

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет "Запорізька політехніка"

Факультет інформаційної безпеки та електронних комунікацій
(повне найменування факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проекту (роботи)

магістра

(ступінь вищої освіти)

на тему МОДЕЛЬ РАДІОКАНАЛУ З ШУМОПОДІБНИМИ
СИГНАЛАМИ

Виконав: студент 2 курсу, групи БК-922м

Спеціальності _____

172 «Телекомунікації та радіотехніка»

(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація) _____

«Інформаційні мережі зв'язку»

ІРЗА Костянтин Леонідович

(прізвище та ініціали)

Керівник ЧОРНОБОРОДОВ М.П.

(прізвище та ініціали)

Рецензент _____

(прізвище та ініціали)

2023 рік

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет "Запорізька політехніка"
 (повне найменування закладу вищої освіти)

Інститут, факультет Інститут інформатики та радіоелектроніки, ФІБЕК
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти магістр
 Спеціальність 172 "Телекомунікації та радіотехніка"
 (код і найменування)
 Освітня програма (спеціалізація) Інформаційні мережі зв'язку
 (назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри
РТТ

К.Т.Н., доц. САМОЙЛИК С. С.
 " " грудня 20 23 року



З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЕКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА(КИ)

ІРЗИ Костянтина Леонідовича
 (ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту (роботи) "Модель радіоканалу з шумоподібними сигналами"

керівник проекту (роботи) ЧОРНОБОРОДОВ Михайло Петрович, к. т. н., доц.
 (ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом закладу вищої освіти від " 14 " 11 2023 року № 443




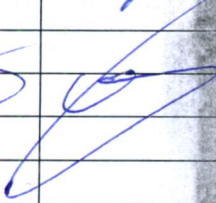
2. Строк подання студентом проекту (роботи) 10.12.2023 р.

3. Вихідні дані до проекту (роботи): побудувати модель формування й обробки сигналів і перевірити її адекватність на задачі оцінювання імовірнісних характеристик оптимального некогерентного виявлювача.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): розробити модель радіоканалу і побудувати статистичні характеристики похибки вимірювання моменту надходження сигналу.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень):
презентація Microsoft Office PowerPoint.

6. Консультанти розділів проекту (роботи)

Розділ	ПРИЗВИЩЕ, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-3	ЧОРНОБОРОДОВ М.П., доцент		
Нормоконтроль	МОРОЗ Г.В., ст. викладач		

7. Дата видачі завдання " 3 " вересня 20 23 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Сигнали сучасних ГНСС	05.09-15.09	
2	Аналіз спектральних і кореляційних характеристик ДЗМ-сигналів	15.09-01.10	
3	Модель формування й оптимальної обробки ДЗМ-сигналів	01.10-30.11	

Студент(ка)

Керівник дипломної роботи


(підпис)

ІРЗА К. Л.

(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)


(підпис)

ЧОРНОБОРОДОВ М. П.

(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до магістерської роботи: 71 с., 30 рис., 21 джерело.

ГНСС, МЕАНДРОВИЙ СИГНАЛ, ПСЕВДОВИПАДКОВА ПОСЛІДОВНІСТЬ, ЩІЛЬНІСТЬ РОЗПОДІЛУ, ВІДНОШЕННЯ СИГНАЛ/ШУМ.

Об'єкт проектування – глобальна навігаційна супутникова система.

Мета роботи – оцінювання похибки у визначенні часу надходження різних видів ДЗМ-сигналів порівняно до сигналів традиційних ГНСС.

Метод дослідження – теоретично-розрахунковий, з використанням ЕОМ.

Побудовано модель формування й обробки сигналів і перевірена її адекватність на задачі оцінювання імовірнісних характеристик оптимального некогерентного виявлювача.

За виконання дипломної роботи застосовувалися сучасні методи проектування. Проектування здійснювалося на спеціальному програмному забезпеченні й обчислювальній техніці.

ЗМІСТ

	С.
Скорочення та умовні позначки	7
Вступ.....	8
1 Сигнали сучасних ГНСС	10
1.1 Сигнали традиційних ГНСС	10
1.2 Сигнали з мшпс-модуляцією	11
1.3 Мультиплексовані дзмс сигнали	15
1.4 АДЗМ-сигнали.....	19
1.5 Функція автокореляції й енергетичний спектр одиночного елемента ДЗМ-сигналів.....	20
1.5.1 Елементи найпростіших \sin ДЗМ-сигналів	20
1.5.2 Елементи найпростіших \cos ДЗМ-сигналів	24
1.5.3 Елементи АДЗМ-сигналу	28
1.6 Оптимальний алгоритм оцінки моменту надходження сигналу.....	32
1.7 Мета й задачі роботи	34
2 Аналіз спектральних і кореляційних характеристик ДЗМ-сигналів	36
2.1 Кореляційні властивості ДЗМ-сигналів різного типу	36
2.2 Комплексна обвідна й енергетичний спектр.....	37
2.3 КДЗМ-сигнали.....	41
3 Модель формування й оптимальної обробки ДЗМ-сигналів.....	44
3.1 Формування сигналів.....	44
3.2 Алгоритм оптимальної некогерентної обробки з виділенням низькочастотних квадратурних складових.....	45
3.3 Перевірка адекватності роботи моделі	49
4 Статистичні характеристики похибок вимірювання моменту надходження ДЗМ-сигналів.....	51
4.1 Похибка вимірювання моменту надходження сигналу \sin ДЗМС	

(1,1)	51
4.2 Похибка вимірювання моменту надходження сигналу КДЗМС (6,1,1/11)	58
4.3 Уточнення виразу для теоретичної оцінки дисперсії моменту надходження сигналу.....	61
4.4 Перевірка гіпотези про нормальність розподілу оцінки моменту надходження сигналу.....	64
Висновки	68
Перелік джерел посилань	70

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

АДЗМС	–	альтернативний ДЗМ-сигнал
АКФ	–	автокореляційна функція
АМ	–	амплітудна модуляція
ГНСС	–	глобальна навігаційна супутникова система
ДЗМ	–	двійково-зсунута модуляція
ММШП	–	мультиплексований меандровий шумоподібний сигнал
МПВП	–	меандрова псевдовипадкова послідовність
МПК	–	меандрове підносійне коливання
МШПС	–	меандровий шумоподібний сигнал
НКА	–	навігаційний космічний апарат
НЧ	–	низькочастотний
ПВП	–	псевдовипадкова послідовність
СКП	–	середньоквадратична похибка
ФМС	–	фазоманіпульовані сигнали

ВСТУП

Глобальні навігаційні супутникові системи (ГНСС) створюються, виходячи з визначених вимог, що відповідають їхньому прямому призначенню – розв’язанню навігаційної задачі. За цього, під навігаційною задачею розуміють перебування координат (x, y, z) споживача (навігаційного об’єкта), що складають вектора його швидкості (V_x, V_y, V_z), а також виправлення $\Delta\tau_{au}$ до шкали часу споживача відносно шкали часу ГНСС.

Навігаційний космічний апарат (НКА) кожної з наявних ГНСС передає на навігаційний об’єкт складні фазоманіпульовані сигнали (ФМС). Розв’язання навігаційної задачі засновано на точному визначенні часу затримки даного сигналу в місці прийому, а точність розв’язання прямо залежить від виду використаних сигналів, зокрема від їхній автокореляційних властивостей.

Дані сигнали формуються на основі псевдовипадкових послідовностей (ПВП) дальномірного коду, що володіють гарними автокореляційними властивостями. Так, у системі GPS використовується кодовий поділ сигналів (CDMA) різних НКА, тому кожному НКА ставиться у відповідність свій вид ПВП (за цього, використовуються коди Голда). У ГНСС ГЛОНАСС використовується частотний поділ сигналів, причому вид ПВП для кожного НКА однаковий і є M -послідовністю.

Властивості переданих сигналів визначаються не тільки видом використовуваних послідовностей, але і кількістю градацій фази зформованого сигналу. Так, останнім часом знаходять застосування шумоподібні сигнали нового класу – меандрові шумоподібні сигнали (МШПС) або двійково-зсунуті модульовані сигнали (ДЗМ-сигнали або Binary Offset Carrier Modulated Signals) [1, 2].

Використання таких сигналів має на меті підвищення ефективності

розв'язання навігаційних задач за рахунок зменшення похибки у визначенні часу моменту надходження сигналу.

На жаль, у літературі, присвяченій аналізу сигналів даного типу (наприклад, [3, 4]), відсутня інформація про досяжну точність розв'язання навігаційної задачі. У цій роботі оцінюється похибка у визначенні часу надходження ДЗМ-сигналів у порівнянні із сигналами наявних ГНСС.

1 СИГНАЛИ СУЧАСНИХ ГНСС

1.1 Сигнали традиційних ГНСС

Навігаційне повідомлення для кожного НКА є послідовністю періодично повторюваних складних дворівневих фазоманіпульованих сигналів (ФМС).

За цього, початкова фаза сигналу у кожному періоді повторення змінюється на 180° чи 0° відповідно до переданого двійкового навігаційного повідомлення.

Сигнал формується на основі псевдовипадкової послідовності (ПВП) дальномірного коду. За цього, в системі GPS використовується кодовий поділ сигналів (CDMA), тому кожному НКА ставиться у відповідність свій вид ПВП (1023-бітові коди Голда) тривалістю 1 мс. У ГНСС ГЛОНАСС використовується частотний поділ сигналів, так що вид ПВП для кожного НКА – однаковий і є M-послідовністю (511-бітова послідовність) тривалістю 1 мс.

У загальному випадку, структуру навігаційного сигналу ГНСС можна навести у вигляді рисунку 1.1: передане (зі швидкістю $1/T_b$) навігаційне повідомлення $u(t)$ (рис.1.1, а)); ФМС $s(t)$, що періодично передаються (з періодом $T_{ПВП}$ й умовно зображені на рисунку 1.1, б)); комплексна обвідна ФМС (рис. 1.1, в)).

У традиційних ФМС, що застосовуються у системах ГЛОНАСС і не модернізованої GPS, кожен елемент (+1 чи -1) N-елементної псевдовипадкової послідовності $F_{ПВП}(t)$ дальномірного коду зображено на рисунку 1.1, в) одиночним прямокутним імпульсом тривалістю τ_0 (відповідно, додатньої чи від'ємної полярності).

