048, 4096$  та  $8192$  відповідають значення довжини секції  $N_1 = 703, 1727, 3775, 7871$  та кількість операцій множення на відлік сигналу  $K_{\text{МН}(1)} = 4N(\log_2 N + 1)/N_1 = 64, 57, 56,4, 58,3$  відповідно.
- Значення  $N = 2048$  є оптимальним для даного фільтра за обсягом обчислень та пам'яті.

# Цифрова обробка сигналів

## Лекція 11

### Швидке перетворення Фур'є

1. Алгоритми швидкого перетворення Фур'є
2. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по часу
3. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по частоті

# 1. Алгоритми швидкого перетворення Фур'є

- Алгоритми швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) – це способи швидкого обчислення ДПФ

$$X(jk) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j(2\pi/N)kn}$$

- які усувають притаманну ДПФ обчислювальну надмірність.
- Вони базуються на *властивостях комплексної експоненти*  $e^{-j(2\pi/N)kn}$ , для зручності позначеної

$$W_N^{kn} \quad (W_N = e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)kn});$$

- її *симетрії*

$$W_N^{(N-k)n} = W_N^{(N-n)k} = (W_N^{kn})^*$$

- та *періодичності*

$$W_N^{(k+N)(n+N)} = W_N^{kn}$$

- з періодом, що дорівнює довжині оброблюваної реалізації сигналу  $N$  (кількості точок ШПФ).

# 1. Алгоритми швидкого перетворення Фур'є

- Загальний принцип ШПФ полягає у поділі ДПФ вхідної послідовності на ДПФ підпослідовностей меншої довжини, аж до мінімально можливої (яка дорівнює основі ШПФ), через які обчислюється ДПФ вхідної послідовності.
- Поділ означає *проріджування* послідовностей в часовій або в частотній області. В зв'язку з цим розрізняють ШПФ з *проріджуванням по часу* та ШПФ з *проріджуванням по частоті*.
- На відміну від ДПФ, ШПФ може обчислюватися лише по певній кількості точок  $N$ , яка відповідає цілій степіні його основи  $m$ :

$$N = mL,$$

- де  $L$  – це кількість *етапів проріджування*:  $L = \log_m N$ .
- Частіше за все застосовують ШПФ *по основі 2*.

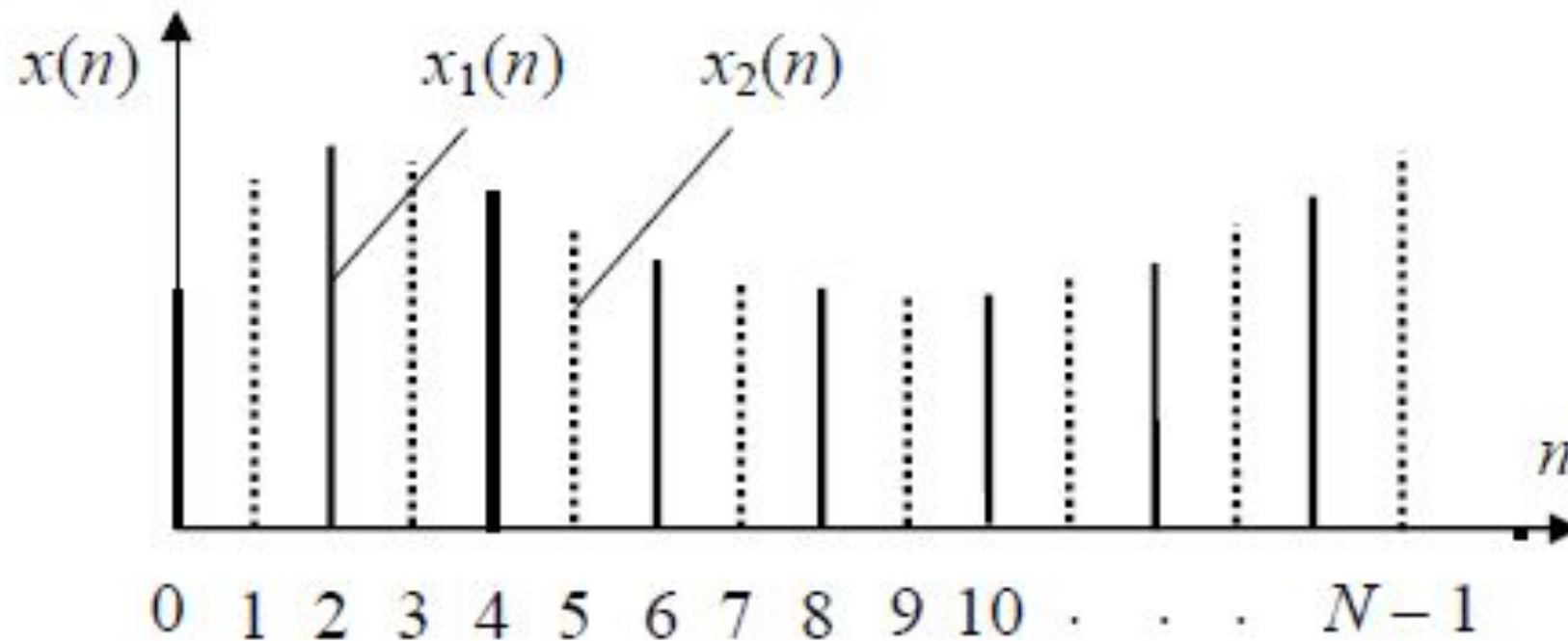
## 2. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по часу

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n - m).$$

- відповідає структурна схема

## 2. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по часу



Ілюстрація проріджування сигналу по часу



## 2. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по часу

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

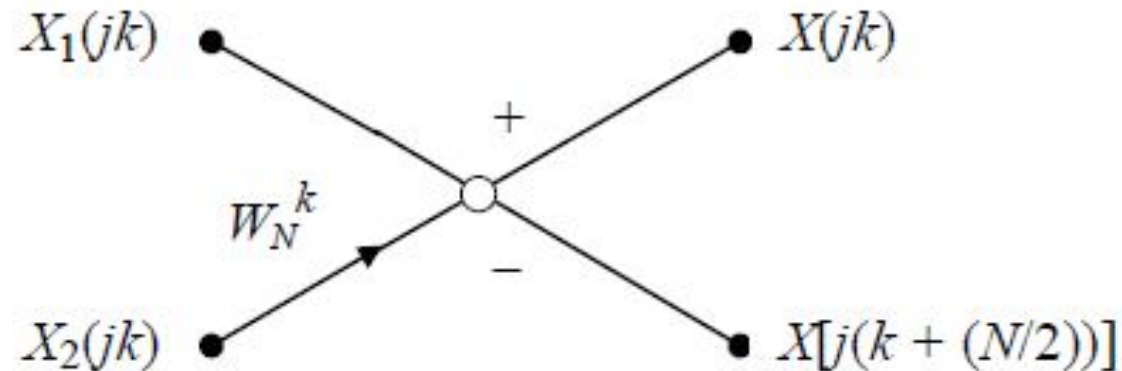
## 2. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по часу

