

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

**ЗБІРНИК
МЕТОДИЧНИХ ВКАЗІВОК**

до лабораторних робіт з дисципліни

"ЦИФРОВА ОБРОБКА СИГНАЛІВ"

ОДЕСА – 2010

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

ЗБІРНИК
МЕТОДИЧНИХ ВКАЗІВОК
до лабораторних робіт з дисципліни

"ЦИФРОВА ОБРОБКА СИГНАЛІВ"

для студентів V курсу факультету Комп'ютерні науки
Напрямок підготовки Гідрометеорологія
Спеціальність: метеорологія

"Затверджено"
на засіданні методичної комісії ф-ту КН
Протокол № ___ від _____ 20__ р.

Збірник методичних вказівок до лабораторних робіт з дисципліни "Цифрова обробка сигналів" для студентів V курсу денної та заочної форми навчання напрямку "Гідрометеорологія".

Укладач Лімонов О.С., к.т.н., доцент. Одеса ОДЕКУ, 2010 р.

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА	5
Лабораторна робота №1	
Сигнали і характеристики сигналів.....	6
Лабораторна робота №2	
Дослідження періодичних сигналів і рядів Фур'є	11
Лабораторна робота №3	
Дослідження неперіодичних сигналів і перетворення Фур'є	19
Лабораторна робота №4	
Обробка та аналіз мовних сигналів.....	27
Література	40

ПЕРЕДМОВА

Мета дисципліни – підготовка фахівців в галузі цифрової обробки сигналів інформаційно-вимірювальних систем моніторингу навколишнього середовища.

Після вивчення дисципліни студенти повинні мати базові

Знання: основних видів первинної інформаційної системи моніторингу навколишнього середовища її обсяг, структуру, схеми вводу, принципи передачі, зберігання, обробки та виводу результатів, методів її контролю.

Вміння: моделювати сигнали інформаційно - вимірювальних систем моніторингу навколишнього середовища, аналізувати роботу інформаційно – вимірювальних систем моніторингу навколишнього середовища.

ВСТУП

Після кожної лабораторної роботи студент повинний представляти звіт. **Звіт роботи** листинг програми на MatLab, розрахункові і графічні результати її роботи, відповідні та контрольні запитання і висновок, що розкриває суть виконаної студентом роботи.

Критерії оцінювання: якщо в роботі добре виконане теоретичне завдання і не менше, чим 3 задачі, то вона "зарахована", якщо ці умови не виконані то робота "не зарахована".

Лабораторна робота 1

Сигнали і характеристики сигналів

Мета роботи – навчитися досліджувати характеристики сигналів.

Постановка задачі:

1. Досліджувати форму і основні характеристики детермінованих сигналів.

Досліджувати імовірнісні характеристики сигналів.

Порядок виконання роботи:

1. Ознайомитися з короткою теоретичною інформацією.
2. Провести дослідження форм і основних характеристик сигналів.
3. Досліджувати імовірнісні характеристики сигналів.
4. Результати вимірювань і обчислень внести в таблицю.
5. Оформити протокол лабораторної роботи.

Коротка теоретична інформація

Сигнал – це інформаційна функція, яка несе повідомлення о фізичних властивостях, стані чи поведженні який-небудь фізичної системи, об'єкту чи середовища.[1-3]

Математичний опис дозволяє одержати математичну модель сигналу. Як правило, математичний опис сигналу задається функціональною залежністю визначеного інформаційного параметру сигналу від незалежної перемінної - $f(x), y(t)$ и др. Така форма опису і графічного представлення сигналів зветься динамічною (сигнал в реальної динаміки його поведінка по аргументу). Функції математичного опису сигналів можуть бути як речовинними, так і комплексними.

Крім динамічної (временної) моделі сигналу, використовуються такі частотні (зворотні динамічні) моделі сигналів, в яких аргументами є частоти.

Сигнал, описуваний функцією одної перемінної, зветься одномірним, а сигнал, описуваний функцією M незалежних перемінних ($M \geq 2$) - багатомірним.

Складний по своїй формі сигнал можна представити у виді суми більш простих сигналів, і, у частковості, у виді суми гармонічних коливань, що представляється у виді перетворювань Фур'є.

Такі сигнали бувають: безупинні (аналогові); дискретні в часі, квантовані по величині і безупинні в часі; квантовані по величині і дискретні в часі.

Друга класифікація сигналів заснована на можливостях чи неможливостях прогнозувати точні знання сигналу в який - небуль момент часу чи який – небуль точки простору.

Сигнали, для яких можливо прогнозування значень величин, зветься детермінованими, а сигнали, для яких неможливий прогноз точного значення – випадковим.

Випадкові сигнали описуються випадковими функціями, значення яких при кожному даному значенні аргументу представляється випадковими величинами. Випадкову функцію времені звать випадковим процесом. Прикладом реалізації випадкового процесу може служити відрізок сигналу $U(t)$, зареєстрований на виході мікрофону при озвученні шумового звуку. Прикладом детермінованого сигналу – гармонічне коливання $U(t) = A \cos \omega t$.

Характеристиками детермінованого сигналу є форма модуляції, частота що несе, амплітуда.

Характеристиками імовірнісного сигналу є його статистична характеристика, яка описується теорією імовірності.

Імовірність того, що величина $x(t)$ попадає у заданий інтервал, визначається як $P(t_{\min} < t < t_{\max}) = \int_{t_{\min}}^{t_{\max}} P(x,t) dt$,

де t_{\min} , t_{\max} - границі можливих значень;

$P(x,t)$ - щільність розподілу випадкових величин;

P - інтегральна функція імовірності розподілу випадкових величин.

Для практичних застосувань важливі статистичні характеристики випадкових величин:

1. Математичне очікування випадкових величин:

$$m_x = M[x(t)] = \int_{t_{\min}}^{t_{\max}} x(t) p(x,t) dt;$$

для дискретних значень:

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i.$$

2. Дисперсія випадкової величини:

$$D = \sigma^2(t) = M[x(t) - m_x]^2 = \int_{t_{\min}}^{t_{\max}} [x(t) - m_x]^2 P(x,t) dt;$$

для дискретних значень:

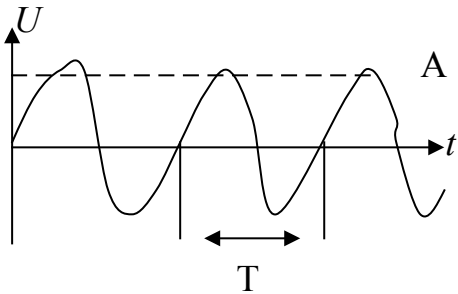
$$D = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2$$

3. Середнє квадратичне значення $\sigma = \sqrt{D}$.

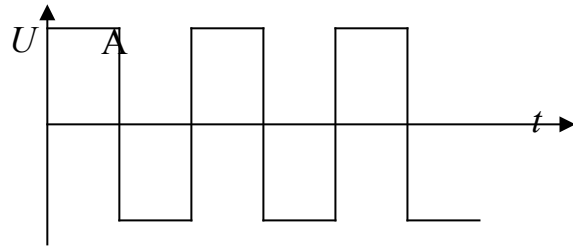
Енергетичні характеристики сигналів

1. Миттєва потужність $P(t) = x^2(t)$.
2. Енергія $E = P(t) \Delta t$, $\Delta t = t_{\max} - t_{\min}$;
3. Середня потужність на інтервалі: $\bar{P} = \frac{E}{t_{\max} - t_{\min}}$

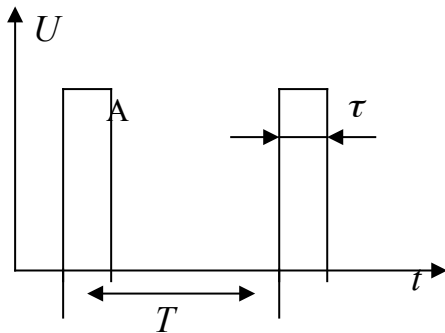
Види сигналів



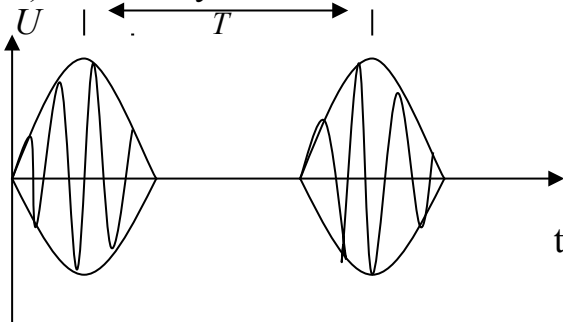
а) гармонійне коливання.



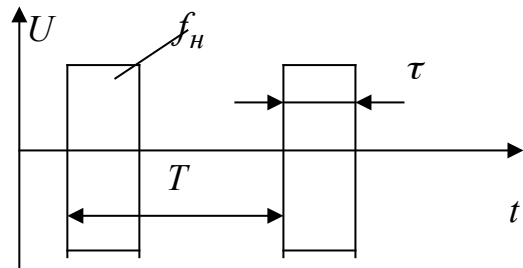
б) Меандр.



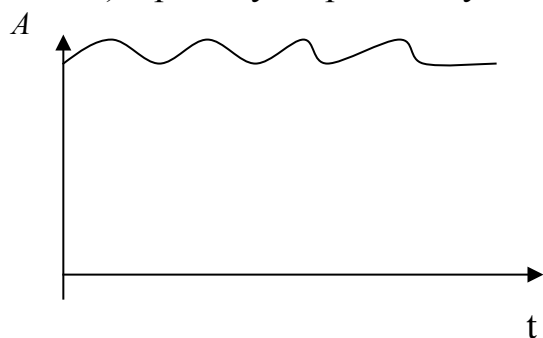
в) Відеоімпульси



д) дзвонові радіоімпульси



г) Прямокутні радіоімпульси



е) Амплітудний спектр радіоімпульсів

Контрольні запитання

1. Види сигналів.
2. Характеристики детермінованих сигналів.
3. Характеристики випадкових сигналів.
4. Потужність сигналів.

5. Енергія сигналів.
6. Поняття "білого" шуму.
7. Параметри відеосигналів.
8. Параметри радіосигналів.
9. Амплітудний спектр.
10. Фазовий спектр.

Лабораторна установка (рис.1)

Для дослідження сигналів зібрати лабораторну установку.