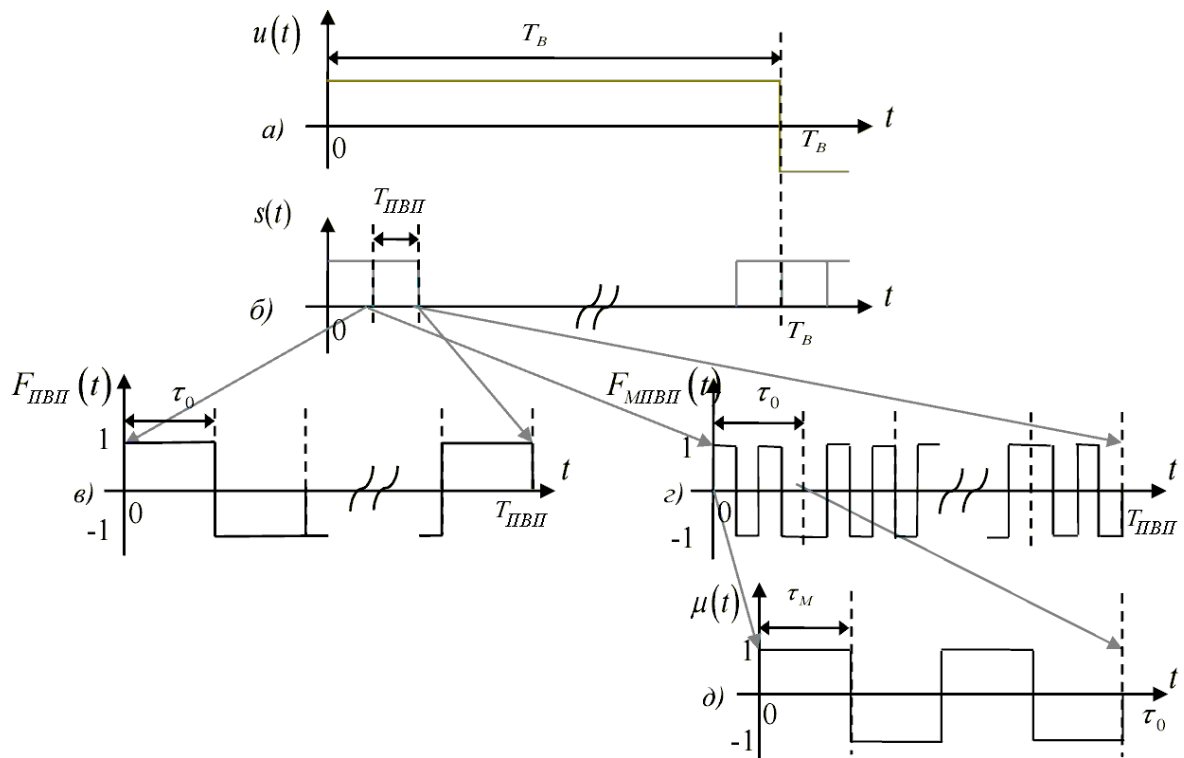


Рисунок 1.1 – Структурна схема формування навігаційного сигналу ГНСС

1.2 Сигнали з МШПС-модуляцією

У модернізованій системі GPS (НКА типу GPS III), системі Galileo, а також у розроблювальній регіональній китайській навігаційній системі Compass знаходять застосування шумоподібні сигнали нового класу – меандрові шумоподібні сигнали (МШПС) або двійково-зсунуті модульовані сигнали (ДЗМ-сигнали або Binary Offset Carrier Modulated Signals) [1, 2]. Обговорюється також застосування таких сигналів у наступному поколінні системи ГЛОНАСС [3].

Важливою перевагою ГНСС, у якій передбачається використання ДЗМ-сигналів, вважається потенційно більш високі завадостійкість відносно вузькосмугової завади і точність визначення координат, тобто підвищується ефективність розв'язання навігаційних задач. За цього, зазначене підвищення

ефективності пов'язане, насамперед, з розширенням смуги робочих частот, збільшенням бази застосованих сигналів, а також зміною виду самого спектра сигналу [4].

Розглянемо формування ДЗМ-сигналів на основі тієї ж псевдовипадкової послідовності $F_{\text{ПВП}}(t)$ (рис. 1.1, в)). Такий підхід дозволить виявити зміни кореляційних і спектральних властивостей сигналів, пов'язаних саме з особливостями ДЗМС-модуляції. У той же час, у нових поколіннях ГНСС чисельні значення параметрів N , τ_0 вихідної ПВП можуть відрізнитися від аналогічних параметрів сигналів у традиційних версіях ГНСС.

За формування ДЗМ-сигналів найпростішого типу (sin-ДЗМС й cos-ДЗМС) кожен елемент (+1 чи -1) ПВП $F_{\text{ПВП}}(t)$ дальномірного коду замінюється відрізком ($\mu(t)$ чи $-\mu(t)$, відповідно) меандрового коливання з періодом $T_M = 2 \cdot \tau_M$ (sin-ДЗМС на рисунку 1.1 г), д)), тобто здійснюється меандрова модуляція елемента вихідної ПВП.

Таким чином, так само як і сигнали в ГНСС ГЛОНАСС і не модернізованої GPS, ДЗМ-сигнали є складними ФМС, побудованими на основі ПВП, але іншого типу – меандрові ПВП (МПВП) $F_{\text{ДЗМС}}(t)$ з тривалістю τ_M елемента, меншої за тривалість τ_0 елемента вихідної ПВП. Внаслідок цього відбувається зменшення тривалості основного піка автокореляційної функції (АКФ) сформованого ФМС, що, у свою чергу, призводить до підвищення точності спостереження за послідовністю дальномірного коду і, як наслідок, – підвищенню точності визначення координат у системі. На жаль, одночасно з цим відбувається збільшення рівнів і кількості бічних пелюсток АКФ, що ускладнює розв'язання задачі пошуку максимуму АКФ [3]. Комплексна обвідна $F_{\text{ПВП}}(t)$ ФМС, побудованого на основі одного періоду ПВП, має вигляд (рис. 1.1, в)):

$$F_{\text{ПВП}}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cdot \text{rect}(t - k \cdot \tau_0), 0 \leq t \leq T_{\text{ПВП}}, \quad (1.1)$$

де N – кількість елементів ПВП;

$T_{\text{ПВП}} = N \cdot \tau_0$ – тривалість ФМС (період повторення ПВП);

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq \tau_0 \\ 0, & t < 0 \text{ і } t > \tau_0 \end{cases}.$$

Величини a_k набувають значення $+1$ чи -1 відповідно до виду ПВП.

Розглянемо комплексну обвідну $F_{\text{ДЗМС}}(t)$ найпростішого ДЗМ-сигналу, побудованого на основі МПВП. Така комплексна обвідна є результатом меандрової модуляції, що полягає в перемножуванні комплексної обвідної $F_{\text{ПВП}}(t)$ й коливання $r(t)$ виду:

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \mu(t - k \cdot \tau_0), \quad (1.2)$$

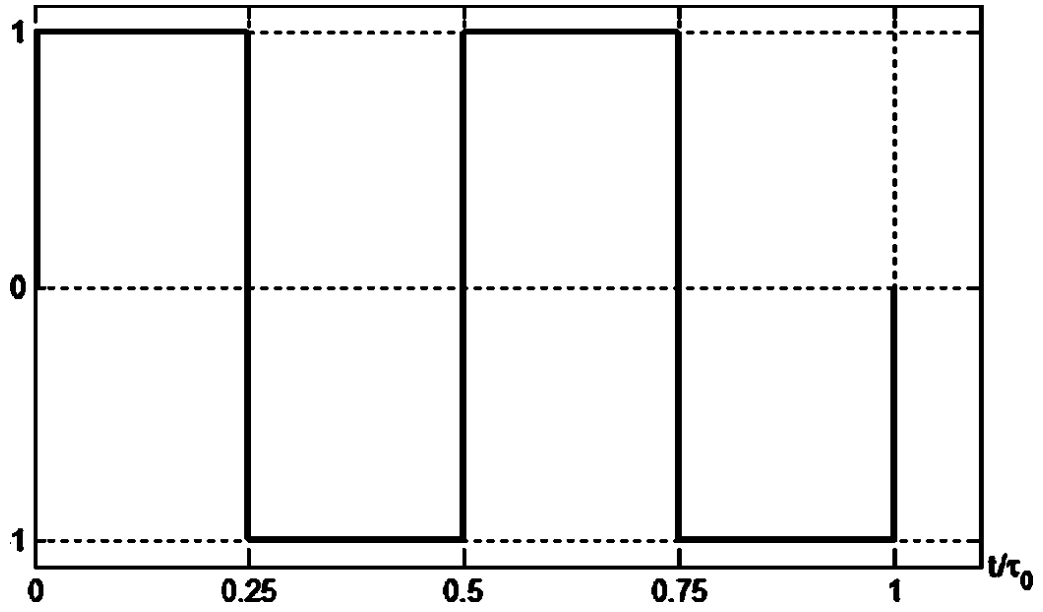
де $\mu(t)$ – відрізок ($0 \leq t < \tau_0$) меандрового коливання, що має одну з двох можливих форм:

$$\mu_{\text{SIN}}(t) = \text{sign}(\sin[2 \cdot \pi \cdot f_M \cdot t]),$$

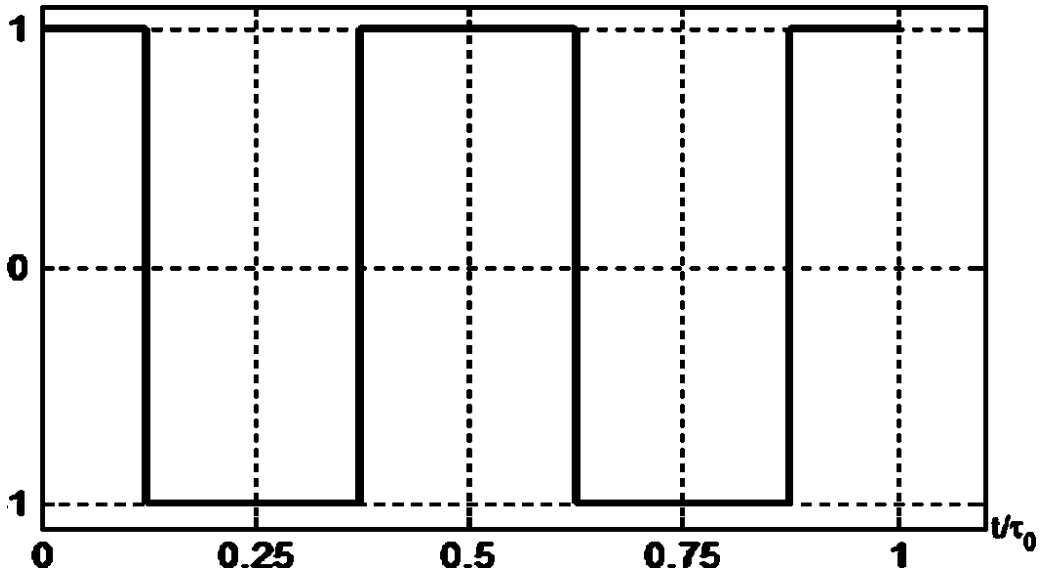
$$\mu_{\text{COS}}(t) = \text{sign}(\cos[2 \cdot \pi \cdot f_M \cdot t]), \quad (1.3)$$

f – частота меандрового коливання.