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

## 2. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по часу

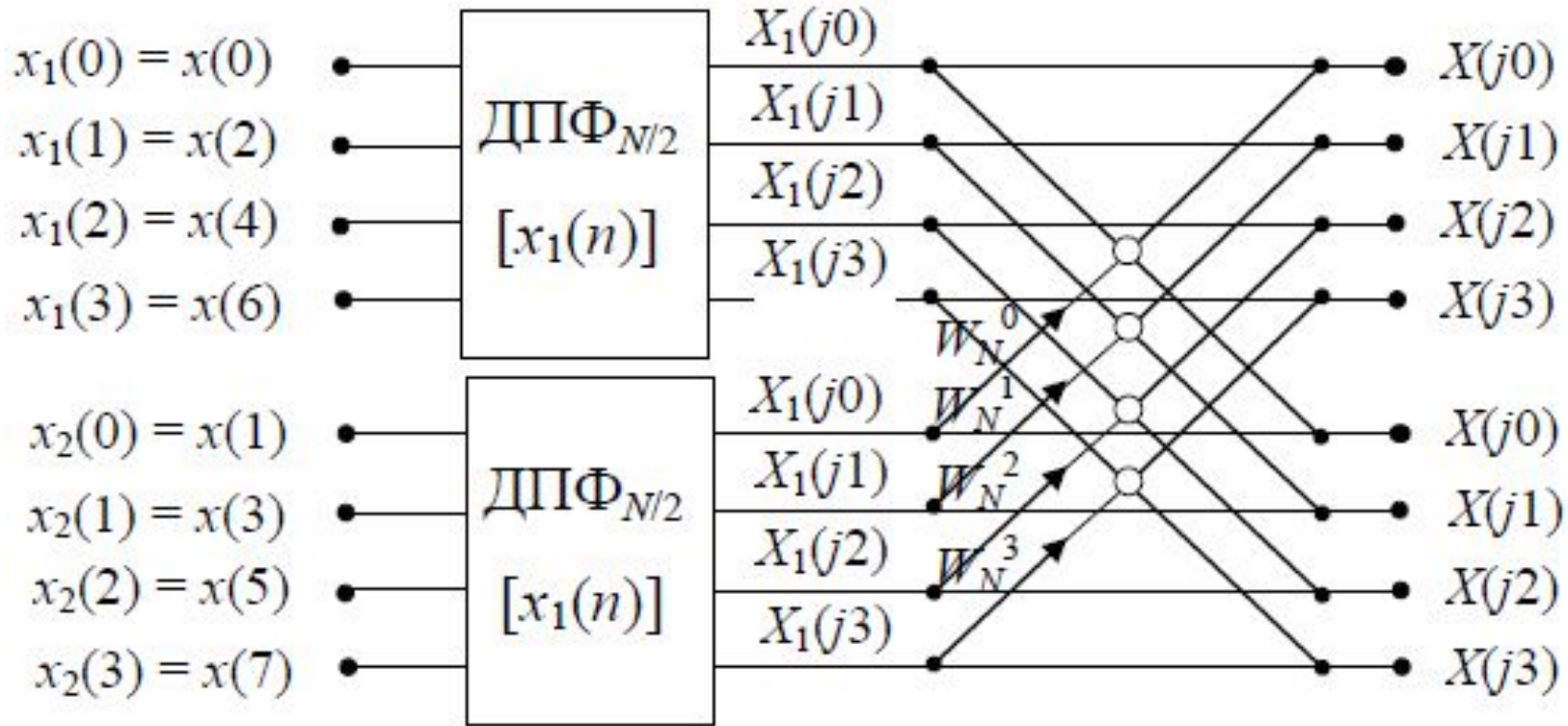


- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n - m).$$

- відповідає структурна схема

## 2. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по часу



Сигнальний граф ШПФ для першого етапу проріджування

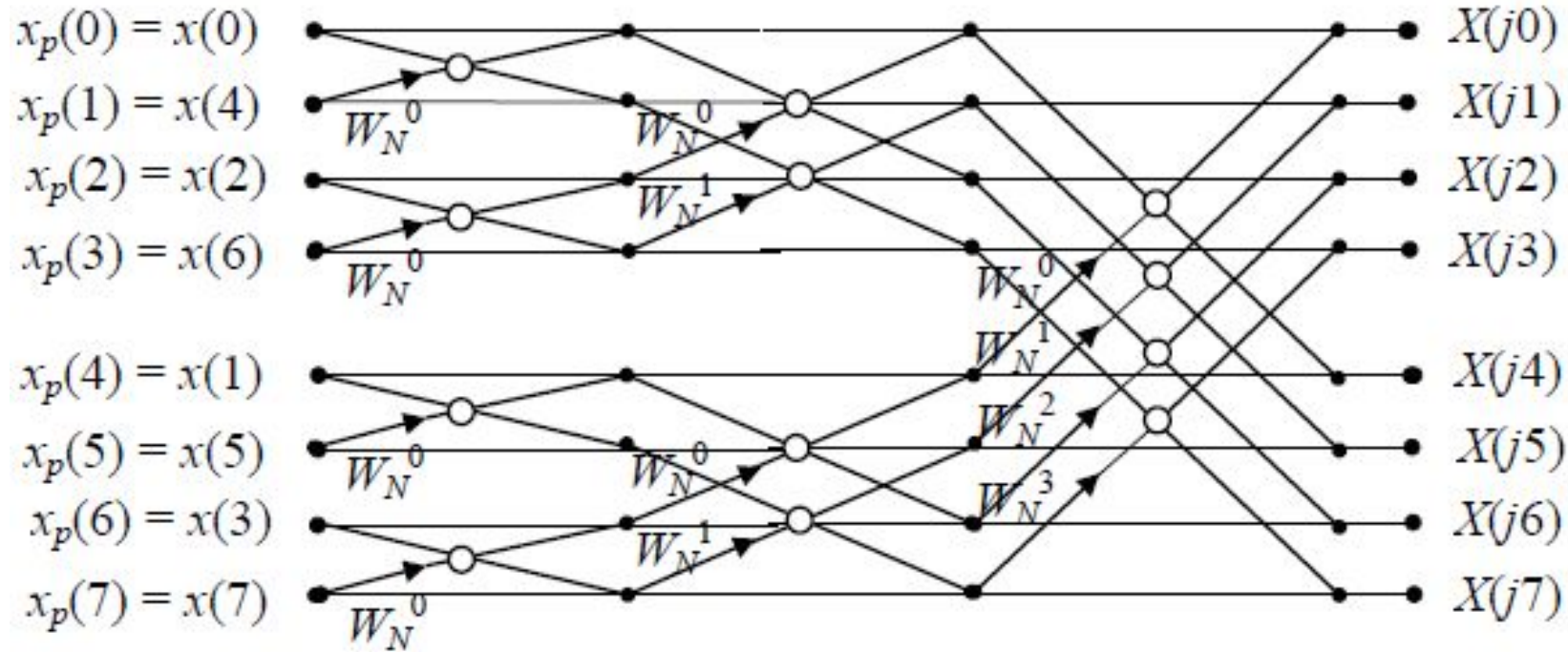
## 2. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по часу

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

## 2. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по часу



Повний граф ШПФ для  $N = 8$

## 2. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по часу

- *Особливістю* алгоритму ШПФ з проріджуванням по часу є потрібний йому *неприродній порядок відліків вхідного сигналу*, обумовлений його багатократними поділами на парні та непарні підпослідовності ( $n = 0, 4, 2, 6, 1, 5, 3, 7$  для  $N = 8$ ).
- Такий порядок слідування називають *двійково-інверсним* або біт-реверсним. Це призводить до необхідності попередньої *перестановки відліків* вхідної послідовності до початку обчислень. Для цього порядкові номери відліків  $n_{(10)}$  послідовності  $x(n)$  подаються в  $L$ -розрядному двійковому коді  $n_{(2)}$ , ці коди зчитуються в зворотному порядку, тобто зправа наліво ( $n_{(2-інв)}$ ) та перетворюються потім знову в десяткову форму, відповідну номеру відліку  $p$  переставленої послідовності  $x(p)$