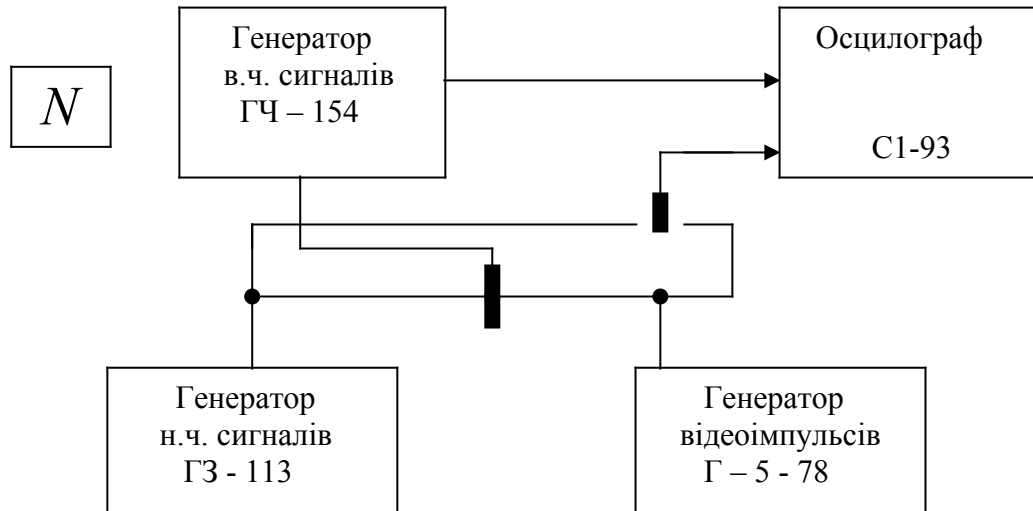


Рис.1

Порядок виконання роботи

1. Подати на вхід осцилографу С1 – 93 гармонійний сигнал з виходу генератора ГЗ –113. Вимірити амплітуду і період коливань. Данні занести в таблицю.
2. Подати на вхід осцилографу С1 – 93 сигнал "меандр" з виходу генератора ГЗ – 113. Вимірити тривалість імпульсів, їх амплітуду і період. Данні занести в таблицю.
3. Подати на вхід осцилографа С1-113 сигнал імпульсної послідовності з виходу генератора Г-5-78. Вимірити тривалість імпульсів, їх амплітуду і період. Данні занести в таблицю.
4. Підключити вихід генератора ГЗ-113 на моделюючий вхід до генератора ГЧ-154. Вихід генератора підключити до входу осцилографа С1- 93. Вимірити параметри спостерігаючих радіоімпульсів в різних режимах модуляції. Данні занести в таблицю.
5. Підключити вихід генератора Г5-78 на моделюючий вхід до генератора Г4-154. Одержати послідовність радіоімпульсів. Виміряти їх тривалість, період, амплітуду, несучу частоту. Данні занести в таблицю.

По одержаним даним визначити:

Для 1 вимірювання: F, P_{cp} ;

2 вимірювання: $\Delta f, F, P_{cp}$;

3 вимірювання: $\Delta f, F, P_{cp}$;

4 вимірювання: $\Delta f, F, P_{cp}$;

5 вимірювання: $\Delta f, F, g = \frac{\tau}{T}, R_{\min}, R_{\max}, P_{cp}, R_{\min} = \frac{c\tau}{2}, R_{\max} = \frac{cT}{2}$.

Таблиця вимірювань

1		2			3			4				5			
A	T	τ	T	A	τ	T	A	f_H	τ	T	A	f_H	τ	T	A

6. Подати на вхід осцилографу С1 – 93 сигнал з виходу генератора Г-5-78, моделюючий сигналом "меандр" від генератора ГЗ-113. Показати на графіку вимірювання форми спостерігаючого сигналу в залежності від амплітуди модуляції.

7. Використовуючи варіанти завдання, визначити імовірні характеристики дискретної послідовності.

	Варіанти									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
n	$x_1(n)$	$x_2(n)$	$x_3(n)$	$x_4(n)$	$x_5(n)$	$x_6(n)$	$x_7(n)$	$x_8(n)$	$x_9(n)$	$x_{10}(n)$
1	0,12	0,24	0,1	0,2	0,3	0,6	0,08	0,16	0,05	0,1
2	0,16	0,32	0,13	0,26	0,5	1,0	0,1	0,2	0,04	0,08
3	0,18	0,36	0,11	0,22	0,7	1,4	0,12	0,24	0,07	0,14
4	0,16	0,32	0,14	0,28	0,6	1,2	0,09	0,18	0,09	0,18
5	0,18	0,36	0,1	0,2	0,2	0,4	0,07	0,14	0,03	0,06
6	0,25	0,5	0,12	0,24	0,5	1,0	0,1	0,2	0,06	0,12
7	0,18	0,36	0,14	0,28	0,4	0,8	0,08	0,14	0,09	0,18
8	0,16	0,32	0,1	0,2	0,8	1,6	0,13	0,26	0,07	0,14
9	0,14	0,28	0,13	0,26	0,7	1,4	0,06	0,12	0,08	0,16
10	0,12	0,24	0,1	0,2	0,3	0,6	0,08	0,16	0,05	0,1

Таблиця обчислень

1		2		3			4			5					$x(n)$			
F	P_{cp}	F	P_{cp}	F	P_{cp}	Δf	F	P_{cp}	Δf	F	P_{cp}	Δf	g	R_{\min}	R_{\max}	\bar{x}	D	σ

Лабораторна робота 2

Дослідження періодичних сигналів і рядів Фур'є

Мета роботи – дослідити імовірність представлення періодичних сигналів рядом Фур'є і побудова спектральної діаграми.

Постановка задачі:

1. Провести аналіз представлення періодичного сигналу рядом Фур'є.
2. Побудувати амплітудну спектральну діаграму аналізованого сигналу.
3. Провести синтез періодичного сигналу за допомогою гармонік ряду Фур'є.
4. Побудувати амплітудну спектральну діаграму синтезованого сигналу.

Порядок виконання роботи:

1. Ознайомитися з короткою теоретичною інформацією.
2. Провести аналіз періодичного сигналу. Вимірити характеристики гармонік розкладання сигналу.
3. Провести синтез періодичного сигналу. Вимірити характеристики гармонік ряду Фур'є в сигналу, що синтезуються.
4. Результати обчислень занести в таблицю, Побудувати амплітудні спектральні діаграми аналізуючого і що синтезується сигналів.
5. Оформити протокол до лоба роторної роботи.

Коротка теоретична інформація. Ряд Фур'є

Сигнал $s(t)$ на інтервалі $(0, T)$ може бути записаний у виді ряду Фур'є:

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \varphi_k .$$

Якщо $S(t)$ - вектор, то цей вираз можна представити як розкладання у ряд по деякому базису, а коефіцієнт c_k - як проєкції вектору на координатні осі, задані системою функцій $\{\varphi_k(t)\}$, утворюючих базис.

Щоб розклад був можливий, система $\{\varphi_k(t)\}$, повинна задовольнити наступним умовам:

1. Сигнал $S(t)$ повинен належати безлічі квадратично – інтегруючих на відріжку $0, T$ сигналів: $\int_0^T S^2(t) dt < \infty$.

Така множина утворює простір сигналів $L^2(T)$.

Відрізок інтегрованості $0, T$ може бути кінцевим чи нескінченним інтервалом. Простір $L^2(T)$ замкнуто відносно лінійних операцій, тобто коли $S_1(t) \in L^2$ и $S_2(t) \in L^2$, то $\alpha S_1(t) + \beta S_2(t) \in L^2$. Тому його звать лінійним векторним простором. Сигнали $S_1(t)$ і $S_2(t)$ розглядаються як

вектори в лінійному просторі, для яких визначено скалярний добуток $(x_1, x_2) = \int_T x_1(t) x_2(t) dt < \infty$ і норма (довжина) вектора $|S| = \sqrt{\int_T (S(t))^2 dt}$.

До скалярного добутку справедливо відношення, назване нерівністю Коши-Буняковского: $|x_1 \cdot x_2| \leq |x_1| \cdot |x_2|$.

Відношення $\frac{|x_1 \cdot x_2|}{|x_1| \cdot |x_2|} \leq \cos \theta$ - представляє косинус кутка між сигналами (векторами).

2. Функції $\{\varphi_k(t)\}$ повинні бути попарно ортогональними, тобто $\{\varphi_i \cdot \varphi_k\} = \begin{cases} 0, i \neq k \\ 1, i = k \end{cases}$

Коли ці умови виконуються, то коефіцієнти ряду Фур'є знаходяться як $c_k = \frac{1}{(\varphi_k \cdot \varphi_k)_T} \int_T S(t) \varphi_k(t) dt = \frac{(S, \varphi_k)}{|\varphi_k|^2}$.

Ряд Фур'є містить нескінченно число членів.

На практиці ряд обмежується кінцевим числом членів N. Це приводить к з'явленню помилки апроксимації

$$\zeta(t) = S(t) - \sum_{k=1}^N c_k \varphi_k(t).$$

Звичайно розглядають норму помилки:

$$|\zeta| = \sqrt{\int_T [\zeta(t)]^2 dt}.$$

Найбільш відомою є тригонометрична система базисних функцій.

Перетворення сигналів в ряд Фур'є

Перетворення Фур'є по системі тригонометричних функцій є основою гармонічного сигналу. Такий аналіз дає можливість виявити частоти, які знаходяться в аналізованім сигналі. [1-3]

Періодичні сигнали в загальному виді представляються як $S(t) = S(t + nT)$; $S(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$, де

A - амплітуда; ω - кругова частота; $T = \frac{2\pi}{\omega}$ - період.

Періодичні сигнали можна представити у виді суми гармонічних функцій чи комплексних експонент з частотами, які утворюють арифметичну прогресію.

Форми запису ряду Фур'є

1. Синусно – косинусна форма:

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum [a_k \cdot \cos(\kappa\omega t) + b_k \sin(\kappa\omega t)], \text{ де}$$

$\omega = \frac{2\pi}{T}$; $\kappa \cdot \omega$ - гармоніка чи кратна частота.

Коефіцієнти ряду Фур'є a_0, a_k, b_k розраховуються як

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(t) dt; \quad a_k = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(t) \cos(\kappa\omega t) dt; \quad b_k = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(t) \sin(\kappa\omega t) dt.$$

Якщо $S(t)$ - парна функція, $b_k = 0$;

Якщо $S(t)$ - непарна функція, $a_k = 0$.

2. Речовинна форма

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{\kappa=1}^{\infty} A_k \cos(\kappa\omega t + \varphi_k)$$

Для парної $S(t)$ $\varphi_k = 0$ і π ; для непарної - $\pm \frac{\pi}{2}$.

3. Комплексна форма:

$$e^{jx} = \cos x + j \sin x; \quad \cos x = \frac{1}{2}(e^{jx} + e^{-jx});$$

З цих формул Ейлера маємо:

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{\kappa=-\infty}^{\infty} \frac{A_k}{2} \left[e^{j(\kappa\omega t + \varphi_k)} + e^{-j(\kappa\omega t + \varphi_k)} \right].$$

Експонента з знаком "-" в показнику – це члени ряду з негативними номерами; $\frac{a_0}{2}$ - член ряду з нульовим номером.