Функції $\mu_{\text{SIN}}(t)$ й $\mu_{\text{COS}}(t)$, що є відрізками, відповідно, \sin - (рис.1.1, д) й \cos -меандрових коливань, наведено на рисунку 1.2.



а)



б)

а – вид $\mu(t)$ для сигналів \sin -ДЗМС;

б – вид $\mu(t)$ для сигналів \cos -ДЗМС.

Рисунок 1.2 – Вид $\mu(t)$ для сигналів \sin -ДЗМС та \cos -ДЗМС за $\tau_0=4 \cdot \tau_M$

Тоді комплексна обвідна $F_{\text{ДЗМС}}(t)$ (рис. 1.1, г):

$$F_{\text{МШПС}}(t) = F_{\text{ПВП}}(t) \cdot r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cdot \mu(t - k \cdot \tau_0) \cdot \text{rect}(t - k \cdot \tau_0). \quad (1.4)$$

Для опису певного вигляду ДЗМС застосовується позначення ДЗМС($f_{\text{МПВП}}$, $f_{\text{ПВП}}$), що визначає параметри меандрової модуляції, де $f_{\text{МПВП}} = 1/(2 \cdot \tau_M)$, $f_{\text{ПВП}} = 1/\tau_0$. Оскільки розглянуті частоти звичайно кратні деякій опорній синхрочастоті $f_{\text{оп}}$ (зокрема, для систем GPS і Galileo $f_{\text{оп}} = 1.023$ МГц), використовується також і інша форма запису, а саме ДЗМС(α , β), де $\alpha = f_{\text{МПВП}}/f_{\text{оп}}$, $\beta = f_{\text{ПВП}}/f_{\text{оп}}$. Зокрема, у випадку рівності $\alpha = \beta$ такий тип модуляції є модуляцією манчестерським кодом.

З огляду на (3), класифікація [1] ДЗМ-сигналів здійснюється відповідно до виду меандрової модуляції, і відповідні сигнали позначаються як sin-ДЗМС й cos-ДЗМС. За цього, можливі різні ступені кратності ξ тривалості τ_M половини періоду меандрового коливання і тривалості τ_0 символу ПВП:

$$\xi = \tau_0/\tau_M = 2 \cdot f_{\text{МПВП}}/f_{\text{ПВП}} = 2 \cdot \alpha/\beta. \quad (1.5)$$

Також відомі [12] і більш складні форми меандрових сигналів – МДЗМС й АДЗМС.

1.3 Мультиплексовані ДЗМС сигнали

Мультиплексовані ДЗМС (МДЗМ-сигнали) – це мультиплексування двох типів найпростіших ДЗМ-сигналів ДЗМС(β , β)□ й ДЗМС(α , β)□, що передаються або одночасно (КДЗМС), або з поділом у часі (ЧДЗМС). Результуючий сигнал має позначення МДЗМС(α , β , γ).

За цього, енергетичний внесок кожної з цих складових до енергії

МДЗМ-сигналу визначається виразом:

$$E_{\text{МДЗМ}} = (1-\gamma) \cdot E_{\text{ДЗМС}(\beta, \beta)} + \gamma \cdot E_{\text{ДЗМС}(\alpha, \beta)}, \quad (1.6)$$

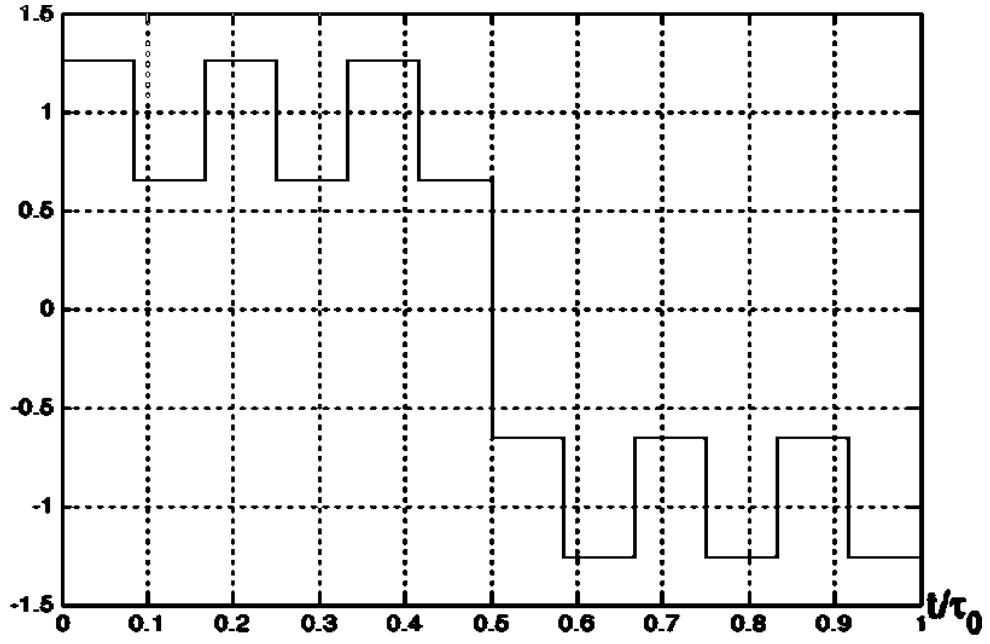
де $E_{\text{ДЗМС}(\alpha, \beta)}$ й $E_{\text{ДЗМС}(\beta, \beta)}$ – енергія сигналів ДЗМС(α, β) й ДЗМС(β, β), відповідно.

Оскільки в сучасних ГНСС набули застосування КДЗМ-сигнали, то далі буде розглянутий саме цей вид модуляції.

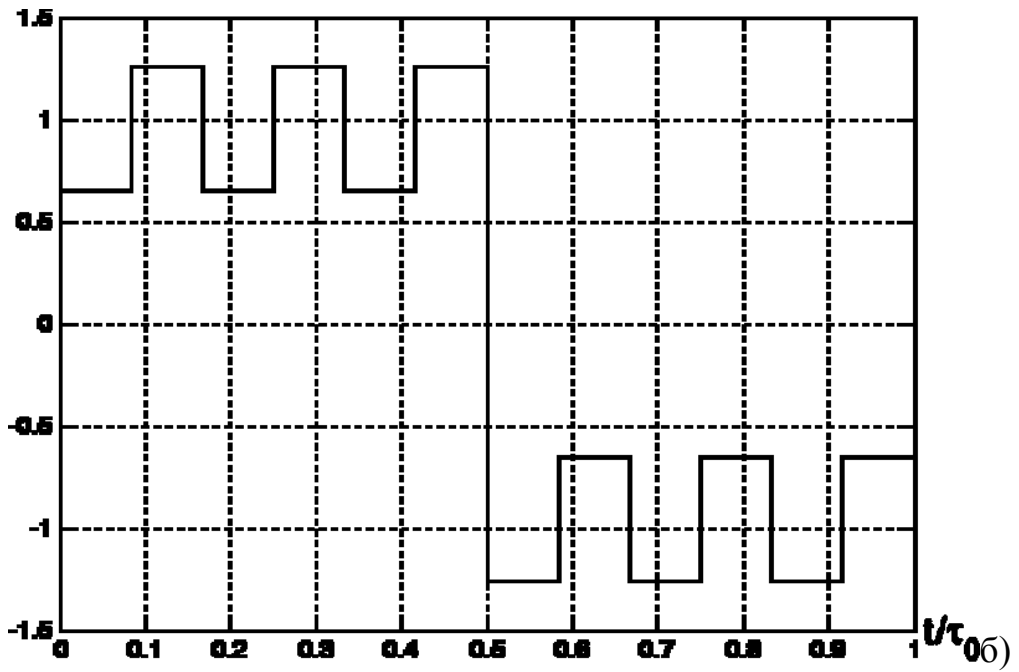
Аналогічно формуванню комплексної обвідної найпростіших ДЗМ-сигналів, у випадку КДЗМ-сигналів кожен елемент ПВП замінюється деяким відрізком $\mu_{\text{КДЗМС}}(t)$. Даний елемент є зваженою сумою двох відрізків меандрового коливання різних видів $\mu_1(t)$ й $\mu_2(t)$, що відповідають ДЗМС(β, β) й ДЗМС(α, β). Вираз для елемента $\mu_{\text{КДЗМС}}(t)$ може мати один із двох видів (рис. 1.3 – кожен із двох елементів використовується за побудови сигналів реальних ГНСС):

$$\begin{aligned} \mu_{\text{КДЗМС}+}(t) &= (1-\gamma)^{1/2} \cdot \mu_1(t) + \gamma^{1/2} \cdot \mu_2(t), \\ \mu_{\text{КДЗМС}-}(t) &= (1-\gamma)^{1/2} \cdot \mu_1(t) - \gamma^{1/2} \cdot \mu_2(t). \end{aligned} \quad (1.7)$$

Елементи $\mu_{\text{КДЗМС}+}$ й $\mu_{\text{КДЗМС}-}$ називають взаємними.