## 2. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по часу

Таблиця

$n_{(10)}$	$n_{(2)}$	$n_{(2\text{-инв})}$	<sup>1</sup> $p$
0	000	000	0
1	001	100	4
2	010	010	2
3	011	110	6
4	100	001	1
5	101	101	5
6	110	011	3



### 3. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по частоті

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n - m).$$

- відповідає структурна схема

### 3. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по частоті

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

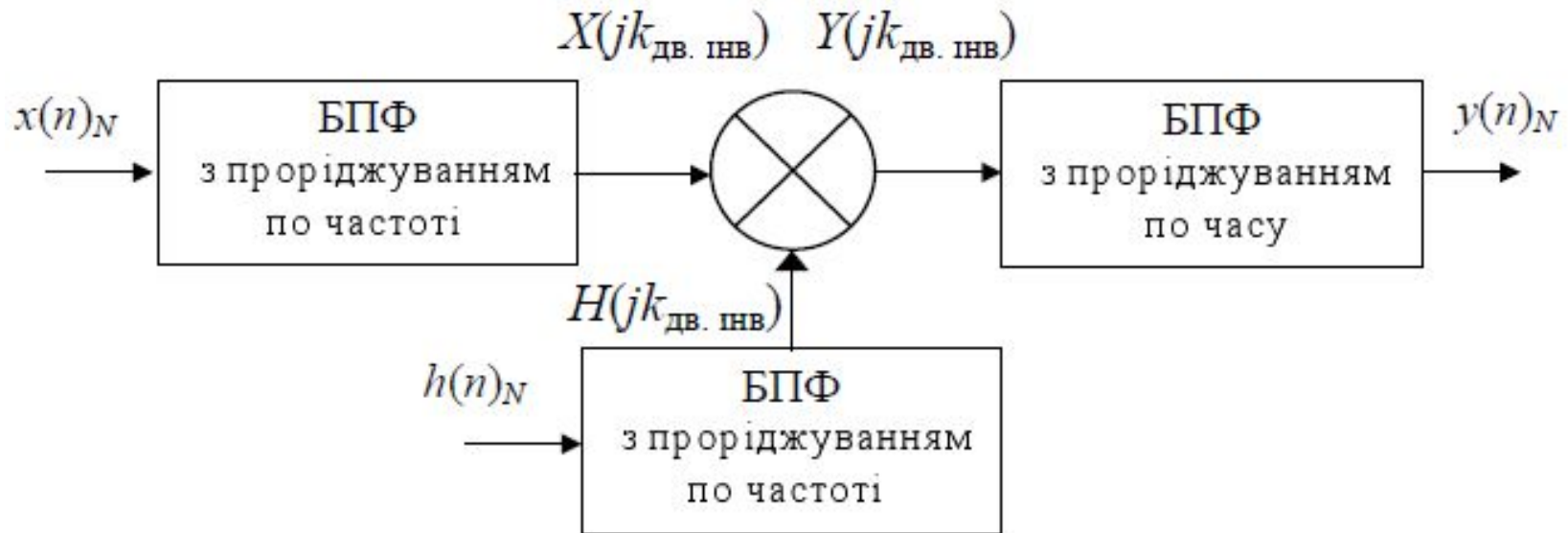
### 3. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по частоті

- В результаті ДПФ вихідної послідовності виражається через ДПФ деяких  $N/2$ -точкових послідовностей  $f_1(n)$ ,  $g_1(n)$ , які визначаються як

$$\begin{aligned} f_1(n) &= x_1(n) + x_2(n), \\ g_1(n) &= [x_1(n) - x_2(n)] W_N^n, \\ n &= 0, 1, \dots, (N/2) - 1. \end{aligned} \quad (5)$$

- Вираз (5) відповідає базовій операції даного алгоритму, поданій графічно дзеркально відбитим сигнальним графом ШПФ з проріджуванням по часу
- Повний сигнальний граф ШПФ з проріджуванням по частоті є дзеркальним відбиттям сигнального графа ШПФ з проріджуванням по часу.

### 3. Алгоритм ШПФ по основі 2 з проріджуванням по частоті



Структура нерекурсивного фільтра на основі ШПФ з проріджуванням по часу та частоті

# Системи цифрової обробки інформації

## Лекція 12

### Аналізатори спектра сигналів на основі дискретного перетворення Фур'є

1. Спектральний аналіз сигналів
2. Частотні характеристики аналізатора спектра
3. Визначення відгуків аналізатора спектра на гармонійні сигнали
4. Роль вагових функцій при спектральному аналізі та їх основні параметри

# 1. Спектральний аналіз сигналів

- За допомогою спектрального аналізу вирішуються *задачі* виявлення, розпізнавання та оцінювання параметрів сигналів, стиснення даних, ідентифікації об'єктів, розпізнавання образів – мови, зображень тощо.
- Спектральний аналіз випадкових сигналів націлений на виявлення прихованої періодичності та статистичних (кореляційних) зв'язків.
- Аналіз амплітудних та фазових спектрів періодичних (регулярних) сигналів та сигналів кінцевої тривалості називають також *гармонійним аналізом*.

# 1. Спектральний аналіз сигналів



# 1. Спектральний аналіз сигналів

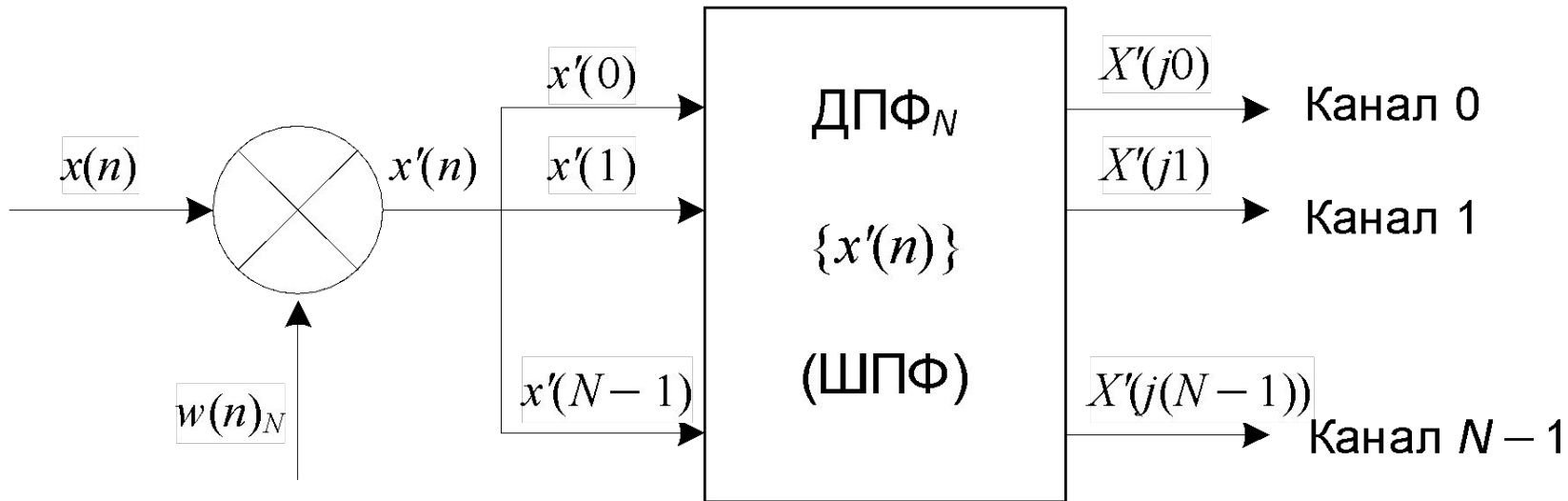
До параметрів цифрових аналізаторів спектра відносяться:

- кількість каналів аналізу  $K$ ;
- час аналізу (спостереження)  $T_a = (N - 1)T_d$  або *ширина вікна* аналізу  $N$ , відповідна кількості аналізованих відліків сигналу, взятих з періодом дискретизації  $T_d$ ;
- максимальна смуга аналізу  $\Delta f_a = \pm f_d/2$ , що не перевищує за модулем половини частоти дискретизації  $f_d = 1/T_d$  сигналу;
- крок аналізу за частотою  $\Delta f$ , що визначає частоти, на яких виконується спектральний аналіз;
- роздільна здатність за частотою  $\Delta f_r \sim 1/T_a$ , обернено пропорційна часу аналізу та відповідна різниці частот двох сусідніх окремо або однозначно вирішуваних частотних складових сигналу.