Комплексна форма запису ряду Фур'є:

$$S(t) = \sum_{\kappa=-\infty}^{\infty} c_k e^{-j\kappa\omega t}.$$

Властивості перетворення у ряд Фур'є

Комплексні коефіцієнти ряду пов'язані з речовими як

$$C_k = \frac{1}{2} A_k e^{j\varphi_k}; \quad A_k = 2|C_k|; \quad \varphi_k = \arg|C_k|.$$

Зв'язок з синусно- косинусною формою:

$$c_k = \frac{a_k - jb_k}{2}; \quad a_k = 2\operatorname{Re}(c_k); \quad b_k = -2\operatorname{Im}(c_k).$$

Розрахунок коефіцієнтів C_k ряду Фур'є в комплексній формі:

$$C_k = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(t) e^{-jk\omega t} dt.$$

Коли $S(t)$ - парна, то C_k - речовинна; коли непарна – то лінійна.

Сукупність амплітуд гармонік ряду Фур'є – це амплітудний спектр, а сукупність їх фаз – фазовий спектр.

Коли сигнал $S(t)$ - речовинний, то його амплітудний і фазовий спектр обладують симетрією.

$$A_{-k} = A_k; \quad \varphi_{-k} = \varphi_k; \quad C_{-k} = C_k.$$

Приклади розкладання в ряд Фур'є

а) Послідовність прямокутних імпульсів.

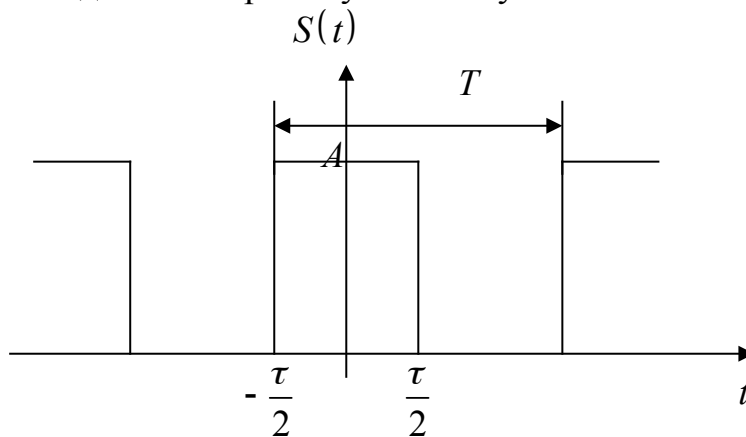


Рис. 2.1 Послідовність прямокутних імпульсів

Даний сигнал – парна функція і для її представлення зручно використовувати синусно- косинусну форму ряду Фур'є :

$$a_k = \frac{2}{T} \int A \cos\left(\frac{2\pi k}{T} \cdot t\right) dt = \frac{2A}{\pi k} \sin\left(\frac{\pi k \tau}{T}\right)$$

Величина $\frac{T}{\tau} = g$ - шпаруватість послідовності імпульсів;

$$a_k = \frac{2A}{\pi k} \sin\left(\frac{\pi k}{g}\right) = \frac{2A}{g} \frac{\sin\left(\frac{\pi k}{g}\right)}{\frac{\pi k}{g}}$$

При $x \rightarrow \infty, \frac{\sin x}{x} \rightarrow 0$, і $\frac{a_0}{2} = \frac{A}{g} = \frac{A\tau}{T}$.

Сам ряд Фур'є для цієї послідовності

$$S(t) = \frac{A}{g} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2A}{\pi k} \sin\left(\frac{\pi k}{g}\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi k}{T}t\right)$$

Графік функції $\frac{\sin x}{x}$ має пелюстковий характер (Рис. 2.2)

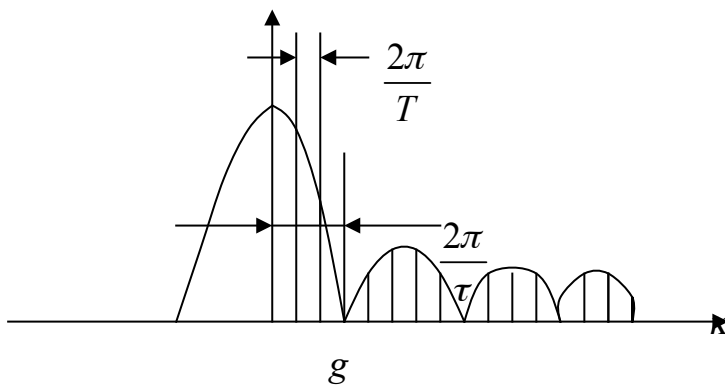
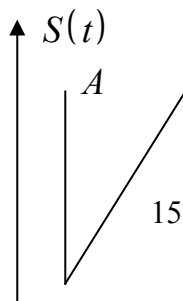


Рис.2.2.

Ширина пелюстків, обмірювана в кількості гармонік, дорівнює шпаруватості (при $k = ng$, $\sin \frac{\pi k}{g} = 0, n \neq 0$). Звідси випливає важлива властивість послідовності прямокутних імпульсів – у ньому відсутні гармоніки з номерами, кратними шпаруватості. Відстань за частотою між сусідніми гармоніками дорівнює $\frac{2\pi}{T}$ - частоті повторення імпульсів.

Ширина пелюстків дорівнює $\frac{2\pi}{\tau}$ - зворотно пропорційна тривалості імпульсів. Висновок: чим коротше імпульс, тим ширше спектр.

б) Пилкоподібний сигнал



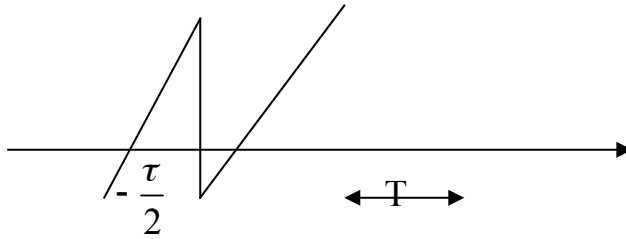


Рис. 2.3 Пилкоподібний сигнал

В межах періоду пилкоподібний сигнал описується лінійною функцією

$$S(t) = \frac{2A}{T}(t - \kappa T), \quad \left(\kappa - \frac{1}{2}\right)T < t \leq \left(\kappa + \frac{1}{2}\right)T.$$

Це – непарна функція і ряд Фур'є включає синусні функції:

$$b_{\kappa} = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{2A}{T} \cdot t \sin\left(\frac{2\pi\kappa}{T} \cdot t\right) dt = -\frac{2A}{\pi\kappa} (-1)^{\kappa};$$

$$S(t) = \frac{2A}{\pi} \left\{ \sin\left(\frac{2\pi}{T} \cdot t\right) - \frac{1}{2} \sin\left(2 \cdot \frac{2\pi}{T} \cdot t\right) + \frac{1}{3} \sin\left(3 \cdot \frac{2\pi}{T} \cdot t\right) - \frac{1}{4} \dots \right\}$$

Амплітуди гармонік спектрів прямокутної і пилкоподібної послідовності імпульсів з ростом їх номерів убувають пропорційно κ [1,2,3].

Контрольні запитання

1. Представлення періодичних сигналів рядом Фур'є.
2. Тригонометрична форма ряду Фур'є.
3. Комплексна форма ряду Фур'є.
4. Амплітудні і фазові спектри.
5. Коефіцієнти розкладання в ряд Фур'є.
6. Оцінка помилки апроксимації.

Амплітудний спектр послідовності прямокутних імпульсів.

Лабораторна установка (Рис. 2.4)

а) Зібрати установку для дослідження розкладу послідовності прямокутних імпульсів на гармонічні складові ряду Фур'є.

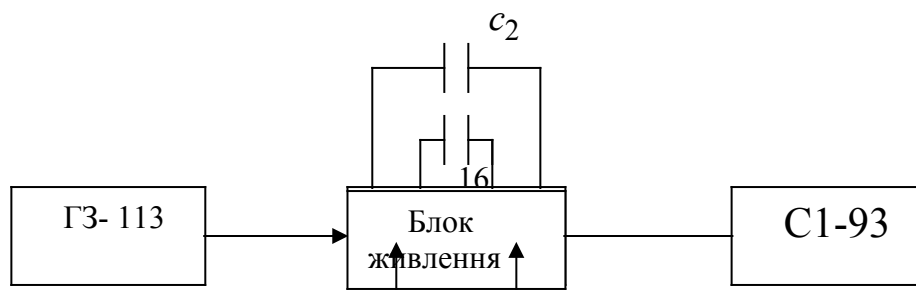


Рис. 2.4.

Подати на ФНЧ послідовність імпульсів з частотою проходження 2 кГц.

По формулі $F = \frac{1}{RC}$ визначити граничні частоти ФНЧ для різних значень $R_1 = R_2 = R$ і $C_1 = C_2 = C$ в відповідності з таблицею 1. Розрахункові данні занести в таблицю.

Таблиця 1

R	2 кОм	2 кОм	2 кОм	2 кОм	2 кОм	2 кОм
C	1 μF	0,57 μF	0,47 μF	0,32 μF	0,22 μF	0,1 μF
F						

По черзі підключаючи пари конденсаторів С до ФНЧ, одержати на осцилографі С1-93 вихідні сигнали. Нарисувати графіки частот F для кожної пари конденсаторів. Нарисувати графік амплітудного спектру розкладання (спектральну діаграму).

б) Зібрати установку для синтезу сигналу з гармонік ряду Фур'є (рис. 2.5)

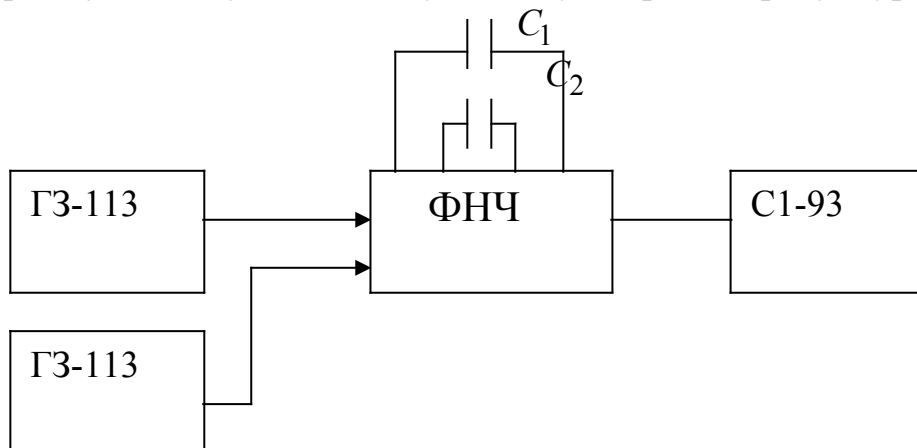


Рис. 2.5

Подати на вхід ФНЧ першу і третю гармоніки ряду Фур'є для імпульсної послідовності "меандр" з частотою проходження 1 кГц.

Одержати на осцилографі С1-93 сумарний сигнал

$$S(t) = \frac{4}{\pi} \left[\sin 2\pi F_1 t + \frac{1}{3} \sin 2\pi (3F_1) t \right].$$

Нарисувати графік сигналу. Нарисувати графік амплітудного спектру (спектральну діаграму).