а)



б)

а – вид елементів $\mu_{\text{КДЗМС}+}$;б – вид елементів $\mu_{\text{КДЗМС}-}$.Рисунок 1.3 – Вид елементів $\mu_{\text{КДЗМС}+}$ та $\mu_{\text{КДЗМС}-}$ для КДЗМС (6, 1, 1/11)

Комплексна обвідна $F_{\text{КДЗМС}}(t)$ має вигляд:

$$F_{\text{КДЗМС}(\pm)}(t) = (1-\gamma)^{1/2} \cdot F_{\text{ДЗМС}(\beta, \beta)}(t) \pm \gamma^{1/2} \cdot F_{\text{ДЗМС}(\alpha, \beta)}(t). \quad (1.8)$$

На жаль, використання сигналів такого виду приводить до появи паразитної амплітудної модуляції (АМ).

Відомо [13], що відносно вузькосмуговий сигнал можна подати у вигляді суми двох квадратурних складових, за цього, кожна з цих квадратурних складових однозначно визначатиметься комплексною обвідною сигналу. Оскільки комплексні обвідні сигналів, розглянутих вище, становлять дійсні функції, то одна з квадратурних складових виявляється незайнятою переданим навігаційним повідомленням.

Це використовується для розв'язання проблеми паразитної АМ шляхом створення додаткового сигналу – пілот-сигналу. Даний сигнал є складним ФМС, що передається на вільній квадратурній складовій, а також без модуляції переданим двійковим навігаційним повідомленням.

Сигнал, що складається з навігаційного і пілот-сигналу, називають повним МДЗМ-сигналом. За формування повного МДЗМ-сигналу використовуються взаємні нормовані елементи $\mu_{\text{КДЗМС}}$: $\mu_{\text{КДЗМС}+}(t)/2^{1/2}$ й $\mu_{\text{КДЗМС}-}(t)/2^{1/2}$, які забезпечують сталість обвідної елемента тривалістю τ_0 повного МДЗМ-сигналу.

Використання пілот-сигналу істотно спрощує роботу пристроїв синхронізації, дозволяючи здійснити когерентне виявлення без необхідності демодуляції переданого навігаційного повідомлення. На жаль, подібне використання за передавання сигналів другої квадратурної складової дозволяє передавати тільки один навігаційний сигнал на відміну від традиційних ГНСС, де друга квадратурна складова виділяється для передавання другого навігаційного сигналу (на основі високоточного коду).

1.4 АДЗМ-сигнали

Основною метою розробки альтернативних ДЗМ-сигналів (АДЗМС) сигналів даного типу було прагнення передавати на одній носійній кількох навігаційних повідомлень за збереження всіх переваг повних КДЗМ-сигналів. Ідея побудови АДЗМ-сигналів полягає у формуванні його комплексної обвідної у виді суми комплексних обвідних двох повних КДЗМ-сигналів, причому спектри комплексних обвідних одного й іншого сигналів зсунені до області, відповідно, додатній й від'ємних частот, забезпечуючи малий рівень їхнього перекриття. Наприклад, для сигналу АДЗМС за смуги частот комплексної обвідної 2 МГц здійснюється зсув спектрів на величину, рівну, приблизно, 1 МГц відносно нульової частоти. Таке перенесення спектра досягається за рахунок використання комплексного чи комплексно-сполученого з ним меандрового підносійного коливання (МПК).

Сигнали даного виду знайшли своє застосування в ГНСС GALILEO. Прийнята схема формування АДЗМ-сигналів є предметом великого числа дискусій у плані доцільності використання даного виду сигналів і ефективності займаного частотного діапазону [14].

Аналогічно випадковій ДЗМС-модуляції, кожен сигнал модулюється власним меандровим підносійним коливанням $r_{\text{АДЗМ}_H}(t)$ або $r_{\text{АДЗМ}_B}(t)$ (нижнє й верхнє меандрові підносійні коливання), що і проводять поділ даних сигналів на знижену й підвищену частоти, відповідно. Меандрові коливання $r_{\text{АДЗМ}_H}(t)$ й $r_{\text{АДЗМ}_B}(t)$ складаються з відрізків меандрових коливань $\mu_{\text{АДЗМ}_H}(t)$ й $\mu_{\text{АДЗМ}_B}(t)$, відповідно. Для випадку найпростіших ДЗМ-сигналів, дані відрізки мають вигляд:

$$\mu_{\text{АДЗМ}_H}(t) = \mu \cos(t) - j \cdot \mu \sin(t),$$

$$\mu_{\text{АДЗМ}_B}(t) = \mu \cos(t) + j \cdot \mu \sin(t), \quad (1.9)$$

де $\mu_{\cos}(t)$ й $\mu_{\sin}(t)$ визначено відповідно до виразу (1.3).

Сформований в такий спосіб повний АДЗМ-сигнал є чотирикомпонентним – два навігаційних повідомлення (відповідних навігаційним сигналам) і два пілот-сигнали.

На жаль, обвідна таких сигналів нестала в часі, тобто присутня паразитна АМ. Усунення АМ здійснюється за рахунок додавання ще чотирьох комбінаційних компонентів до сформованого повного чотирикомпонентного АДЗМ-сигналу. За цього, вдається зберегти всі переваги спектральних характеристик АДЗМ-сигналу за рахунок 15%-втрати потужності, яка відводиться на зазначені комбінаційні компоненти. Згідно інтерфейсному контрольному документу ГНСС GALILEO [2], реалізація передачі такого сигналу передбачена в частотному діапазоні E5. За цього, сам діапазон поділяється на дві частини (E5a й E5b), у кожній з яких передаються навігаційний сигнал і відповідний пілот-сигнал.

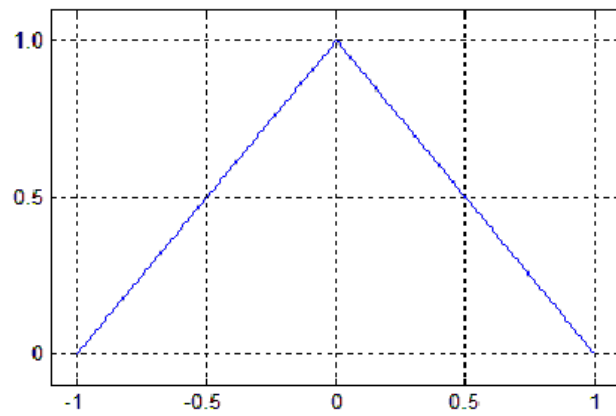
1.5 Функція автокореляції й енергетичний спектр одиночного елемента ДЗМ-сигналів

1.5.1 Елементи найпростіших \sin ДЗМ-сигналів

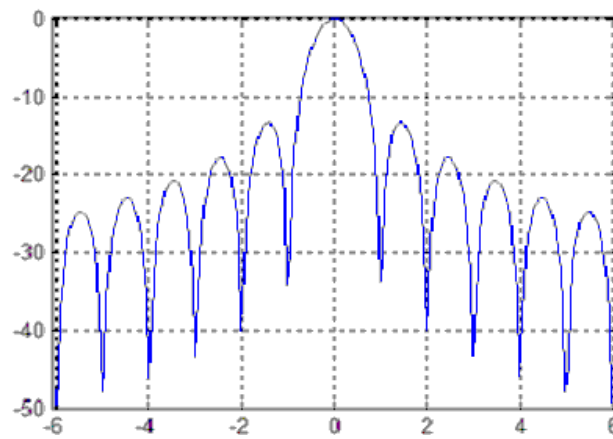
Розглянемо функцію автокореляції $\rho_{\mu}(\tau)$ й енергетичний спектр $S(\omega)$ відрізка меандрового коливання $\mu(t)$. Як буде показано далі, дані функції входять до виразу, що описують функції автокореляції й енергетичного спектра сигналів ГНСС (рис. 1.4).

За $\xi = 0$ маємо вироджений випадок, коли $F_{МПВП}(t) = F_{ПВП}(t)$:

$$\rho_{\mu}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{\tau_c}, & |\tau| \leq \tau_c \\ 0, & |\tau| > \tau_c, \end{cases} \quad S_1(\omega) = \tau_c \cdot \frac{\sin^2\left(\frac{\omega\tau_c}{2}\right)}{\left(\frac{\omega\tau_c}{2}\right)^2} \quad (1.10)$$



а)



б)

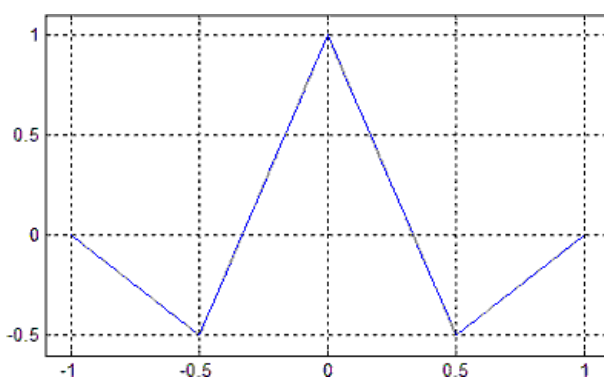
а – функція автокореляції;

б – спектр.