# 1. Спектральний аналіз сигналів

В основі аналізаторів спектру, що використовують ДПФ, лежить базова структура, яка реалізує базові операції аналізатора спектра – зважування та обчислення ДПФ.



# 1. Спектральний аналіз сигналів

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

# 1. Спектральний аналіз сигналів

- Аналізатор має  $N$  рознесених по частоті на  $f_d/N$  (на 1 бін) каналів аналізу з центральними частотами  $f_k$ , при цьому значення  $k$  відповідають номеру каналу аналізу або номеру біна ДПФ.
- Вагова функція являє собою вікно, через яке спостерігається вхідний сигнал, її довжиною визначається час аналізу (спостереження) сигналу  $T_a = (N - 1)T_d$ . Найпростішою ваговою функцією є прямокутна.

# 1. Спектральний аналіз сигналів

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

# 1. Спектральний аналіз сигналів

- Для періодичних сигналів з періодом  $T = NT_{\text{д}}$  оцінюють амплітуди  $A(f_i)$  та фази  $\phi(f_i)$  гармонік з частотою  $f_i = if_{\text{д}}/N$  або їх середні за період потужності

$P_i = [A(f_i)]^2/2$ , де  $i$  – номер гармоніки. При довжині прямокутної вагової функції, рівної  $N$  (періоду сигналу), вказані параметри у випадку дійсного сигналу знаходяться за ДПФ  $X(jf_k)$ , обчисленим на частотах  $f_k = f_i$  як

$$A(f_i) = (2/N)|X(jf_i)|,$$

$$\phi(f_i) = \text{arctg}[X_{\text{Im}}(jf_i)/X_{\text{Re}}(jf_i), P_i = 2|(1/N)X(jf_i)|^2$$

- (для  $i = k = 0$   $A(0) = (1/N)X(0)$ ,  $P_0 = [(1/N)X(0)]^2$ ).

# 1. Спектральний аналіз сигналів

Для сигналів кінцевої тривалості  $T_c = (N_1 - 1)T_d$  за ДПФ  $[X(jf_k)]$ , обчисленим за кількістю точок  $N \geq N_1$ , оцінюють:

- **спектральну щільність сигналу (СЩС)**  $S(j\omega) = T_d X(j\omega_k)$  розмірністю  $[B/Гц]$ , що визначається значеннями її модуля  $|S(j\omega)| = A(\omega)$  та аргументу  $\arg S(j\omega) = \phi(\omega)$ , тобто амплітудного та фазового спектрів або дійсної  $S_{Re}(j\omega)$  та уявної  $S_{Im}(j\omega)$  частин на частотах аналізу  $\omega = \omega_k$  (бінах ДПФ);
- **енергетичний спектр або спектральну щільність енергії (СЩЕ)** сигналу  $E(\omega) = |S(j\omega)|^2$  розмірністю  $[B^2c/Гц]$ , яка обчислена на дискретних частотах  $\omega_k$  та показує розподіл його енергії по частоті;
- **спектральну щільність потужності (СЩП)**  $P(\omega) = |S(j\omega)|^2/T_c$  розмірністю  $[B^2/Гц]$  для значень  $\omega = \omega_k$ , а також за необхідності **повну енергію сигналу**  $E = \frac{1}{NT_d} \sum_{k=0}^{N-1} E(k)$  та його **середню потужність**  $P = \frac{1}{NT_d} \sum_{k=0}^{N-1} P(k)$ .

## 2. Частотні характеристики аналізатора спектра

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

## 2. Частотні характеристики аналізатора спектра

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема



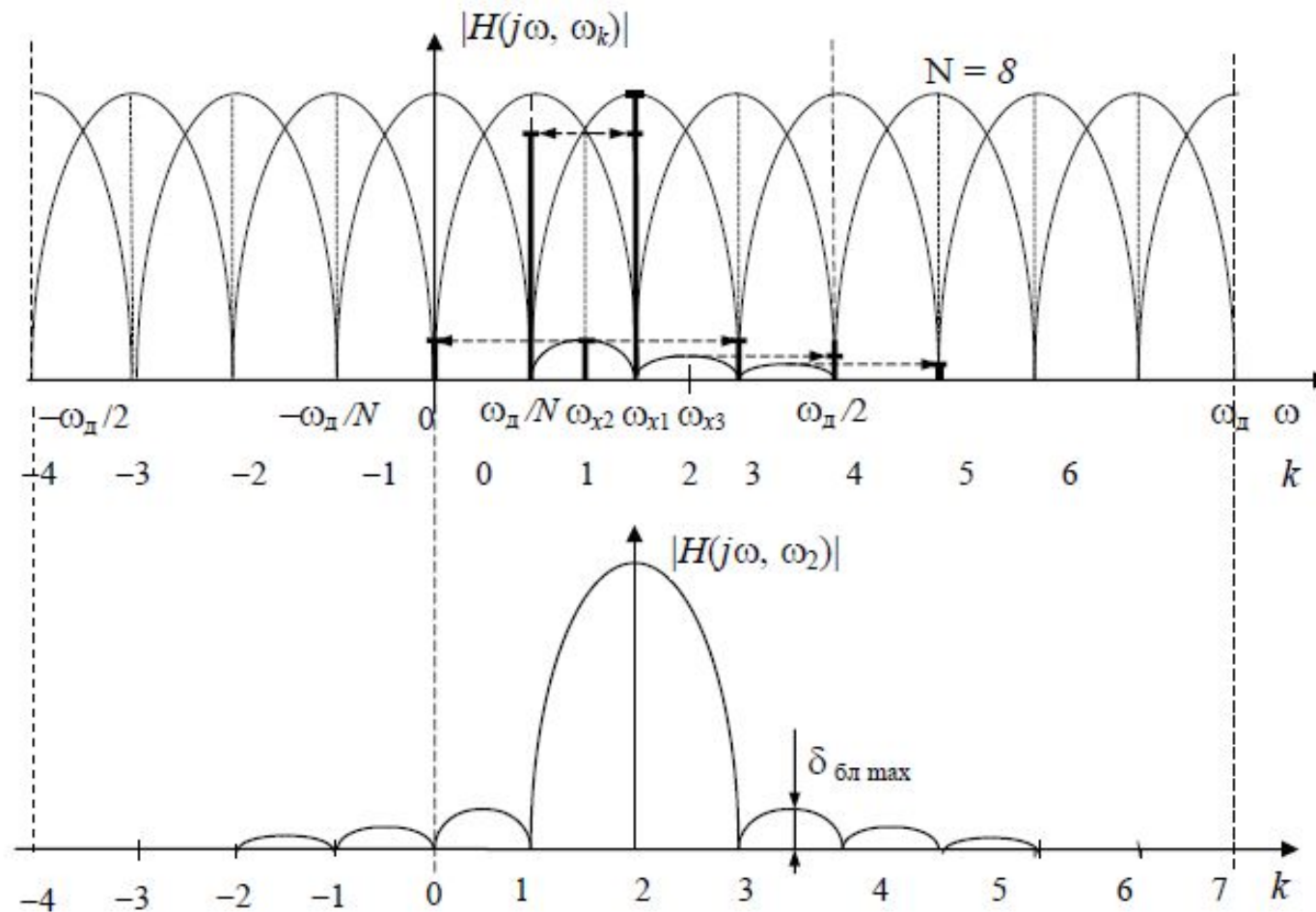
## 2. Частотні характеристики аналізатора спектра