Лабораторна робота 3
Дослідження неперіодичних сигналів і перетворення Фур'є

Мета роботи – дослідження можливості спектрального аналізу сигналів перетворення Фур'є і будова спектральних діаграм.

Постановка задачі:

1. Провести аналіз представлення сигналів перетворення Фур'є.
2. Одержати спектри досліджуваних сигналів.

Порядок виконання роботи:

1. Ознайомитися з короткою теоретичною інформацією.
2. Провести дослідження сигналів. Одержати спектри цих сигналів перетворенням Фур'є.
3. Результати досліджень відобразити графічно.
4. Оформити протокол до лабораторної роботи.

Коротка теоретична інформація перетворення Фур'є

Ряд Фур'є може бути розповсюджений на неперіодичні форми сигналів, такі, як одиночні імпульси, при $T \rightarrow \infty$. В цьому випадку послідовність імпульсів зводиться до одного імпульсу. Вважаючи первісно $S(t)$ періодичною, має

$$C_k = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(t) e^{-ek\omega t} dt \quad (1)$$

Для одиночного імпульсу $T \rightarrow \infty, \omega = \frac{2\pi}{T} \rightarrow d\omega$ (мала частка), чи $\frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi} \rightarrow \frac{d\omega}{2\pi}$. Відповідно, k -я гармоніка ряду Фур'є буде $k\omega \rightarrow k \cdot d\omega$, і це дає загальну оцінку, обумовлену як ω' . В межі, знак суми перетворюється в інтеграл:

$$C_k = \frac{d\omega}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (2)$$

і

$$S(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d\omega}{2\pi} \left[\int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt \right] e^{j\omega t}. \quad (3)$$

Частка в дужках, після перетворення, є функцією тільки частоти і визначається як $F(\omega)$:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt \quad (4)$$

Це і є перетворення Фур'є від $S(t)$ - пряме перетворення Фур'є. Підставив в (3), одержуємо

$$S(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} dt \quad (5)$$

Це - зворотне перетворення Фур'є.
 $S(t)$ тепер представляє одиночний сигнал.

Безупинний спектр

Кінцевим результатом перетворення Фур'є є представлення якогось-небудь одиночного сигналу як суми нескінченного числа гармонік $F(\omega)$, де ω - кожне загальне значення. Таке представлення приводить до безупинного сигналу в різниці від дискретного спектру періодичних сигналів. Частотні компоненти дуже близькі, так як відстань між ними $\frac{1}{T}$, при $T \rightarrow \infty, \frac{1}{T} \rightarrow 0$.

В загальному випадку $F(\omega)$ - комплексне, його амплітуда і фаза представляються частотним спектром функції сигналу $S(t)$. Величина $|F(\omega)|$ на графіку показує зміну амплітуди в залежності від частоти. Величина $|F(\omega)|d\omega$ - це елементи площі що обгинає усередині області $d\omega$ - вона зветься спектральною щільністю. [1-3]

Типові функції

а) Прямокутний імпульс A (рис. 3.1).

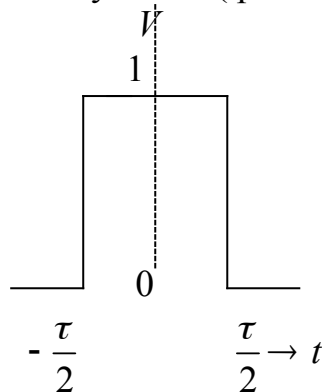


Рис. 3.1

$$S(t) = \begin{cases} 1, & -\frac{\tau}{2} < t < \frac{\tau}{2}; \\ 0, & \text{для інших } t \end{cases}$$

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{-\frac{\tau}{2}} S(t) e^{-j\omega t} dt + \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} S(t) e^{-j\omega t} dt + \int_{\frac{\tau}{2}}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt,$$

чи

$$F(\omega) = 0 + \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} S(t) e^{-j\omega t} dt + 0 = \frac{1}{j\omega} \left[e^{j\omega \frac{\tau}{2}} - e^{-j\omega \frac{\tau}{2}} \right],$$

відкіля

$$F(\omega) = \frac{2}{\omega} \sin \frac{\omega\tau}{2} = \tau \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\omega\tau/2}, \quad \text{або}$$

$$F(\omega) = \tau \frac{\sin x}{x}, \quad x = \frac{\omega\tau}{2}; \quad \frac{F(\omega)}{\tau} = \frac{\sin x}{x} \quad (\text{рис. 3.2})$$

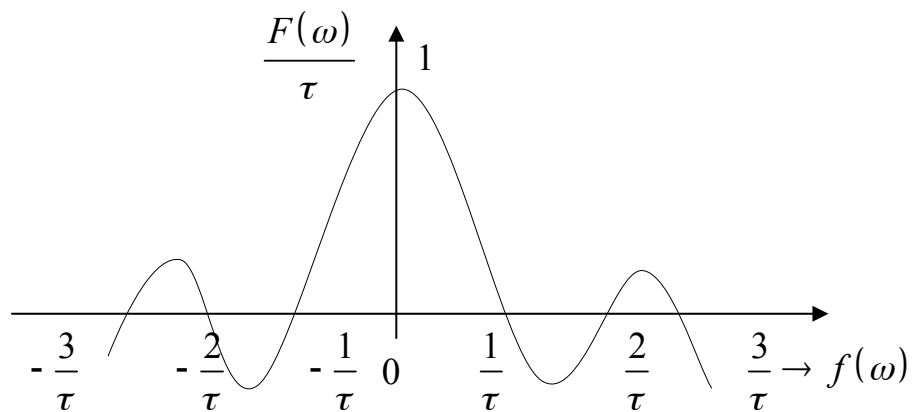


Рис.3.2.Безупинний спектр.

На рис. 3.3 – амплітудний спектр $|F(\omega)|$ і фазовий спектр $\varphi(\omega)$.

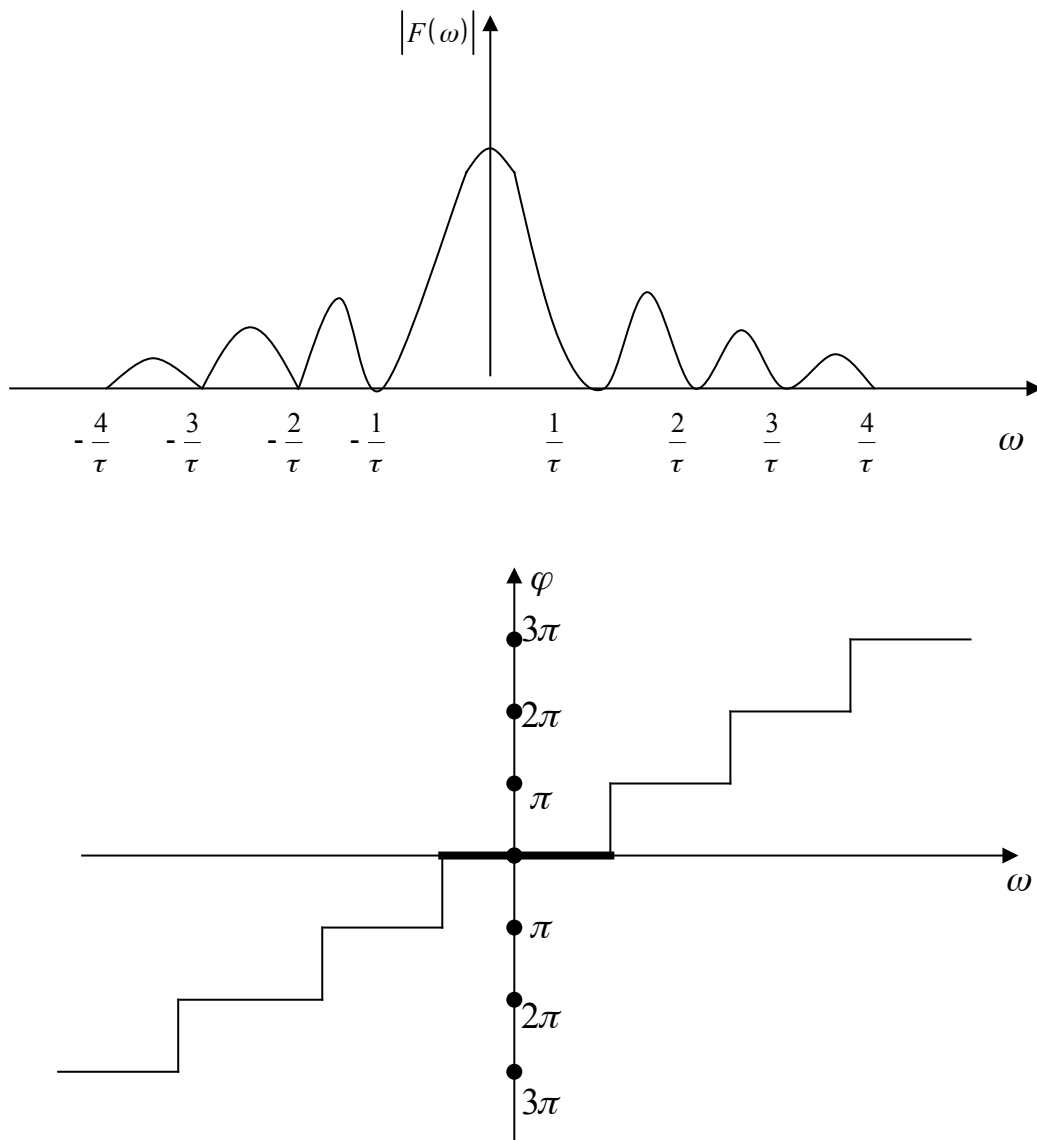


Рис. 3.3

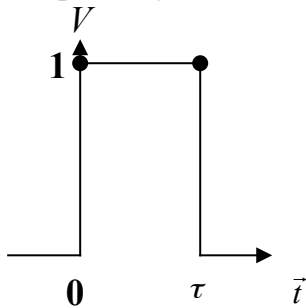
Зауваження:

1. $\lim_{x \rightarrow \infty} \frac{\sin x}{x} = 0$ - на графіку один максимум.
2. При $\frac{\sin x}{x} = 0$ з'являються нулі

$$\left(x = n\pi, n = 1, 2, \dots, \omega\tau = \pi, 2\pi, \dots, f = \frac{1}{\tau}, \frac{2}{\tau}, \dots \right).$$

3. При фазовому зрушенні на π радіан крива на графіку міняє полярність від + до – чи навпаки.

в) Прямокутний імпульс B (рис. 3.4)



$$S(t) = \begin{cases} 1; 0 < t < \tau \\ 0, \text{ для інших } t \end{cases}$$

$$F(\omega) = 0 + \int_0^{\tau} e^{-j\omega t} dt + 0 = \frac{e^{-j\omega\tau} - 1}{-j\omega}$$

чи $F(\omega) = \tau \cdot e^{-j\omega\tau/2} \frac{\sin \omega\tau/2}{\omega\tau/2}$; $\frac{F(\omega)}{\tau} = e^{-jx} \frac{\sin x}{x}$, де $x = \omega\tau/2$.