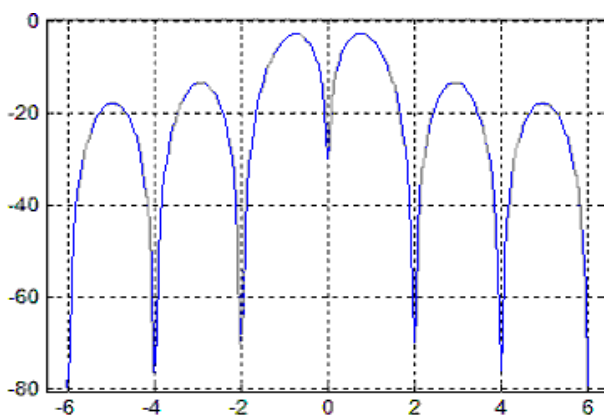
Рисунок 1.4 – Функція автокореляції та її спектр

За $\xi = 2$ й сигналу типу \sin ДЗМС (1,1) (рис. 1.5):

$$\rho_{\mu_2}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{3 \cdot |\tau|}{\tau_C}, & |\tau| \leq \tau_M \\ \frac{|\tau|}{\tau_C} - 1, & \tau_M < |\tau| \leq \tau_C \\ 0, & |\tau| > \tau_C \end{cases}, \quad S_2(\omega) = \tau_C \cdot \frac{\sin^4\left(\frac{\omega\tau_M}{2}\right)}{\left(\frac{\omega\tau_M}{2}\right)^2} \quad (1.11)$$



а)



б)

а – функція автокореляції;

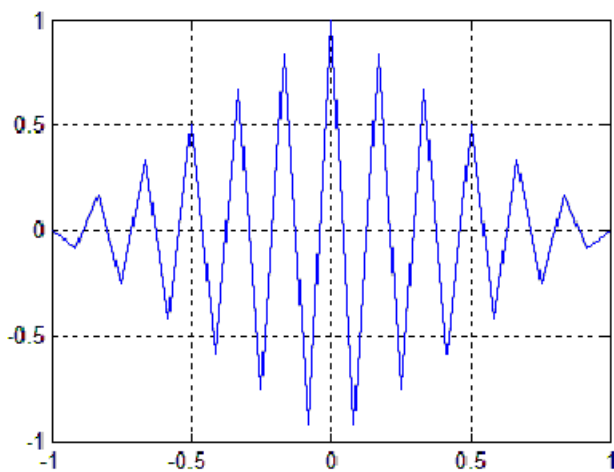
б – спектр.

Рисунок 1.5 – Функція автокореляції та її спектр сигналу \sin ДЗМС (1,1)

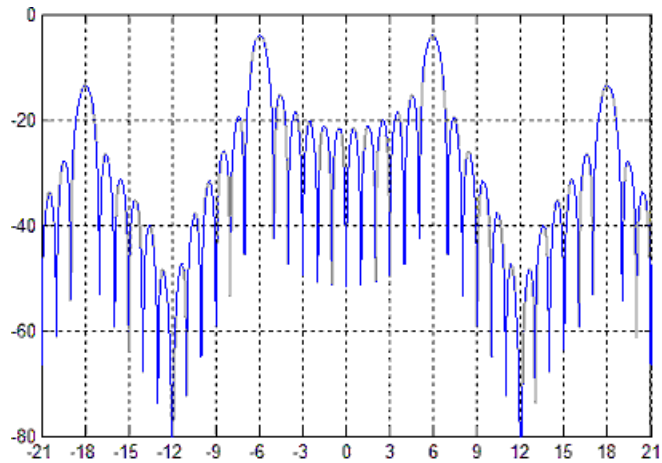
За $\xi=12$ й сигналу типу \sin ДЗМС (6,1) (рис. 1.6):

$$\rho_{\mu 6}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{11 \cdot |\tau|}{\tau_C}, & |\tau| \leq \tau_M \\ \frac{9 \cdot |\tau|}{\tau_C} - \frac{14}{6}, & \tau_M < |\tau| \leq 2\tau_M \\ 3 - \frac{7 \cdot |\tau|}{\tau_C}, & 2\tau_M < |\tau| \leq 3\tau_M \\ \frac{5 \cdot |\tau|}{\tau_C} - 3, & 3\tau_M < |\tau| \leq 4\tau_M \\ \frac{14}{6} - \frac{3 \cdot |\tau|}{\tau_C}, & 4\tau_M < |\tau| \leq 5\tau_M \\ \frac{|\tau|}{\tau_C} - 1, & 5\tau_M < |\tau| \leq \tau_C \end{cases}$$

$$S_6(\omega) = \frac{2}{3\omega^2 \tau_M} \sin^2(6\omega\tau_M) \operatorname{tg}^2\left(\frac{\omega\tau_M}{2}\right) \quad (1.12)$$



a)



б)

а – функція автокореляції;

б – спектр.

Рисунок 1.6 – Функція автокореляції та її спектр сигналу \sin ДЗМС (6,1)

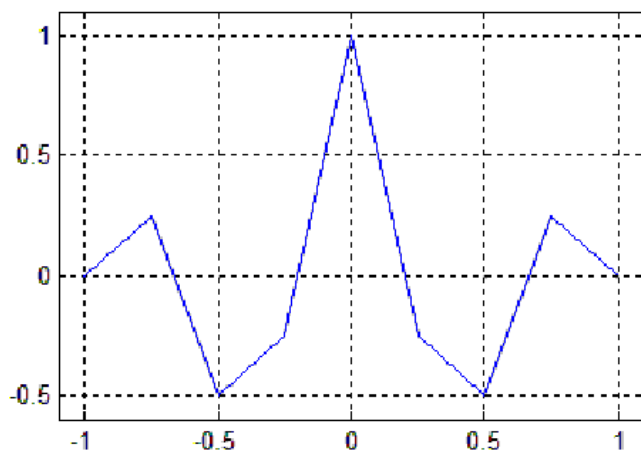
Як можна побачити з рисунків 1.4..1.6, кореляційна функція $\rho_{\mu}(\tau)$ одиночного елемента має $2 \cdot (\xi - 1)$ бічних пелюсток, а тангенс кута нахилу основної пелюстки дорівнює $1 / ((2 \cdot \xi - 1) \cdot \tau_0)$.

1.5.2 Елементи найпростіших \cos ДЗМ-сигналів

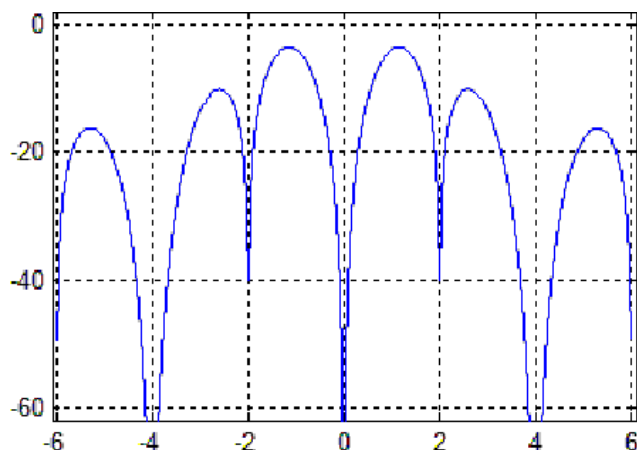
За $\xi = 2$ й сигналу типу \cos ДЗМС (1,1) (рис. 1.7):

$$\rho_{\mu_2}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{5 \cdot |\tau|}{\tau_c}, & |\tau| \leq \tau_M/2 \\ -\frac{|\tau|}{\tau_c}, & \tau_M/2 < |\tau| \leq \tau_M \\ -2 + \frac{3 \cdot |\tau|}{\tau_c}, & \tau_M < |\tau| \leq 3\tau_M/2 \\ 1 - \frac{|\tau|}{\tau_c}, & 3\tau_M/2 < |\tau| \leq \tau_c \\ 0, & |\tau| > \tau_c \end{cases}$$

$$S_2(\omega) = \frac{1}{2\tau_M} \cdot \left[\frac{4 \sin^2\left(\frac{\omega\tau_M}{4}\right) \sin(\omega\tau_M)}{\omega \cdot \cos\left(\frac{\omega\tau_M}{2}\right)} \right]^2 \quad (1.13)$$



a)



б)

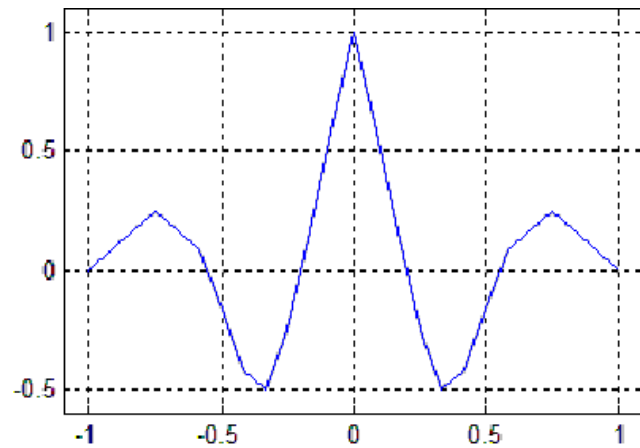
а – функція автокореляції;

б – спектр.

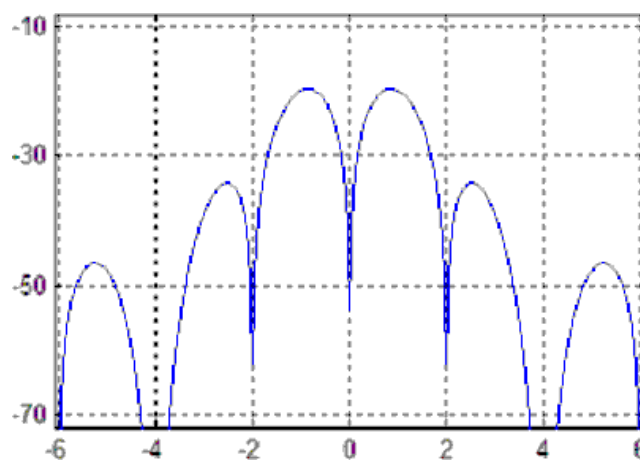
Рисунок 1.7 – Функція автокореляції та її спектр сигналу \cos ДЗМС (1,1)За $\xi=3$ й сигналу типу \cos ДЗМС (3,2) (рис. 1.8):

$$\rho_{\mu B}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{7 \cdot |\tau|}{\tau_c}, & |\tau| \leq \tau_M/2 \\ \frac{1}{3} - \frac{3 \cdot |\tau|}{\tau_c}, & \tau_M/2 < |\tau| \leq \tau_M \\ -\frac{7}{3} + \frac{5 \cdot |\tau|}{\tau_c}, & \tau_M < |\tau| \leq 3\tau_M/2 \\ -\frac{1}{3} + \frac{|\tau|}{\tau_c}, & 3\tau_M/2 < |\tau| \leq 2\tau_M \\ \frac{7}{3} - \frac{3 \cdot |\tau|}{\tau_c}, & 2\tau_M < |\tau| \leq 5\tau_M/2 \\ -1 + \frac{|\tau|}{\tau_c}, & 5\tau_M/2 < |\tau| \leq \tau_c \\ 0, & |\tau| > \tau_c \end{cases}$$

$$S_3(\omega) = \frac{1}{3\tau_M} \left[\frac{4 \sin^2\left(\frac{\omega\tau_M}{4}\right) \sin\left(\frac{3\omega\tau_M}{2}\right)}{\omega \cdot \cos\left(\frac{\omega\tau_M}{2}\right)} \right]^2 \quad (1.14)$$



а)



б)

а – функція автокореляції;

б – спектр.