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n - m).$$

- відповідає структурна схема

## 2. Частотні характеристики аналізатора спектра



Частотна характеристика  $N$ -канального аналізатора спектра з прямокутною ваговою функцією та частотна характеристика одного каналу

### 3. Визначення відгуків аналізатора спектра на гармонійні сигнали

- На сигнали з частотою  $\omega_x \neq \omega_k$  (частота  $\omega_{x_2}$  на рис. 2) відгукуються два сусідні канали на рівні головних пелюсток їх частотних характеристик, а на рівні бічних пелюсток відгукуються всі канали ДПФ, або кажуть, що сигнал в цьому випадку проектується на всі біни ДПФ, тобто присутній на виходах всіх каналів. Це явище називають розмиванням спектра, подрібненням або просочуванням спектра між каналами. При цьому ускладнюється однозначне виявлення сигналу та оцінювання його параметрів (амплітуди, частоти та фази).
- Якщо одночасно з гармонійним сигналом з частотою  $\omega_{x_2}$  діє гармонійний сигнал однакової амплітуди з частотою  $\omega_{x_3}$  (рис. 2) (зсунутий по частоті на 1 бін), то сумарний відгук аналізатора на ці сигнали в каналі, який відповідає частоті  $\omega_{x_1}$ , перевищує за амплітудою окремі відгуки на них в сусідніх каналах, що свідчить про неможливість частотного розпізнавання сигналів. Розпізнавання можливе при такому рознесенні частот сигналів, при якому їх індивідуальні відгуки перевищують за амплітудою сумарний відгук.

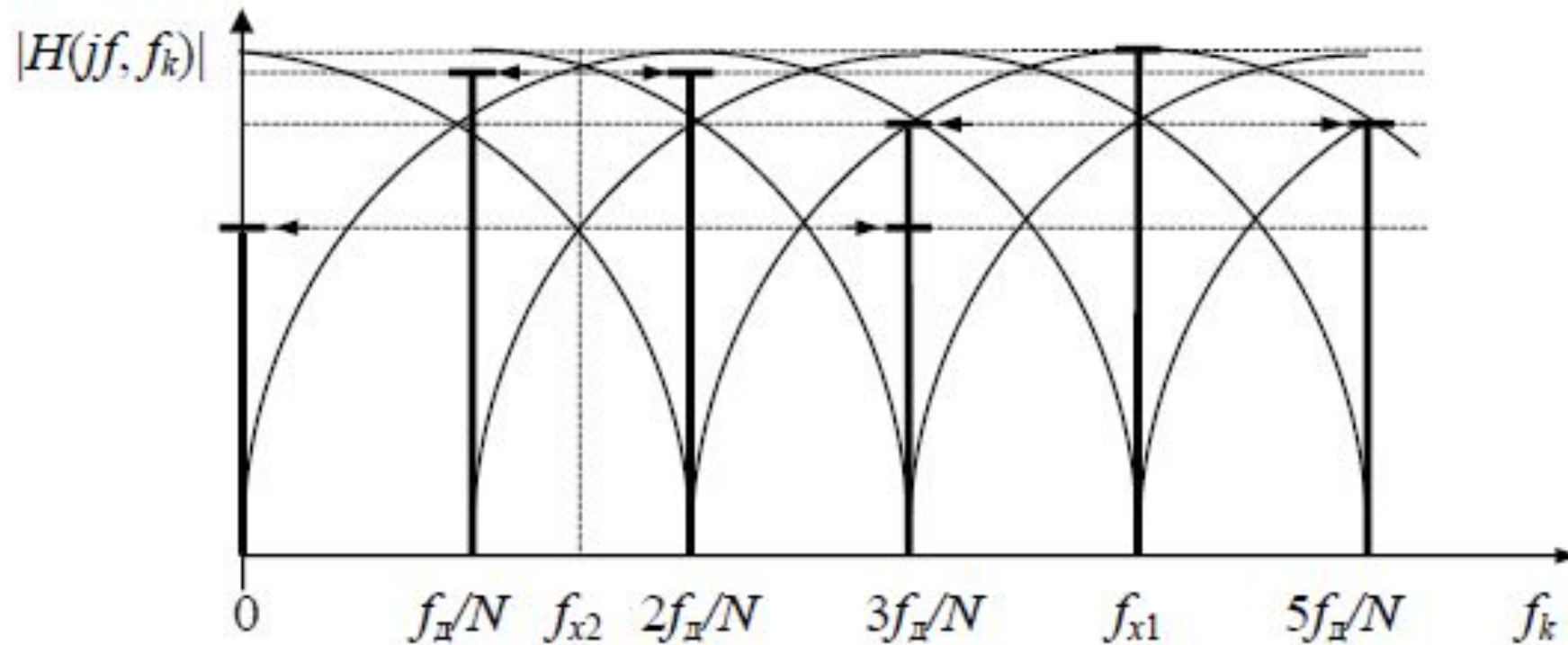
### 3. Визначення відгуків аналізатора спектра на гармонійні сигнали

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

## 4. Роль вагових функцій при спектральному аналізі та їх основні параметри



Частотні характеристики каналів аналізатора спектра з ваговою функцією Хеммінга

## 4. Роль вагових функцій при спектральному аналізі та їх основні параметри

Параметри вагових функцій, застосовуваних при аналізі

Тип ВФ	$\Delta \bar{F}_{\text{ш}},$ бін	$\Delta \bar{F}_{\text{гол}(6)},$ бін спектра	$K_{\text{ког}}$	$\delta_{\text{бп}},$ дБ	$A_{\text{п}},$ дБ
Прямокутна	1	0,89 / 1,21	1	-13,6	-3,92
Трикутна	1,33	1,28 / 1,78	0,5	-27	-1,82
Хеммінга	1,36	1,30 / 1,81	0,54	-41	-1,78
Блекмана	1,73	1,68 / 2,36	0,42	-57	-1,1
Кайзера, $\beta =$ 3	1,8	1.71/2,39	0,4	-69	-1,02