Амплітудний і фазовий спектри представлені на рис. 3.5.

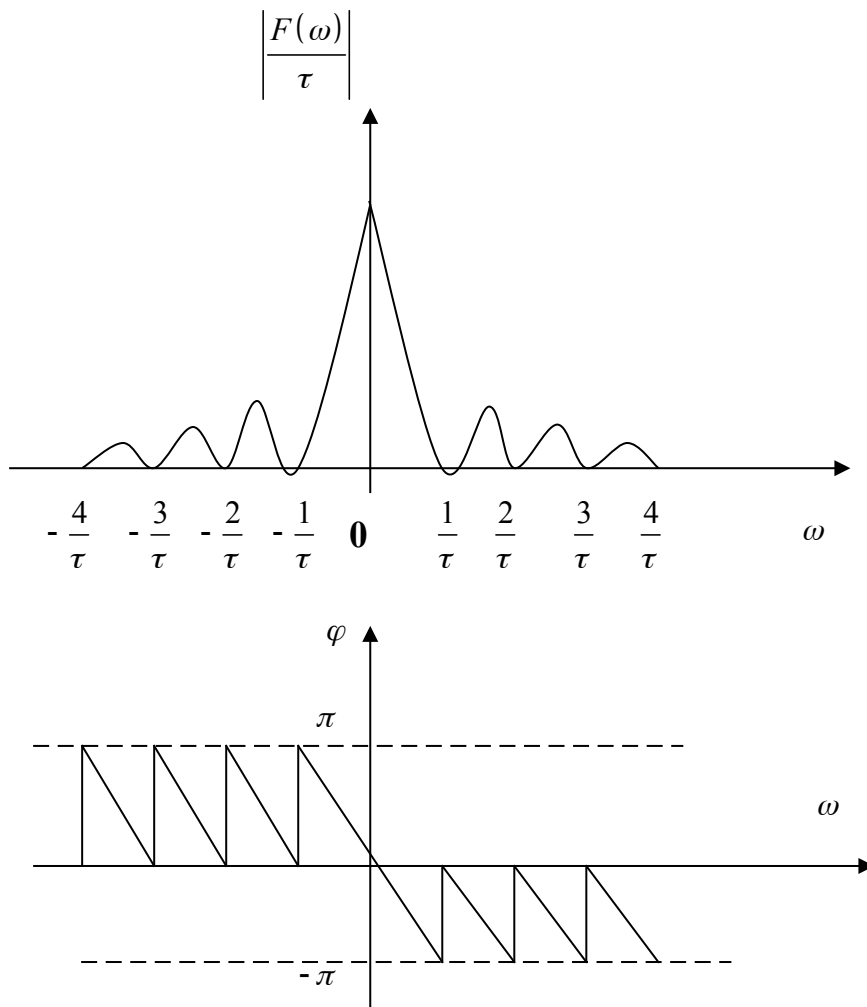
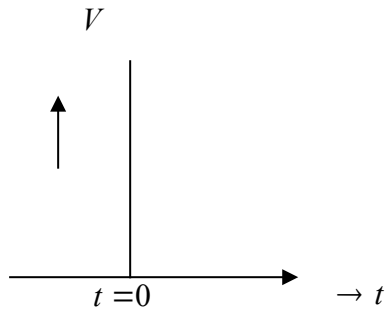


Рис. 3.5

с) δ - функція.

Функція має теоретично нескінчену амплітуду і нулеву тривалість (Рис. 3.6)



Це представляється як:

1. $\delta(t) = 0$ всюди, крім $t = 0$.
2. $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$, - імпульс існує при $t = 0$ з площею під ним рівною 1.

Простий результат отримується представленням δ - функції як імпульсу з граничною тривалістю і амплітудою, коли площа $A \tau = 1$. Якщо перетворення Фур'є від $\delta(t)$ є $F(\omega)$, то

$$F(\omega) = \lim_{\substack{\tau \rightarrow 0 \\ A \rightarrow \infty}} \int_{-\infty}^{\infty} [\lim_{\tau \rightarrow 0} S(t)] e^{-j\omega t} dt = \lim_{\tau \rightarrow 0} \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt$$

Частка під інтегралом – функція $\frac{\sin x}{x}$ - це перетворення Фур'є для прямокутного імпульсу з амплітудою A .

Тоді $F(\omega) = \lim \left[A\tau \frac{\sin \omega\tau/2}{\omega\tau/2} \right] = 1 \cdot 1 = 1$ (Рис. 3.7)

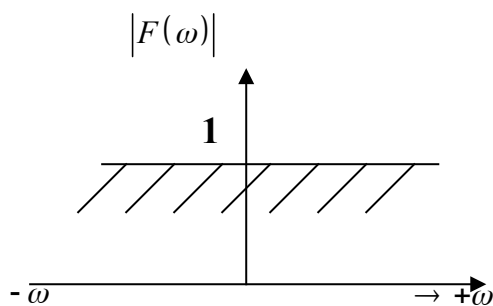


Рис. 3.7

Частотний спектр δ - функції

має постійну амплітуду по всьому діапазону частот.

Це – ідеалізована модель "білого" шуму [1,2,3]

Пара перетворювань Фур'є (Рис. 3.8)

$$S(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt$$

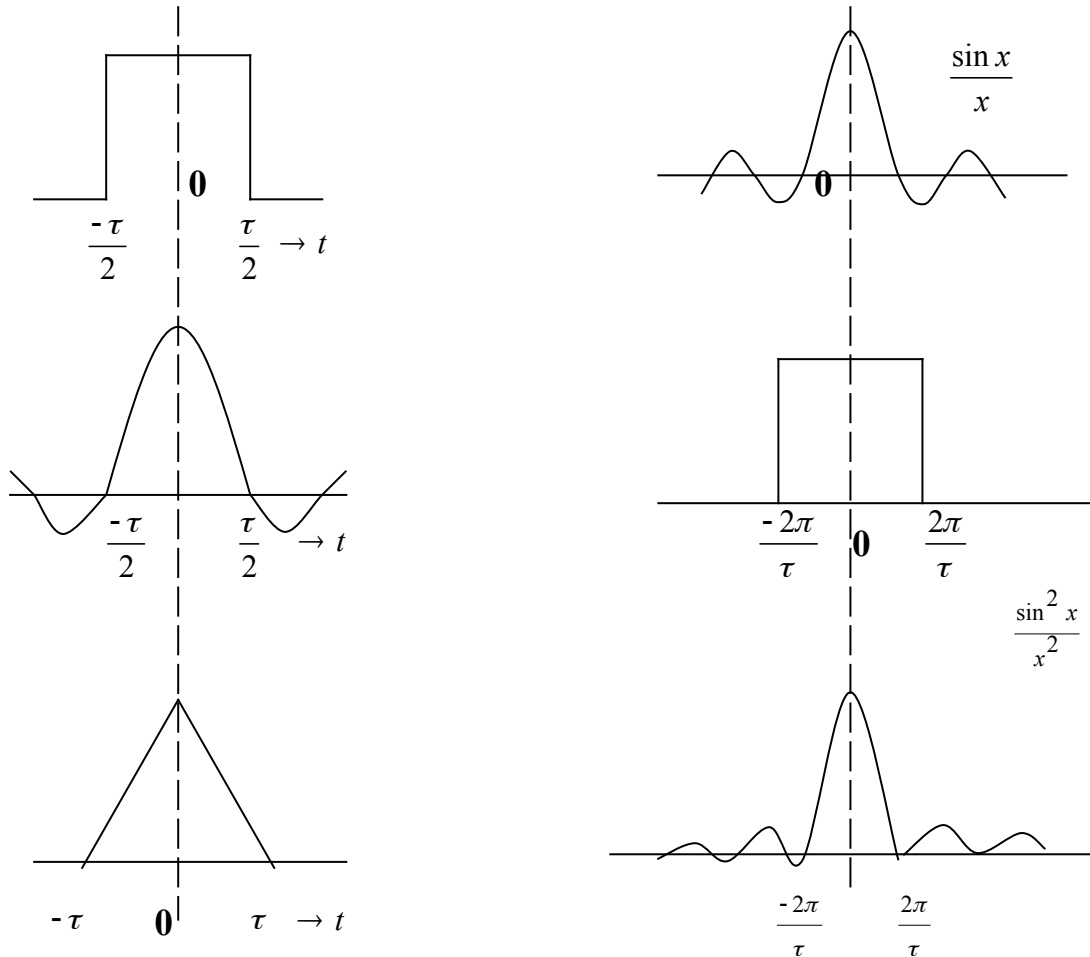


Рис. 3.8

Контрольні запитання

1. Пряме перетворення Фур'є.
2. Зворотнє перетворення Фур'є.
3. Амплітудний і фазовий спектр.
4. Перетворення Фур'є прямокутного імпульсу A .
5. Перетворення Фур'є прямокутного імпульсу B .
6. Амплітудний спектр прямокутного імпульсу.
7. Амплітудний спектр δ - функції.

Лабораторна установка (Рис. 3.9)

Зібрати лабораторну установку для дослідження спектрів перетворення Фур'є досліджуваних сигналів.

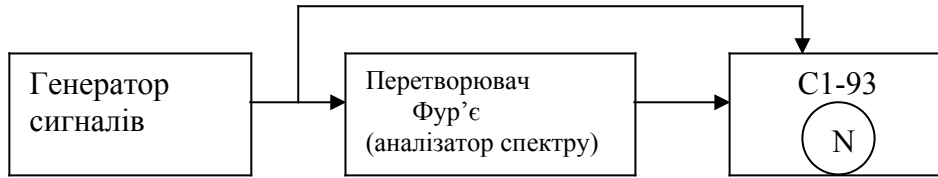


Рис. 3.9

1. На осцилограф C1-93 подати послідовно відео та радіоімпульси. Виміряти основні параметри імпульсів. Данні занести в таблицю.
2. Ті же імпульси подати на аналізатор спектру. Данні занести в таблицю.

Таблиця вимірювань

Відеоімпульс	A_1	τ	f_n	Δf	A_2
Радіоімпульс					

Отриманні дані використати для збудування графіків відео та радіоімпульсів в часової та частотної області.

Лабораторна робота 4

Обробка та аналіз мовних сигналів

Мета роботи – навчитися проводити обробку і аналіз мовних сигналів.

Постановка задачі:

1. Провести аналіз мовних сигналів (букв, слів і звуків) у тимчасовій області відповідно до варіанта, оцінити енергію сигналів, кількість переходів через нуль, знайти короткочасну автокореляцію.
2. Провести аналіз мовних сигналів (букв, слів і звуків) у частотній області на основі ДПФ. Побудувати графіки. Оцінити частотні характеристики.
3. Провести кепстральний аналіз мовних сигналів відповідно до завдання викладача. Побудувати графіки.
4. Зробити висновки.

Порядок виконання роботи:

1. Ознайомитися з інформацією в коротких теоретичних відомостях.
2. Провести моделювання в середовищі MatLab.
3. Результати обчислень і графічні дані зберегти в Word- файлі.
4. Оформити протокол до лабораторної роботи.