Рисунок 1.8 – Функція автокореляції та її спектр сигналу \sin ДЗМС (3,2)

Особливістю АКФ даних сигналів є наявність $2 \cdot \xi$ бічних пелюсток, тангенс кута нахилу основної пелюстки дорівнює $1/((2 \cdot \xi + 1) \cdot T_{\text{ПВП}})$. Окрім того, відбувається додаткове розширення спектра відносно сигналів \sin ДЗМС (α, β) з тим же ступенем кратності ξ .

1.5.3 Елементи АДЗМ-сигналу

Спектральна щільність одиночного елемента АДЗМ-сигналу є перетворенням Фур'є даного елемента. З огляду на вираз (1.9) можна отримати:

$$[S_{\mu}(\omega)]_{\text{АДЗМС_Н}} = \int [\mu_{\text{COS}}(t) - j \cdot \mu_{\text{SIN}}(t)] \cdot \exp(-j \cdot \omega \cdot t) = S_{\text{COS}}(\omega) - j \cdot S_{\text{SIN}}(\omega),$$

$$[S_{\mu}(\omega)]_{\text{АДЗМС_В}} = \int [\mu_{\text{COS}}(t) + j \cdot \mu_{\text{SIN}}(t)] \cdot \exp(-j \cdot \omega \cdot t) = S_{\text{COS}}(\omega) + j \cdot S_{\text{SIN}}(\omega), \quad (1.13)$$

За довільного значення коефіцієнта кратності ξ :

$$S_{\text{COS}}(\omega) = \begin{cases} \frac{4}{\omega} \frac{\sin^2\left(\frac{\omega}{4\xi f_c}\right) \sin\left(\frac{\omega}{2f_c}\right)}{\cos\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)} \cdot \exp\left(-\frac{j\omega}{2f_c}\right), & \xi - \text{парне} \\ j \frac{4}{\omega} \frac{\sin^2\left(\frac{\omega}{4\xi f_c}\right) \cos\left(\frac{\omega}{2f_c}\right)}{\cos\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)} \cdot \exp\left(-\frac{j\omega}{2f_c}\right), & \xi - \text{непарне} \end{cases}$$

$$S_{\text{SIN}}(\omega) = \begin{cases} j \frac{2}{\omega} \sin\left(\frac{\omega}{2f_c}\right) \text{tg}\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right) \cdot \exp\left(-\frac{j\omega}{2f_c}\right), & \xi - \text{парне} \\ \frac{2}{\omega} \cos\left(\frac{\omega}{2f_c}\right) \text{tg}\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right) \cdot \exp\left(-\frac{j\omega}{2f_c}\right), & \xi - \text{непарне} \end{cases}, \quad (1.14)$$

де $f_c = f_{\text{ПВП}}$ – частота проходження елементів ПВП.

Тоді, з урахуванням (1.16), вираз для спектральних щільностей (1.13) набуває вигляду:

$$\begin{aligned}
 [S_{\mu}(\omega)]_{\text{ДМШПС}_H} &= \begin{cases} -\frac{2}{\omega} \frac{\sin\left(\frac{\omega}{2f_c}\right)}{\cos\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)} \left[1 - \cos\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right) - \sin\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)\right] \cdot \exp\left(-\frac{j\omega}{2f_c}\right), \xi - \text{парне} \\ j \frac{2}{\omega} \frac{\cos\left(\frac{\omega}{2f_c}\right)}{\cos\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)} \left[1 - \cos\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right) - \sin\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)\right] \cdot \exp\left(-\frac{j\omega}{2f_c}\right), \xi - \text{непарне} \end{cases} \\
 [S_{\mu}(\omega)]_{\text{ДМШПС}_B} &= \begin{cases} -\frac{2}{\omega} \frac{\sin\left(\frac{\omega}{2f_c}\right)}{\cos\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)} \left[1 - \cos\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right) + \sin\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)\right] \cdot \exp\left(-\frac{j\omega}{2f_c}\right), \xi - \text{парне} \\ j \frac{2}{\omega} \frac{\cos\left(\frac{\omega}{2f_c}\right)}{\cos\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)} \left[1 - \cos\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right) + \sin\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)\right] \cdot \exp\left(-\frac{j\omega}{2f_c}\right), \xi - \text{непарне} \end{cases}
 \end{aligned}
 \tag{1.15}$$

Формули (1.15) є загальними і дозволяють обчислити спектральні щільності потужності одиночних елементів $\mu_{\text{АДЗМС}}(t)$ за різного ступеня кратності ξ .

Енергетичний спектр одиночного комплексного елемента $\mu(t)$ є перетворенням Фур'є від відповідної йому кореляційної функції. Також його можна обчислити на підставі виразів для спектральних щільностей відповідно до формули:

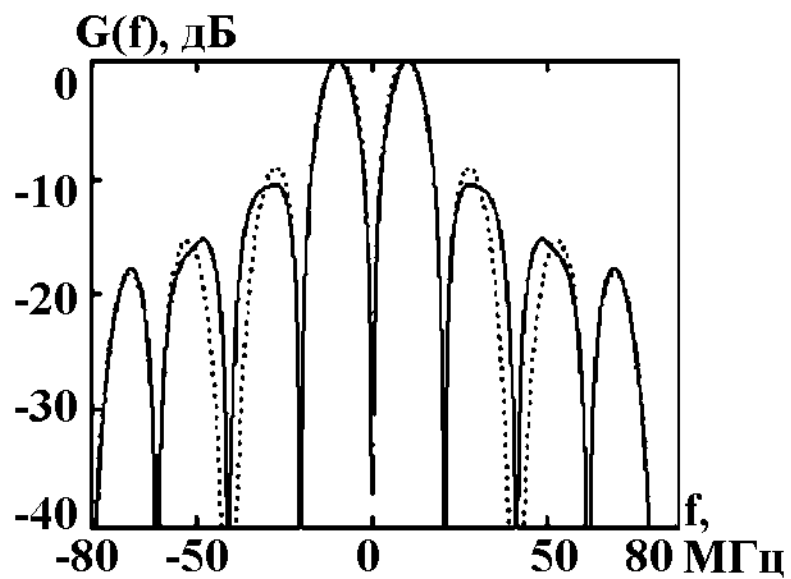
$$G_{\mu}(\omega) = \frac{1}{\tau_0} |S_{\mu}(\omega)|^2 = f_c [S_{\mu}(\omega) S_{\mu}^*(\omega)], \tag{1.16}$$

де $G_{\mu}(\omega)$ – нормований енергетичний спектр.

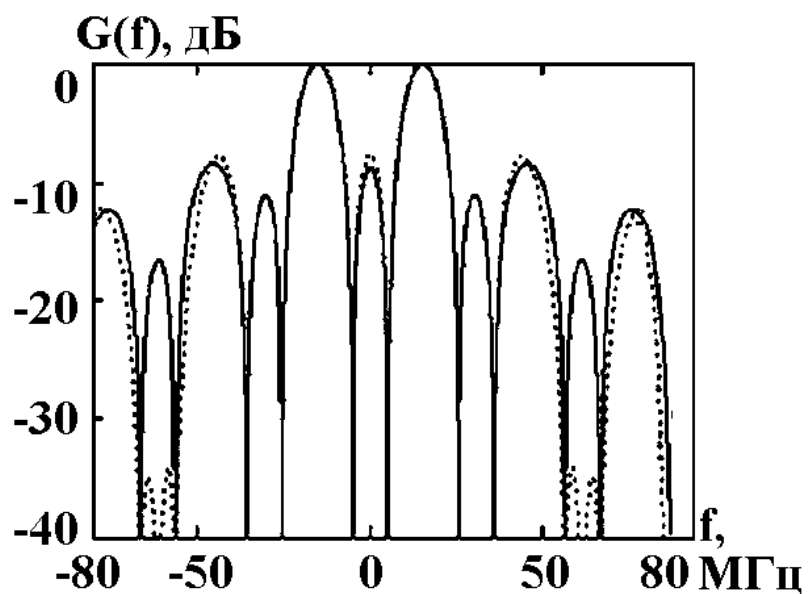
Тоді, з урахуванням виразів (1.15):

$$\begin{aligned}
 [S_{\mu}(\omega)]_{H.} &= \begin{cases} \frac{4}{f_c} \frac{\sin^2\left(\frac{\omega}{2f_c}\right) \sin^2\left(\frac{\omega}{4\xi f_c}\right)}{\left(\frac{\omega}{2f_c}\right)^2 \cos^2\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)} \left[1 - \sin\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)\right], \xi - \text{парне} \\ \frac{4}{f_c} \frac{\cos^2\left(\frac{\omega}{2f_c}\right) \sin^2\left(\frac{\omega}{4\xi f_c}\right)}{\left(\frac{\omega}{2f_c}\right)^2 \cos^2\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)} \left[1 - \sin\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)\right], \xi - \text{непарне} \end{cases} \\
 [S_{\mu}(\omega)]_{B.} &= \begin{cases} \frac{4}{f_c} \frac{\sin^2\left(\frac{\omega}{2f_c}\right) \sin^2\left(\frac{\omega}{4\xi f_c}\right)}{\left(\frac{\omega}{2f_c}\right)^2 \cos^2\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)} \left[1 + \sin\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)\right], \xi - \text{парне} \\ \frac{4}{f_c} \frac{\cos^2\left(\frac{\omega}{2f_c}\right) \sin^2\left(\frac{\omega}{4\xi f_c}\right)}{\left(\frac{\omega}{2f_c}\right)^2 \cos^2\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)} \left[1 + \sin\left(\frac{\omega}{2\xi f_c}\right)\right], \xi - \text{непарне} \end{cases}
 \end{aligned}
 \tag{1.17}$$

На рисунку 1.9 а), б наведено нормовані графіки спектральної щільності потужності для одиночного елемента АДЗМ-сигналів (АДЗМС(10, 10) й АДЗМС(15, 10), що застосовуються в реальній ГНСС (GALILEO) у випадку чотирьох- і восьмикомпонентних елементів.