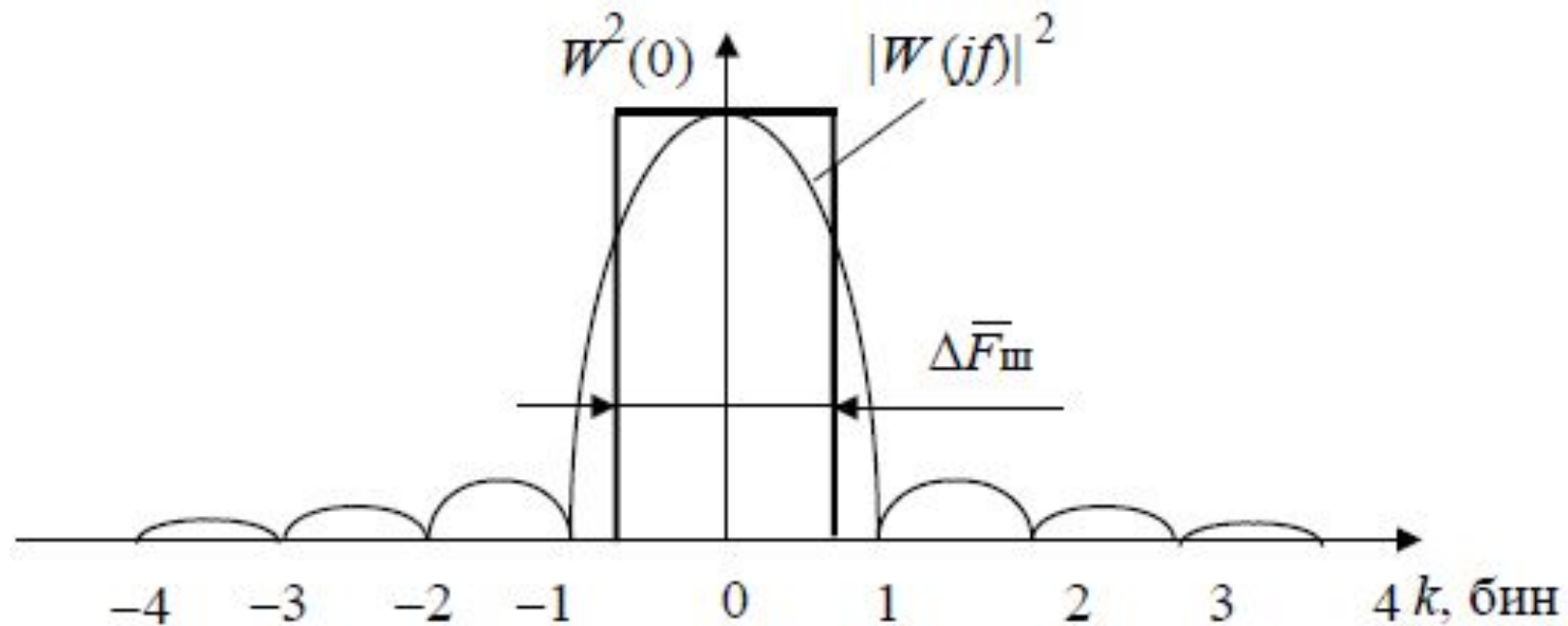
## 4. Роль вагових функцій при спектральному аналізі та їх основні параметри

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- Відповідає структурна схема

## 4. Роль вагових функцій при спектральному аналізі та їх основні параметри



Визначення еквівалентної шумової смуги вагової функції



## 4. Роль вагових функцій при спектральному аналізі та їх основні параметри

- Прирівнюючи потужності  $P_{ш.вф} = P_{ш.і}$ , знаходимо вираз для еквівалентної шумової смуги вагової функції  $w$ , відповідно, еквівалентної шумової смуги каналу аналізатора спектра:

$$\Delta \bar{F}_{ш} = N \sum_{n=0}^{N-1} w^2(n) / \left( \sum_{n=0}^{N-1} w(n) \right)^2, \quad \text{бін.}$$

## 4. Роль вагових функцій при спектральному аналізі та їх основні параметри

- Нерекурсивному фільтру, що базується на прямому обчисленні дискретної часової згортки

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m).$$

- відповідає структурна схема

## 4. Роль вагових функцій при спектральному аналізі та їх основні параметри

*Максимальний рівень бічних пелюсток  $\delta_{\text{бп max}}$ , дБ був розглянутий при синтезі НФ методом вагових функцій. Важливе значення має швидкість спадання рівня бічних пелюсток при їх віддаленні від головної пелюстки, яка складає  $-12$  дБ/октаву для трикутної та  $-6$  дБ/октаву для решти вагових функцій.*

*Паразитна амплітудна модуляція спектра визначається відношенням значення частотної характеристики вагової функції на частоті  $f = f_d/(2N)$  до максимального значення частотної характеристики на частоті  $f = 0$ :*

$$A_{\text{п,дБ}} = 20 \lg \left[ |W(j\omega)|_{(\omega=\omega_d/2N)} / W(j0) \right].$$

Значення  $A_{\text{п}}$  характеризує викривлення або втрати оцінок ДПФ у випадку найнесприятливіших для аналізу частот сигналу  $f = f_k \pm f_d/(2N)$ .

# Системи цифрової обробки інформації

## Лекція 13

### Реалізація цифрової обробки сигналів засобами мікропроцесорних систем

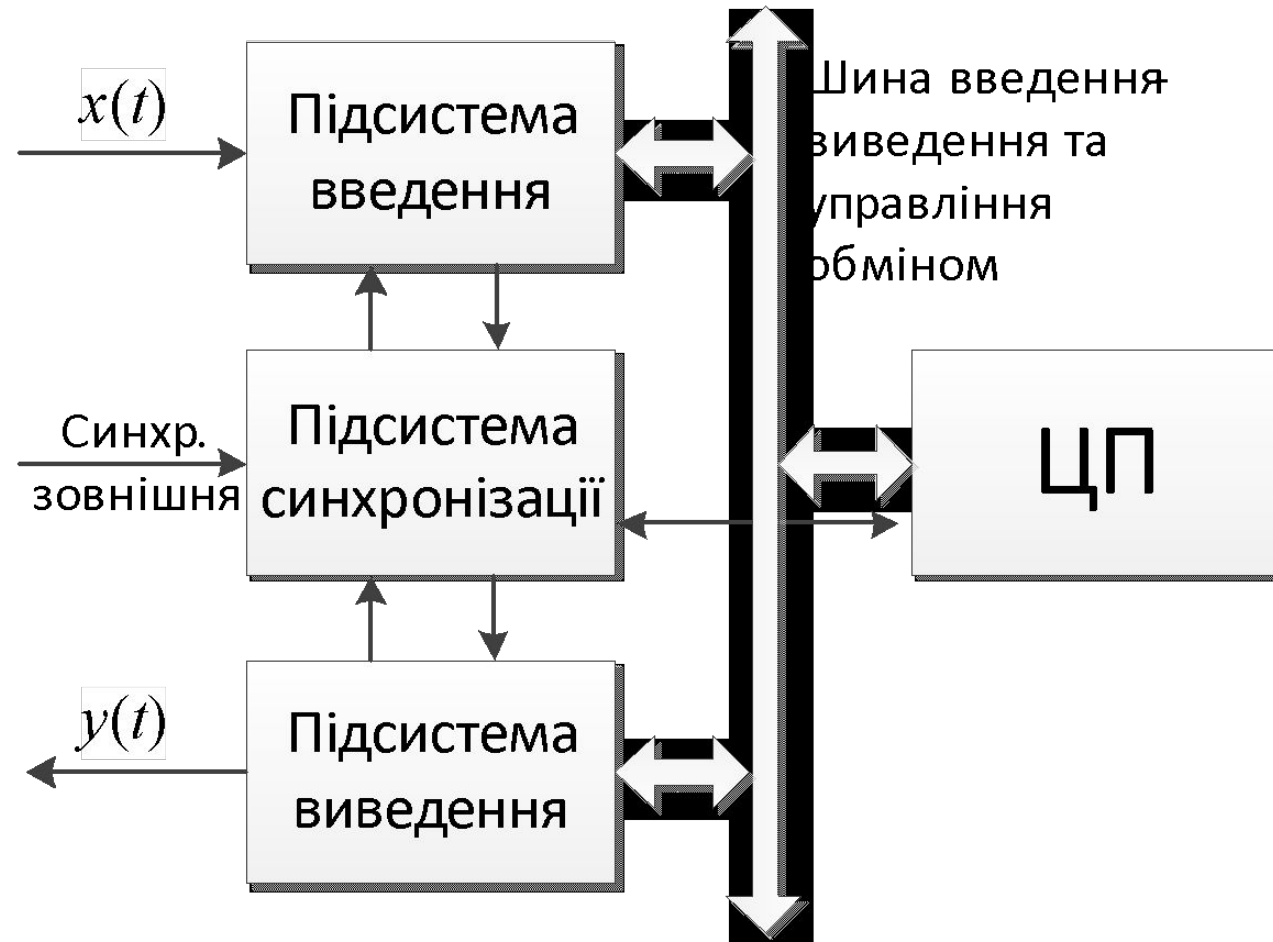
1. Загальні питання реалізації систем цифрової обробки сигналів
2. Узагальнена структура процесора ЦОС
3. Формати чисел, застосовувані в процесорах з фіксованою точкою
4. Програмування цифрових фільтрів на основі мікропроцесорних засобів