Короткі теоретичні відомості

Основні властивості мовних сигналів

Голосовий апарат людини є *акустичною системою*, що складається з ротового і носового каналів, які порушуються квазіперіодичними імпульсними коливаннями голосових зв'язувань і турбулентним шумом. *Турбулентний шум* утворюється шляхом проштовхування повітря через звуження у визначених областях голосового тракту. *Голосовий апарат*, порушуваний зазначеними джерелами, діє як лінійний фільтр із параметрами, що змінюються в часі, на виході якого формується мовний сигнал. На коротких інтервалах часу мовний сигнал можна апроксимувати згорткою збуджуючого сигналу з імпульсною характеристикою голосового тракту. На рис. 4.1 зображена спрощена модель формування мовного сигналу. Відповідно до цієї моделі *вокалізовані (дзвінки)* звуки формуються за допомогою генератора імпульсної послідовності, а *фрикативні (шумові)* – за допомогою генератора випадкових чисел.

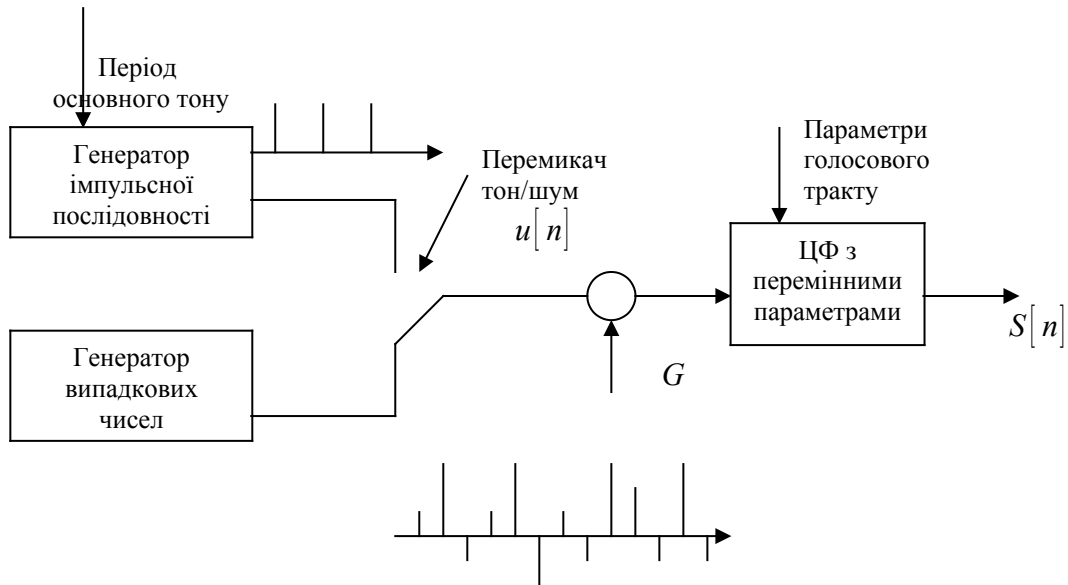


Рис. 4.1 – Цифрова модель формування мовного сигналу.

Період проходження імпульсів на виході генератора імпульсної послідовності відповідає *основному періоду* порушення голосовими зв'язками. Генератор випадкових чисел формує шумовий сигнал з рівномірною спектральною щільністю. *Цифровий фільтр* (ЦФ) з перемінними параметрами апроксимує передатні властивості голосового тракту. На тимчасовому інтервалі порядку *5-20 мс* форма голосового тракту не змінюється, тому характеристики ЦФ на даному інтервалі залишаються постійними. Амплітуда вхідного сигналу $u[n]$ цифрового фільтра визначається коефіцієнтом підсилення G .

Вокалізовані звуки є квазіперіодичними сигналами, гармонійна структура яких добре видна на графіку короточасного спектра. *Фрикативні звуки* мають випадковий характер і займають більш широкий частотний діапазон. Енергія вокалізованих звуків мови набагато більше, ніж енергія фрикативних звуків. Структура короточасного спектра вокалізованих ділянок мови характеризується наявністю повільно мінливої і швидко мінливої складових. Швидко мінлива складова зв'язана з власними (резонансними) частотами голосового тракту – *формантами*. У середньому нараховується 3-5 формант. Перші три форманти впливають на синтез і сприйняття вокалізованих ділянок мови. Їхні частоти знаходяться нижче 3 кГц. Форманти з більш високими частотами впливають на синтез і представлення фрикативних звуків.

Розглянута цифрова модель формування мовного сигналу характеризується наступними *параметрами*: наявністю класифікатора вокалізованих і невокалізованих звуків (перемикач тон/шум), періодом основного тону, коефіцієнтом підсилення G , параметрами (коефіцієнтами) ЦФ.

На розглянутій моделі базуються численні способи представлення *мовних сигналів*: від найпростішої періодичної дискретизації мовного сигналу до оцінок параметрів моделі, представленої на рис. 4.1.

Вибір того чи іншого способу представлення мовного сигналу визначається задачею та розділяються на три класи:

1 До першого класу відносять задачі, зв'язані з аналізом мови. *Аналіз мови* є невід'ємною частиною систем розпізнавання мовних сигналів, а також систем ідентифікації дикторів по голосу.

2 До другого класу відносять задачі, зв'язані із *синтезом мови* по тексту. Задачі такого типу виникають у численних інформаційно - довідкових системах.

3 В задачах, що відносяться до третього класу, виконується *аналіз систем стиску мовних сигналів* з метою передачі мови по комп'ютерних мережах чи по традиційних лініях зв'язку.

Одним з перспективних напрямків застосування обробки мовних сигналів є системи розпізнавання мови в мережі Internet. У цьому випадку користувач мережі, використовуючи телефон, може з'єднатися з програмою розпізнавання мови, що знаходиться на сервері і транслює діалог у команди Web-сервера. Це дозволяє одержати доступ до розподілених інформаційних ресурсів мережі по телефону. Дана технологія, що використовує методи цифрової обробки сигналів, базується на використанні спеціальної мови програмування Web-серверів VoxML (Voice Markup Language).

Дискретизація і квантування мовних сигналів

Найпростіше цифрове представлення мови полягає в безпосередній дискретизації безупинного мовного сигналу відповідно до *теоремі Котельникова*. Таке представлення мовного сигналу відповідає *імпульсно-кодової модуляції* (ІКМ). Вибір частоти дискретизації залежить від конкретних умов задачі. Фрикативні звуки мови займають порівняно широку смугу частот (приблизно до 10 кГц). Вокалізовані звуки, що значно впливають на розбірливість мови, займають смугу частот до 3 кГц. Таким чином, звичайно використана частота дискретизації вибирається в межах від 6 до 20 кГц.

Слід зазначити, що кількість операцій, виконувана при обробці мови, знаходиться в прямій залежності від частоти дискретизації. Тому відповідно до умов задачі необхідно по можливості знижувати *частоту дискретизації*. Для цього перед дискретизацією мовний сигнал попередньо обробляють за допомогою аналогового ФНЧ, усуваючи небажані високочастотні складові.

Вибір числа двійкових одиниць B для кодування одного відліку мовного сигналу визначається задачею обробки. Об'єктивною

характеристикою точності представлення сигналу за допомогою ІКМ є шум квантування:

$$e[n] = x[n] Q\{x[n]\}, \quad (4.1)$$

де $x[n]$ - вихідна мовна послідовність; $Q\{x[n]\}$ - оператор квантування.

Можна показати, що при рівномірному квантуванні *відношення сигнал/шум (ВСШ)*, в децибелах, буде:

$$ВСШ = 6 \cdot B - 7.2. \quad (4.2)$$

Наприклад, якщо $B = 11$, то $ВСШ \approx 60$ дБ, що служить мірою якості чіткого телефонного каналу зв'язку. Додавання одного двійкового розряду для представлення відліку мовного сигналу збільшує ВСШ на 6 дБ. Таким чином, для представлення мовних сигналів за допомогою ІКМ потрібно швидкість передачі в межах від 60000 до 220000 біт/с. Це необхідно враховувати при комп'ютерному збереженні і обробці мови. Наприклад, мовний сигнал тривалістю 15 с буде займати обсяг пам'яті приблизно в 1 Мбайт.

Для зниження швидкості передачі мовних сигналів і, відповідно, зменшення обсягів необхідної пам'яті скорочують число двійкових одиниць, виділюваних на один відлік. *Ключем* до розв'язання задачі є облік тієї обставини, що до вокалізованих ділянок мови, що мають велику амплітуду, можна використовувати великий крок квантування, а для невокалізованих – *дрібний*, тобто квантування повинне виконуватися з *нерівномірним кроком*. Це стабілізує відношення сигнал/шум і робить його незалежним від рівня сигналу.

Щоб відносна помилка квантування залишалась постійно при зміні амплітуди мовного сигналу, рівні квантування повинні бути розподілені за логарифмічним законом. Замість розподілу рівнів квантування за логарифмічним законом можна виконувати квантування логарифма мовного сигналу. У цьому випадку перед квантуванням мовний сигнал обробляють в *компресорі*, а при відновленні вихідного мовного сигналу використовують *експандер*. Сукупність цих двох пристроїв називають *компандером*. Однією з часто використовуваних характеристик компресії є функція:

$$y = \left[\frac{\text{sgn}(x)}{\ln(1 + \mu)} \cdot \ln \left(1 + \mu \frac{|x|}{x_{\max}} \right) \right] x_{\max} \quad (4.3)$$

Функція компресії (4.3) називається μ -законом. Експандер реалізує відповідну зворотну функцію:

$$X = \frac{Y_{\max} \text{sgn}(y)}{\mu} \left[(1 + \mu)^{|y|} - 1 \right]. \quad (4.4)$$

При використанні компресора, що функціонує на основі (3), для забезпечення $BCSH \approx 60$ дБ досить 7 біт на один відлік мовного сигналу, тобто *швидкість передачі* може бути знижена в порівнянні з рівномірним квантуванням у 1.57 разів. Відзначимо, що формули (4.3) і (4.4) вимагають, щоб всі відліки $x[n]$ знаходилися в інтервалі $[-x_{\max}, x_{\max}]$. Кожний відлік, що не належить зазначеному інтервалу, буде рівним $\pm x_{\max}$. Значення константи μ дорівнюють 30; 100; 254. Інший підхід до зниження швидкості передачі заснований на врахуванні надмірності мовного сигналу. Сусідні відліки мовного сигналу, дискретизованого відповідно до теореми Котельникова, мають порівняно високу кореляцію. Це дозволяє по попереднім відлікам прогнозувати поточне значення мовного сигналу. Припустимо, що $x[n]$ є прогнозованим значенням мовного сигналу $x[n]$. Якщо це прогнозування є досить точним, то *помилка прогнозування*:

$$d[n] = x[n] - \tilde{x}[n] \quad (4.5)$$

повинна мати невелику величину, отже *дисперсія помилки* квантування різницевого сигналу буде менше, ніж дисперсія помилки квантування відліків мови $x[n]$. Таким чином, квантувач із заданою кількістю рівнів забезпечить *меншу похибку* при квантуванні різницевого сигналу, чим при квантуванні вихідного сигналу. Тому для представлення різницевого сигналу потрібно менше число двійкових розрядів.