а)



б)

——— - чотирикомпонентний; - - - - - восьмикомпонентний сигнал;

а – АДЗМС (10, 10);

б – АДЗМС (15, 10).

Рисунок 1.9 – Графіки нормованих енергетичних спектрів елементів
одиначних повних сигналів: АДЗМС (10, 10) та АДЗМС (15, 10)

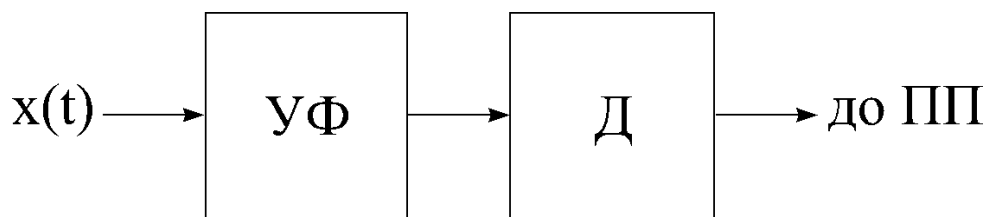
1.6 Оптимальний алгоритм оцінки моменту надходження сигналу

Вимірювання параметрів широкопasmового сигналу (часу затримки, частоти і фази) здійснюється одночасно з його виявленням. Тому задача виявлення і визначення моменту надходження сигналу є пов'язаними. Оскільки інформація про початкову фазу переданого сигналу є невідомою, то необхідно здійснювати некогерентну обробку сигналів. В такому випадку, алгоритм оптимальної некогерентної обробки зводиться до аналізу функції:

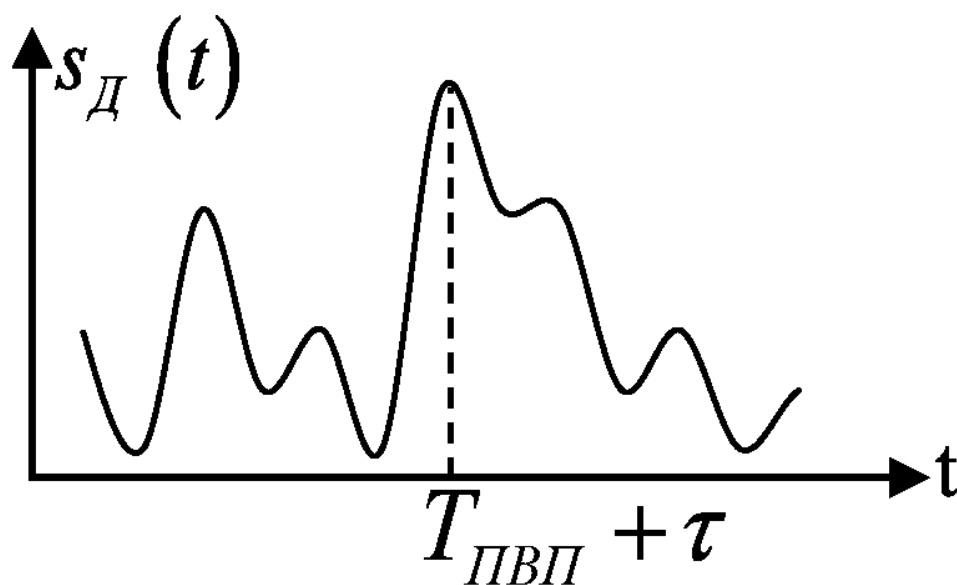
$$V(\tau) = \sqrt{\left(\int_{\tau}^{\tau+T_{ПВП}} x(t)s(t-\tau)dt \right)^2 + \left(\int_0^{T_{ПВП}} x(t)\hat{s}(t-\tau)dt \right)^2}, \quad (1.18)$$

де $s(t)$ – переданий дійсний сигнал;
 $\hat{s}(t)$ – перетворення Гільберта сигналу $s(t)$;
 $n(t)$ – аддитивний білий гаусівський шум;
 $x(t) = \mu \cdot s(t) + n(t)$ – сигнал на вході приймача.

Функція $V(\tau)$ є сигнал у момент часу $T_{ПВП} + \tau$ на виході амплітудного детектора, що стоїть після пристрою узгодженої фільтрації (рис. 1.10, а). Рішення про наявність сигналу і часу затримки визначається, виходячи зі значення максимуму даної функції і його положення у часі (рис. 1.10, б).



а)



б)

а – структурна схема пристрою оцінювання τ ;

б – сигнал на виході детектора.

Рисунок 1.10 – Структурна схема пристрою оцінювання τ та сигнал на виході детектора

Відомо [8], що потенційна точність оцінки моменту надходження сигналу визначається виразом:

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{2h^2\Omega^2}, \quad (1.19)$$

де σ_{τ}^2 – дисперсія оцінки моменту надходження сигналу;

E – енергія сигналу $s(t)$ на вході приймача;

$N_0/2$ – спектральна щільність потужності шуму $n(t)$;

$h^2 = E/N_0$;

$$\Omega = \sqrt{\frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \omega^2 |S(\omega)|^2 d\omega}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |S(\omega)|^2 d\omega}} \quad \text{– ефективна смуга частот, зайнята сигналом } s(t).$$

Таким чином, точність оцінки моменту надходження сигналу тим вище, чим більше величина h^2 й ширше ефективна смуга сигналу Ω . Оскільки вираз (1.19) отримано для максимально правдоподібних оцінок, що є асимптотично нормальними, то вигляд розподілу оцінки моменту надходження сигналу нормалізується лише за великих значень h^2

1.7 Мета й задачі роботи

На сьогодні відомо достатньо велику кількість видів модуляції, які використовуються або планується використовувати в сучасних глобальних навігаційних супутникових системах. За цього, основне призначення даних видів сигналу – це підвищення точності визначення часу надходження сигналу і, як наслідок, підвищенні точності розв’язання навігаційної задачі.

Розв’язання навігаційної задачі ґрунтується на визначенні часу затримки сигналу в місці прийому, а точність розв’язання прямо залежить від автокореляційних властивостей застосованого сигналу. На жаль, у літературі, присвяченої аналізу ДЗМ-сигналів, наприклад, [1, 9, 12], відсутня інформація про вигляд й властивості АКФ й енергетичного спектра і, в підсумку, досягну точність визначення часу затримки. Наявна лише інформація про АКФ й енергетичні спектри елементів сигналу, які використовуються за опису властивостей сигналів.

Також, можна знайти результати, отримані шляхом спостереження за

тестовими супутниками в певному дослідницькому центрі [10], але ця інформація є недостатньою, оскільки статистичні характеристики і потенційна точність визначення координат є потрібними не тільки в одному окремому випадку.

Тому метою даної роботи є оцінювання похибки у визначенні часу надходження різних видів ДЗМ-сигналів порівнянні до сигналів наявних ГНСС.

Для досягнення цієї мети, необхідно розв'язати наступні задачі:

- здійснити аналіз спектральних характеристик ДЗМ-сигналів;
- проаналізувати кореляційні характеристики ДЗМ-сигналів;
- побудувати моделі формування й обробки ДЗМ-сигналів;
- визначити статистичні характеристики оцінки моменту надходження сигналу на основі розробленої моделі.

2 АНАЛІЗ СПЕКТРАЛЬНИХ І КОРЕЛЯЦІЙНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ДЗМ-СИГНАЛІВ

2.1 Кореляційні властивості ДЗМ-сигналів різного типу

Комплексна обвідна $C_{\text{ФМС}}^{(0)}(\tau)$ автокореляційної функції одиночного складного ФМС, побудованого на основі МПВП, має вигляд:

$$C_{\text{ФМС}}^{(0)}(\tau) = \frac{1}{2E} \int_{-T_{\text{ПВП}}}^{T_{\text{ПВП}}} F_{\text{МПВП}}(t) \cdot F_{\text{МПВП}}^*(t-\tau) dt, \quad (2.1)$$

де $E = \frac{1}{2} \int_0^{T_{\text{ПВП}}} |F_{\text{МПВП}}(t)|^2 dt = NE_0$ – енергія сигналу;

E_0 – енергія елемента сигналу тривалістю τ_0 , що відповідає елементові ПВП.

Функцію $C_{\text{ФМС}}^{(0)}(\tau)$ можна знайти і через АКФ ПВП:

$$C_{\text{ФМС}}^{(0)}(\tau) = \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} \rho_{\mu}(\tau - n\tau_0) \rho_{\text{ПВП}}^{(0)}(n\tau_0)$$

$$\rho_{\text{ПВП}}^{(0)}(n\tau_0) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} a_{n+m} a_m, \quad (2.2)$$

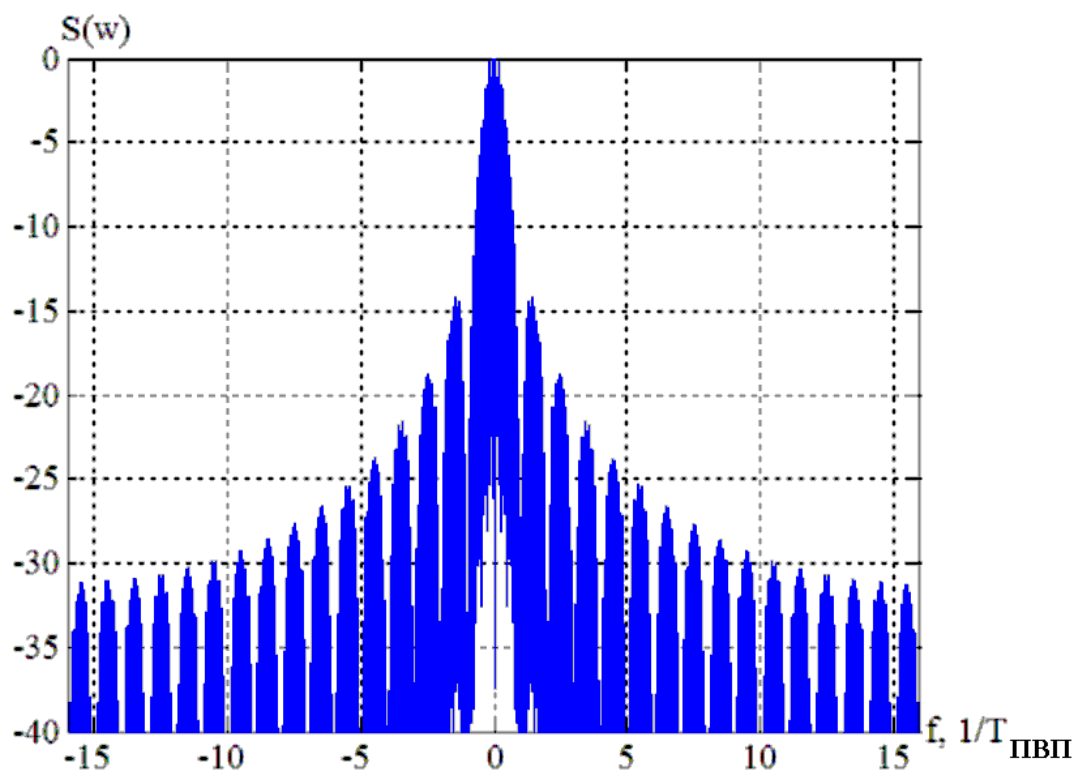
де $a_k = 0$ для $k < 0$ й $k > N-1$.