# 1. Загальні питання реалізації систем цифрової обробки сигналів

- Загальним завданням реалізації ЦОС є забезпечення потрібної швидкості та точності обробки при мінімальних масогабаритних характеристиках, енергоспоживанні та вартості.
- До *реалізаційних показників* відноситься також рівень програмованості та відкритості системи, що визначає можливість її функціонального розвитку та модифікації.



# 1. Загальні питання реалізації систем цифрової обробки сигналів



Загальна структура апаратного забезпечення системи ЦОС

# 1. Загальні питання реалізації систем цифрової обробки сигналів

- *Засобами реалізації підсистем введення-виведення та синхронізації є АЦП, ЦАП, аналогові пристрої (фільтри, підсилювачі, УВХ), цифрові та запам'ятовуючі пристрої, мікроконтролери (для управління введенням-виведенням) та ін.*
- *Засобами реалізації процесора ЦОС визначається спосіб реалізації системи в цілому – апаратний або апаратно-програмний. Для апаратної реалізації ЦОС це жорстка логіка та програмовані логічні інтегральні мікросхеми (ПЛІС), для апаратно-програмної – різні мікропроцесорні засоби.*

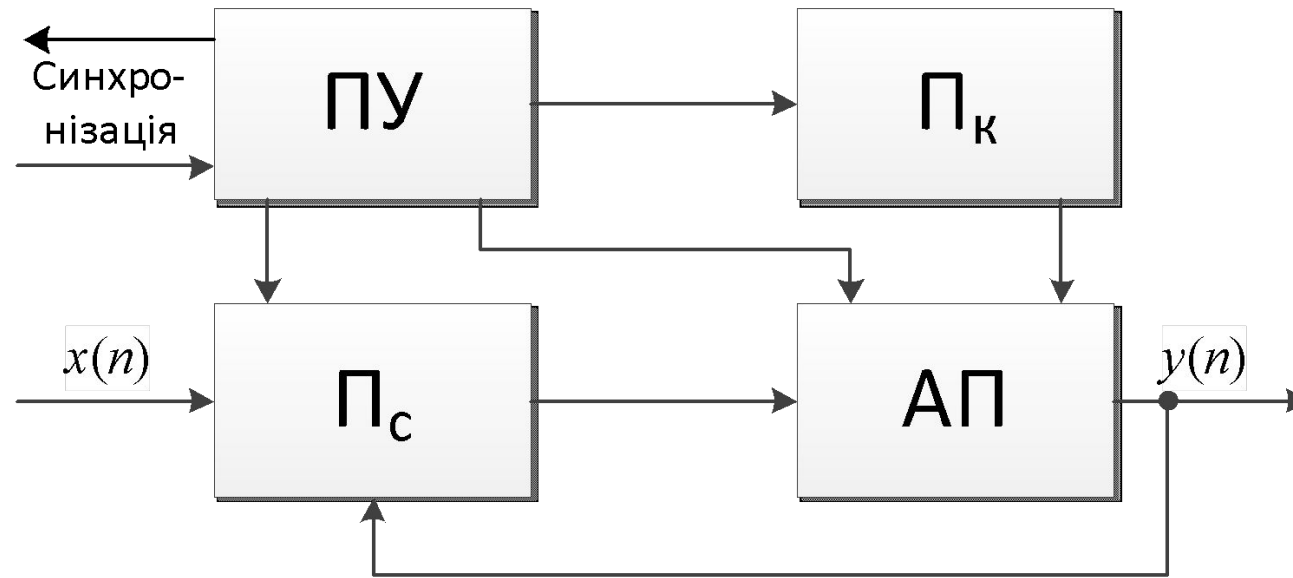
# 1. Загальні питання реалізації систем цифрової обробки сигналів

- Провідними в галузі ПЛІС є фірми XILINX, (сімейства ПЛІС Virtex4, Spartan3, CollRuner2), ALTERA (сімейства ПЛІС MAX 10) та ін.





## 2. Узагальнена структура процесора ЦОС

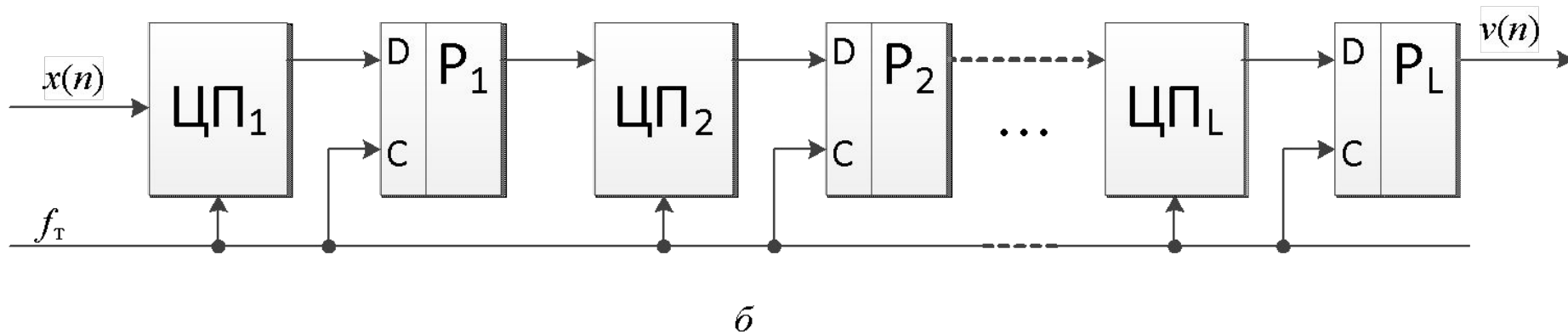
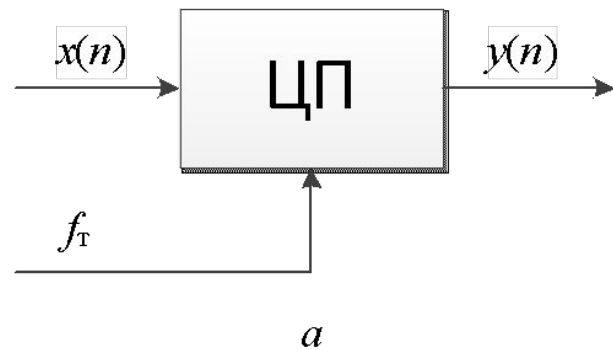


Узагальнена структура процесора ЦОС

АП - арифметичний пристрій; ПУ - пристрій управління;

П<sub>к</sub> - пам'ять коефіцієнтів; П<sub>с</sub> - сигнальна пам'ять (пам'ять відліків сигналу).