Квантувач, побудований на використанні зазначеного періоду, називається *диференціальним (різницевим) імпульсно – кодовим модулятором (ДШКМ)*. Схема його показана на рис. 4.2.

Покажемо, що відновлений сигнал $x[n]$ буде відрізнятися від $x[n]$ на величину шуму квантування різницевого сигналу:

$$e[n] = d[n] - d[n] \quad (4.6)$$

Звідси:

$$d[n] = x[n] - \tilde{x}[n] \quad (4.7)$$

Тоді, підставляючи (4.5) і (4.7) у (4.6), одержимо результат:

$$e[n] = x[n] - x[n] \quad (4.8)$$

Для прогнозування значень мовного сигналу в схемі використовується *нерекурсивний ЦФ* із передатною функцією $A(z)$, що реалізує рівняння:

$$\tilde{x}[n] = \sum_{k=1}^p a[k] x[n-k] \quad (4.9)$$

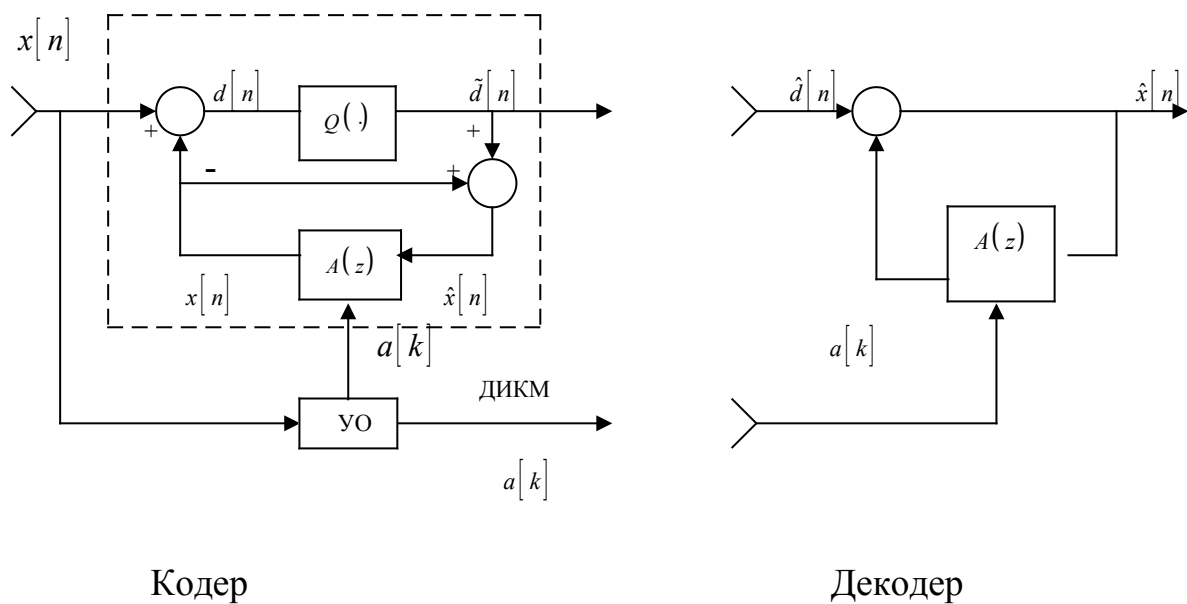


Рис. 4.2 – Загальна схема ДІКМ

У найпростішому випадку для прогнозування використовують фільтр першого порядку.

У тому випадку, коли для кодування різницевого сигналу використовується один біт, розглянутий модулятор називається *дельта – модулятором*. Звичайно дельта – модулятор функціонує на більш високих частотах дискретизації, чим ДІКМ.

Для зменшення помилки квантування в ДІКМ може застосовуватися адаптивна зміна кроку квантування і коефіцієнтів фільтра, що прогнозує. Такі модулятори називають *адаптивними диференціальними імпульсно – кодовими модуляторами (АДІКМ)*. Коефіцієнти фільтра, що прогнозує, обчислюються в пристрої оцінювання (ПО) так, щоб мінімізувати дисперсію помилки прогнозування (4.5). Оцінювання коефіцієнтів фільтра, що прогнозує, можливо як по вхідній мовній послідовності $x[n]$. Основні принципи обчислення коефіцієнтів лінійного прогнозування будуть розглянуті нижче.

АДІКМ дозволяє знизити швидкість передачі до 16 Кбіт/с. Завдяки цьому АДІКМ широко застосовується для представлення мовних сигналів у комп'ютерних системах.

Аналіз мови сигналів у тимчасовій області

При розв'язанні багатьох задач обробки мови інтерес представляють тимчасові характеристики мовних сигналів. Оскільки мова є нестационарним процесом, то її прийнято аналізувати на коротких ділянках (10 ÷ 30 мс), де спектрально- кореляційні характеристики залишаються приблизно постійними. Одним з важливих параметрів мовного сигналу є його *енергія*:

$$E = \sum_{n=0}^{N-1} x^2[n] \quad (4.10)$$

Енергія може служити мірою відмінності вокалізованих і невокалізованих ділянок мови. Енергія невокалізованих ділянок мови набагато менше, ніж вокалізованих. Інший спосіб виявлення вокалізованих і невокалізованих ділянок мови заснований на вимірі середнього числа переходів через нуль мовного сигналу. Цей вимір є грубою оцінкою частотного складу мовного сигналу. Відомо, що енергія вокалізованих звуків концентрується в діапазоні нижче 3 кГц, тоді як енергія фрикативних звуків зосереджена, в основному, на частотах вище 3 кГц. Тому, якщо середнє число переходів через нуль велике, то це свідчить про невокалізований характер мови, і навпаки.

Важливо задачею аналізу мовних сигналів у тимчасовій області є оцінювання періоду основного тону. *Період основного тону* може бути визначений як часовий інтервал між відповідними піками локалізованої ділянки мовного сигналу. Однак головні труднощі тут полягають у тому, що навіть на коротких інтервалах часу мовний сигнал не має строгої періодичної структури.

Інший спосіб визначення періоду основного тону в тимчасовій області заснований на обчисленні функції короткочасної автокореляції:

$$r[m] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n]x[n+m], \quad 0 \leq m < M_0 - 1, \quad (4.11)$$

де M_0 - максимальна затримка сигналу.

При виявленні періоду основного тону P за автокореляційною функцією необхідно врахувати умову $M_0 > P$. Для вокалізованих ділянок мови на графіку $r[m]$ є піки з інтервалом, рівним періоду основного тону.

З метою загострення піків на графіку $r[m]$ сигнал $x[m]$ клипують. Суть цієї нелінійної операції ведена на рис.4.3.

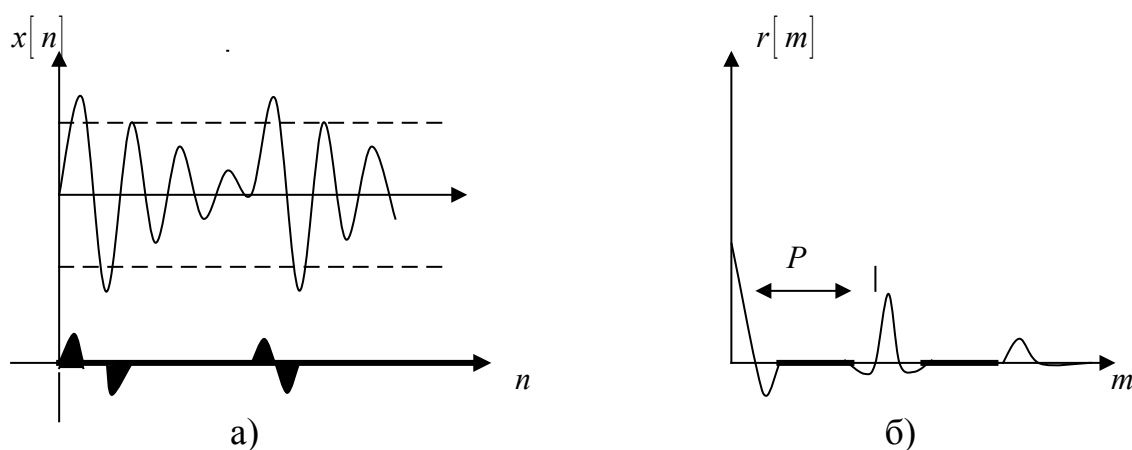


Рис. 4.3 – Операція клипування

Недоліком розглянутого методу визначення періоду основного тону є те, що для обчислення автокореляційної функції потрібно виконати велике число арифметичних операцій.

Аналіз мовних сигналів у частотній області

Одним з основних способів обробки мови в частотній області є короточасний спектральний аналіз. На виконанні короточасного спектрального аналізу заснована робота багатьох систем розпізнавання мови, спектрографів, вокодерів. Короточасний спектральний аналіз може бути реалізований з використанням гребінки смугових фільтрів (рис.4.4) чи за допомогою дискретного перетворення Фур'є. Смуги пропускання фільтрів вибираються так, щоб перекрити весь частотний діапазон мови. Середні значення модулів вихідних сигналів фільтрів будуть представляти значення спектральних коефіцієнтів у смугах.

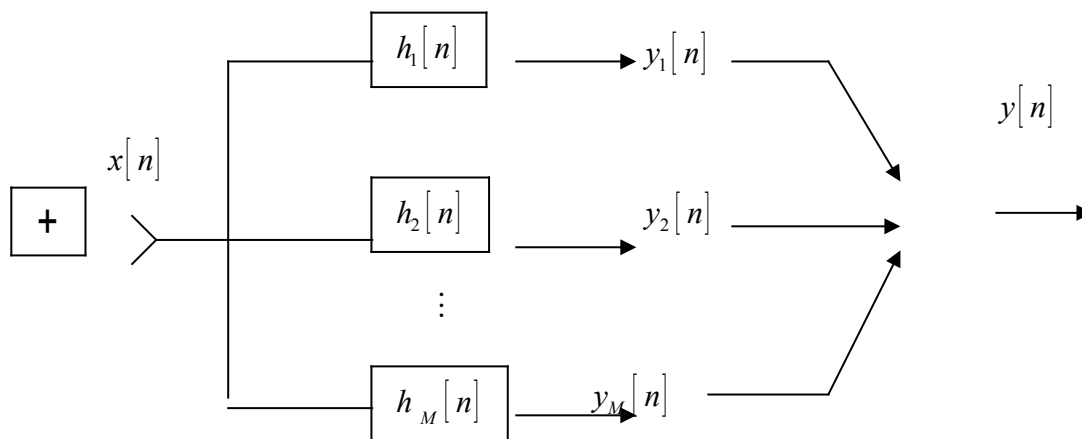


Рис. 4.4 – Гребінка фільтрів

Іноді частотний діапазон розбивають на нерівні смуги з урахуванням особливостей слухового сприйняття людини. Експериментально встановлено, що у внутрішнім вусі людини висота тону (частота) звукового сигналу перетвориться в механічні коливання визначених ділянок бацилярної мембрани. При цьому лінійним збільшенням координати уздовж тіла мембрани відповідають логарифмічні збільшення частоти звуку, тобто частота звуку, сприйманого людиною, не лінійно залежить від дійсної фізичної частоти. Це приводить до неоднакової роздільної здатності за частотою і до сприйняття звуків відповідно до *механізму критичних частотних смуг*. Складний звук постійної голосності, що складається з декількох тонів, яки лежать у межах критичної смуги, сприймається людиною з таким же суб'єктивним відчуттям, як однотональний звук, що відповідає центральній частоті критичної смуги. Ширина критичних смуг для області частот до 500 Гц складає приблизно 100 Гц. Вище 100 Гц ширина критичних смуг

збільшується приблизно на 20 % у порівнянні із шириною попередньої смуги. Ширина критичних смуг апроксимується залежністю:

$$\Delta f = 25 + 75 \left[1 + 1.4 \left(f / 1000 \right)^2 \right]^{0.69}$$

Для характеристики суб'єктивних частот, сприйманих людиною, запропоновано кілька шкал: *барк-шкала*, *мел-шкала*. Функція

$$b = 13 \arctan(0.00075 f) + 3.5 \left[\left(\frac{f}{7500} \right)^2 \right]$$

використовується для перекладу частот, заданих у герцах, в барки.

Гребінка (банк) фільтрів з нерівними смугами пропущення, заданими в герцах і відповідальними критичним смугам слуху, буде мати рівномірний розподіл центральних частот і рівні значення смуг пропущення, обмірювальних в барках. Таким чином, застосування *барк-шкали* відповідає рівномірній розбивці осі суб'єктивних частот. *Мел-шкала* вводиться з аналогічною метою і має незначні відмінності від *барк-шкали*.

Короткочасний спектральний аналіз мови може бути також виконаний на основі ДПФ. *Короткочасне дискретне перетворення Фур'є* визначається так:

$$X_l(\omega) = T_0 \sum_{n=0}^{N-1} x_1[n] e^{-j\omega k T_0}, \quad (4.12)$$

де $x_l[n]$ представляє відрізок мови, зважений вікном $\omega[n]$, довжиною N відліків:

$$x_l[n] = \omega[n] \cdot x[n + lN], \quad l = 0, 1, 2, \dots \quad (4.13)$$

Один з алгоритмів визначення частоти основного тону заснований на обчисленні добутку:

$$F_l(\omega) = \prod_{k=1}^k |x_l(\omega k)|^2 \quad (4.14)$$

Значення, що обчислюються за допомогою (4.14), можуть бути дуже великими. Для зменшення значень обчислюють логарифм від (4.14). Залежність $F_l(\omega)$ є добутком функцій $|X_l(a\omega)|^2$, стиснутих за частотою. У локалізованій мови стиск частоти в k разів повинний привести до збігу гармонік основного тону. Завдяки цьому в спектрі $F_l(\omega)$ з'являється максимум на частоті основного тону. Нелокалізована мова характеризується істотно меншими значеннями $F_l(\omega)$ і вона не має максимуму в спектрі $F_l(\omega)$ на частоті основного тону. Даний спосіб визначення частоти основного тону стійкий до шумів, оскільки шумові компоненти в спектрі $F_l(\omega)$ не регулярні. [1,2,3].

Контрольні запитання

1. Основні властивості мовних сигналів.
2. Модель формування мовного сигналу.
3. Дискретизація і квантування мовних сигналів. Оцінка шуму квантування.
4. ДІКМ, АДІКМ. Компандування.
5. Аналіз мовних сигналів у тимчасовій області.
6. Аналіз мовних сигналів у частотній області.

Варіанти завдань

варіант	звуки	слова
1	а, б	сад, kitten
2	е, в	лес, cow
3	и, г	март, primate
4	о, д	лень, squeak
5	у, ж	мир, broom
6	ю, з	дом, ladder
7	я, к	муж, water
8	а, л	кит, sister
9	е, м	юг, garden
10	и, м	сон, square
11	о, п	сорт, father
12	у, р	конь, horse
13	ю, с	май, quake
14	я, т	дар, south
15	а, ф	смех, mother
16	е, х	кот, pilot
17	и, ц	вор, later
18	о, ч	мышь, brother

Порядок виконання роботи

На початку роботи студент повинний набрати команду "Help", після цього на екран буде виведена послідовність виконання роботи. Значення перемінних необхідно вибрати за варіантом у таблиці.

Листинг програми

```
%Лабораторна робота #4
%Обробка і аналіз мовних сигналів
%
% Викличте функцію
% lab4(zvuk1,zvuk2,slovo1,slovo2), де
```

```

%      zvuk1 – голосні звуки
%      zvuk2 – приголосні (глухі) звуки
%      slovo1 – російське слово
%      slovo2 – латинське слово
% усі слова і звуки варіанта повинні вводитися в одинарних лапках.
%Наприклад:
%lab4('a','б','кот','cow')
%Примітка:
% Написання російської букви "з" Matlab сприймати як команду,
%у даному випадку потрібно скопіювати слово (чи букву),
скориставшись буфером обміну.
%
%Параметри, що вводяться, видаються викладачем відповідно до
варіанта студента;
function [ ] =lab4 (z1,z2,s1,s2)
close all;
e='zvuki\';
file=[ ez1 ] ;
b=4000; a=100;
A1=wavread(file,[ a,b ]);
l=length(A1);
figure(1);subplot(4,1,1);plot(A1):title('zvuk#1');
EA1=0;
for i=1:l
    Ea1=EA1+A1(i)^2;
end;
disp('Для сигналу "' z1 "' :l);
disp('Енергія сигналу:');
EA1
T=b-a;
zero_c=0;
for i=2:T
    if (A1(i)==0) & (sign(A1(i)) ~=sign(A1(i-1)))
        zero_c=zero_c+1;
    end;
end;
disp('Кількість переходів через 0:');
zero_c
A1kf=xcorr(A1,A1);
subplot(4,1,2);plot(A1kf):title('AKF zvuka #1');
pl=abs(fftshift(fft(A1)));
subplot(4,1,3);plot(pl):title('спектр zvuka #1');

```

```

keps=real(fftshift(iff(fft(log(abc(fft(A1)))))));
subplot(4,1,4);plot(keps):title('kepstralnaya xarakteristika zvuka #1');
%-----|---z2
file=[e z2];
%b=1400; a=5800;
A1=wavread(file,[a,b]);
figure(2);
subplot(4,1,1);plot(A1):title('zvuk #2');
EA1=0;
for i=1:1
    EA1=EA1+A1(i)^2;
end;
disp(['Для сигнала "' z2 "']);
disp('Энергия сигнала:');
EA1
T=b-a;
zero_c=0;
for i=2:T
    if (A1(i)==0)|(sign(A1(i))~=sign(A1(i-1)))
        zero_c=zero_c+1;
    end;
end;
disp('Количество переходов через 0:');
zero_c
A1kf=xcorr(A1,A1);
subplot(4,1,2);plot(A1kf):title('AKF zvuka #2');
keps=real(fftshift(iff(fft(log(abc(fft(A1)))))));
subplot(4,1,4);plot(keps):title('kepsstralnaya xarakteristika zvuka #2');
%-----s1
file=[e s 1];
%a=5000; b=1200;
A1=wavread(file,[a,b]);
figure(3);
subplot(4,1,1);plot(A1):title('slovo #1');
EA1=0;
for i=1:1
    EA1=EA1+A1(i)^2;
end;
disp(['Для сигнала "' s1 "']);
disp('Энергия сигнала:');
EA1
zero_c=0;
for i=2:T

```

```

    if (A1(i)==0)|(sign(A1(i))~=sign(A1(i-1)))
        zero_c=zero_c+1;
    end;
end;
disp('Кількість переходів через 0:');
zero_c
A1kf=xcorr(A1,A1);
subplot(4,1,2);plot(A1kf):title('AKF slova #1');
pl=abs(fftshift(fft(A1)));
subplot(4,1,3);plot(pl):title('spektr slova #1');
keps=real(fftshift(iff(log(abc(fft(A1))))));
subplot(4,1,4);plot(keps):('kepstralnaya xarakteristika slova #1');
%-----s2
file=[e s2];
%a=8500; b=13500;
A1=wavread(file,[a,b]);
figure(4);
subplot(4,1,1);plot(A1):title(slovo #2');
EA1=0;
for i=1:1
    EA1=EA1+A1(i)^2;
end;
disp('Для сигнала "" s2 ""');
disp('Енергія сигнала:');
EA1
zero_c=0;
for i=2:T
    if (A1(i)==0)|(sign(A1(i))~=sign(A1(i-1)))
        zero_c=zero_c+1;
    end;
end;
disp('Кількість переходів через 0:');
zero_c
A1kf=xcorr(A1,A1);
subplot(4,1,2);plot(A1kf):title('AKF slova #2');
pl=abc(fftshift(fft(A1)));
subplot(4,1,3);plot(pl):title('spektr slova #2');
keps=real(fftshift(iff(log(abc(fft(A1))))));
subplot(4,1,4);plot(keps):title('kepstralnaya xarakteristika slova #2');

```

ЛІТЕРАТУРА

Основана

1. Солонина А.И., Улахович Д.А., Арбузов С.М., Соловьева Е.Б. Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций. – С-Пб.: БХВ-Петербург, 2003. – 608 с.

2. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. Ученик для вузов. – С-Пб.: Питер, 2002. – 608 с.

3. Бабак В.П., Хандецкий В.С., Шрюфер Е. Обробка сигналів: Підручник. – К.: Либідь, 1999. – 496 с.

Додаткова

1. Голд Б., Рейдер Ч. Цифровая обработка сигналов с приложением работы Д. Кайзера "Цифровые фильтры " / пер. с англ., под ред. А.М. Трахтмана. – М.: Сов. радио, 1973. – 368 с.

2. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Пер. с англ., под ред. Ю.Н. Александрова. – М.: Мир, 1978. – 848 с.

3. Пелед А., Лиу Б. Цифровая обработка сигналов /Пер. с англ., под ред. А.И. Петренко. – К.: Вища школа, 1979. – 264 с.

Збірник методичних вказівок до лабораторних робіт з дисципліни "цифрова обробка сигналів" для студентів V курсу денної та заочної форми навчання напряму "Гідрометеорологія".

Укладач Лімонов О. С., к.т.н., доцент. Одеса. ОДЕКУ, 2010 р.

Надруковано з готового оригінал – макета

Підписано до друку Формат Папір офсетний.
УМ. друк. арк..2.5 Тираж прим. Замовлення
Видавництво та друкарня "ТЕС" (Свідоцтво ДК № 771)
Одеса, Канатна 81/2.