## 2. Узагальнена структура процесора ЦОС



Структура цифрового пристрою без конвейерної обробки  
(а)

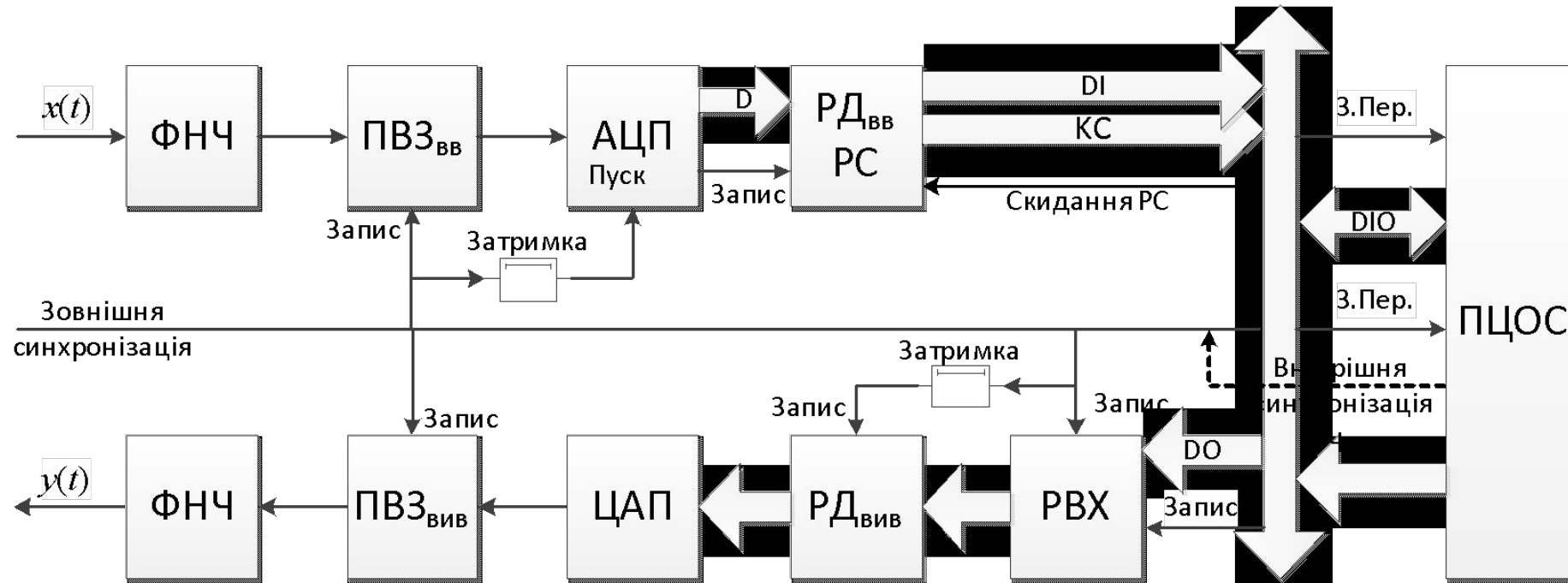
та з конвейерною обробкою (б)

## 2. Узагальнена структура процесора ЦОС

- Системи ЦОС реального часу виконують *циклічну* послідовність операцій введення, обробки та виведення даних.
- *Завдання їх синхронізації* полягає в забезпеченні жорсткої прив'язки циклів введення, обробки та виведення до заданого періоду (частоти) дискретизації сигналу, що визначає тривалість часового циклу системи:

$$T_{\text{ц}} = T_{\text{вв}} + T_{\text{обр}} + T_{\text{вив}} + T_{\text{оч}} = T_{\text{д}} = \text{const.}$$

## 2. Узагальнена структура процесора ЦОС



Приклад структурної схеми синхронізованої системи ЦОС

### 3. Формати чисел, застосовувані в процесорах з фіксованою точкою



- Формат може бути узагальнено поданий як

$$q_z \cdot q_{\text{ц}} \cdot q_{\text{др}}$$

- де  $q_z$  – кількість знакових двійкових розрядів;
- $q_{\text{ц}}$  – кількість двійкових розрядів цілої частини;
- $q_{\text{др}}$  – кількість двійкових розрядів дробової частини.
- Наприклад, формат 1.1.14 означає 1 розряд знаку, 1 розряд цілої частини та 14 розрядів дробової частини

## 4. Програмування цифрових фільтрів на основі мікропроцесорних засобів

- В пам'яті процесора розміщуються коефіцієнти різницевого рівняння ланок другого порядку  $m_j, b_{1j}, b_{2j}, a_{1j}, a_{2j}$  (програмні змінні  $M(J), B1(J), B2(J), A1(J), A2(J)$ ) та відліки внутрішніх сигналів, відповідних, наприклад, канонічній формі реалізації ланок  $w_j(n-1), w_j(n-2)$  (програмні змінні  $W1(J), W2(J)$ ), де  $J = 1, 2, \dots, L$  – номери послідовно або паралельно включених ланок,  
 $L$  – кількість ланок. Вони утворюють масиви даних  $K$  та  $W$

# 4. Програмування цифрових фільтрів на основі мікропроцесорних засобів

Масив $K$	АДРЕСА
$m_1$	$ADRK + 1$
$-a_{21}$	$ADRK + 2$
$-a_{11}$	$ADRK + 3$
$b_{21}$	$ADRK + 4$
$b_{12}$	$ADRK + 5$
...	...
$m_J$	$ADRK + U$
$-a_{2J}$	...
$-a_{1J}$	...
$b_{2J}$	...
$b_{1J}$	...
...	...
$m_L$	...
$-a_{2L}$	...
$-a_{1L}$	...
$b_{2L}$	...
$b_{1L}$	$ADRK + (5L)$

a)

Масив $W$	АДРЕСА
$w_1(n-2)$	$ADRW + 1$
$w_1(n-1)$	$ADRW + 2$
$w_2(n-2)$	$ADRW + 1$
$w_2(n-1)$	$ADRW + 2$
...	...
...	$ADRW + I$
$w_J(n-2)$	...
$w_J(n-1)$	...
...	...
...	...
...	...
$w_L(n-2)$	$ADRW + (2L)$
$w_L(n-1)$	

б)

Розподіл пам'яті коефіцієнтів та сигнальної пам'яті рекурсивного фільтра

# 4. Програмування цифрових фільтрів на основі мікропроцесорних засобів

Масив $H$	АДРЕСА
$h(0)$	$ADRH + 0$
$h(1)$	$ADRH + 1$
$h(2)$	$ADRH + 2$
	$ADRH + U$
$h(N - 3)$	$ADRH + (N - 3)$
$h(N - 2)$	$ADRH + (N - 2)$
$h(N - 1)$	$ADRH + (N - 1)$

*a)*

Черга $X$	АДРЕСА
	$ADRX + 0$
	$ADRX + 1$
	$ADRX + 2$
$x(n - N + 2)$	
$x(n - N + 1)$	
$x(n)$	$ADRX + I$
$x(n - 1)$	$ADRX + I0$
$x(n - 2)$	
	$ADRX + (N - 3)$
	$ADRX + (N - 2)$
	$ADRX + (N - 1)$

*б)*

Розміщення операндів в пам'яті нерекурсивного фільтра