Таким чином, комплексна обвідна $C_{\text{ФМС}}^{(0)}(\tau)$ АКФ ДЗМ-сигналу цілком описується АКФ $\rho_{\mu}(\tau)$ відрізка меандрового коливання $\mu(t)$ тривалістю τ_0 й АКФ $\rho_{\text{ПВП}}^{(0)}(\tau)$ застосованої ПВП. Аналогічним чином, енергетичний спектр описується енергетичним спектром $S_{\mu}(\omega)$ відрізка $\mu(t)$ й енергетичним

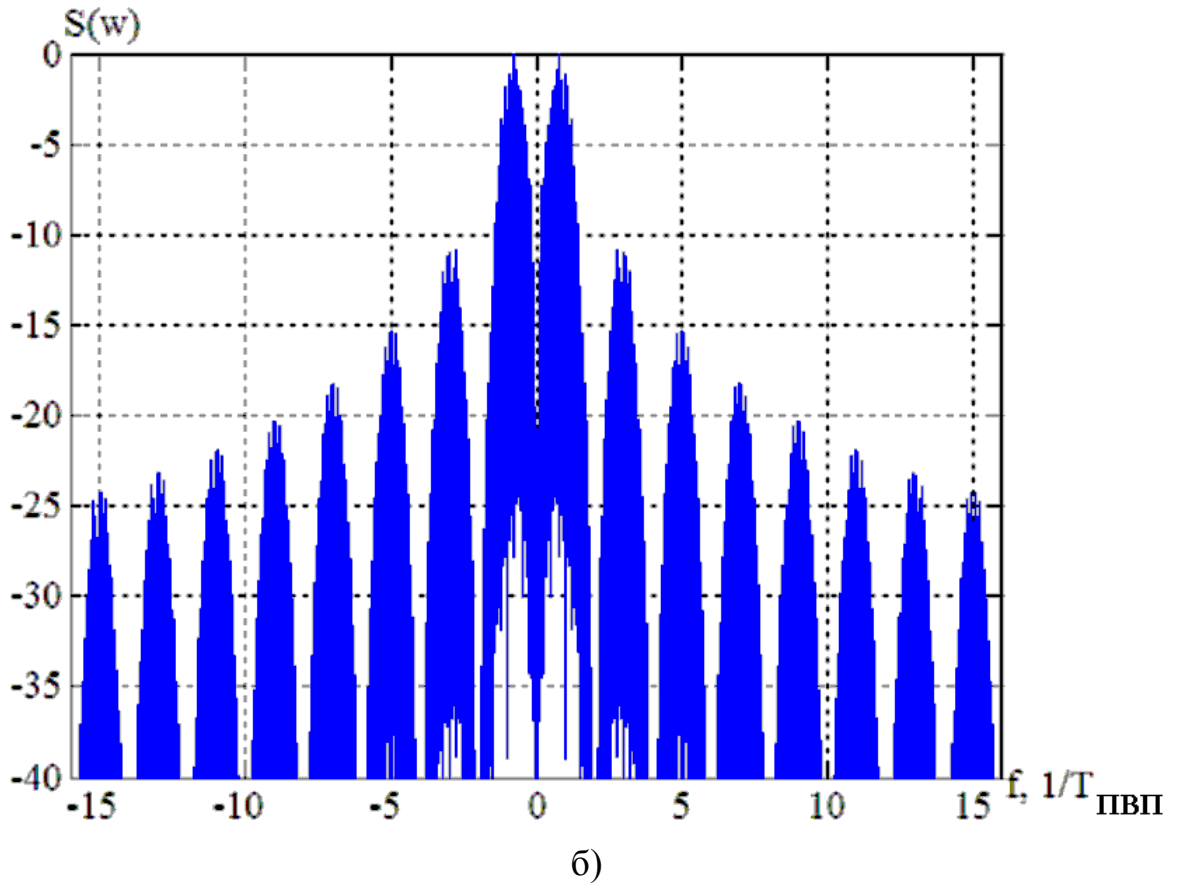
спектром $S_{\text{ПВП}}(\omega)$ ПВП (оскільки АКФ сигналу зв'язана з енергетичним спектром за допомоги перетворення Фур'є).

2.2 Комплексна обвідна й енергетичний спектр

Оскільки практичний інтерес має сигнал, що передається до ГНСС, то необхідно отримати енергетичний спектр і функцію автокореляції для таких сигналів. На рисунку 2.1 наведено енергетичний спектр одного періоду сигналу традиційних ГНСС й \sin ДЗМС (1,1), а на рисунках 2.2, 2.3 – АКФ комплексної обвідної одного періоду даних сигналів.

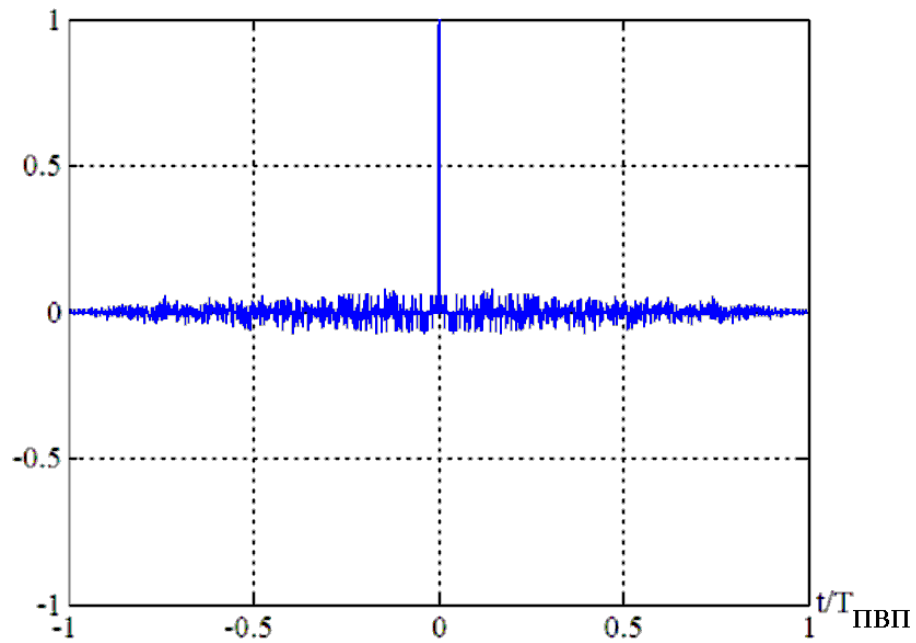


а)

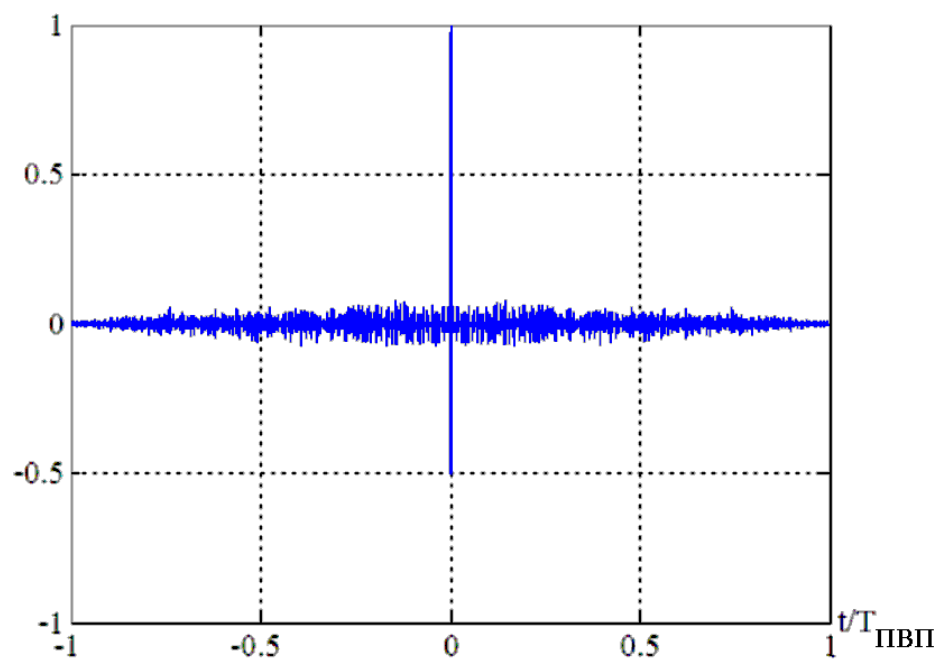


а – нормований енергетичний спектр одного періоду сигналу
традиційних ГНСС;
б – sin ДЗМС (1,1).

Рисунок 2.1 – Нормований енергетичний спектр одного періоду сигналу
традиційних ГНСС та sin ДЗМС (1, 1)



а)

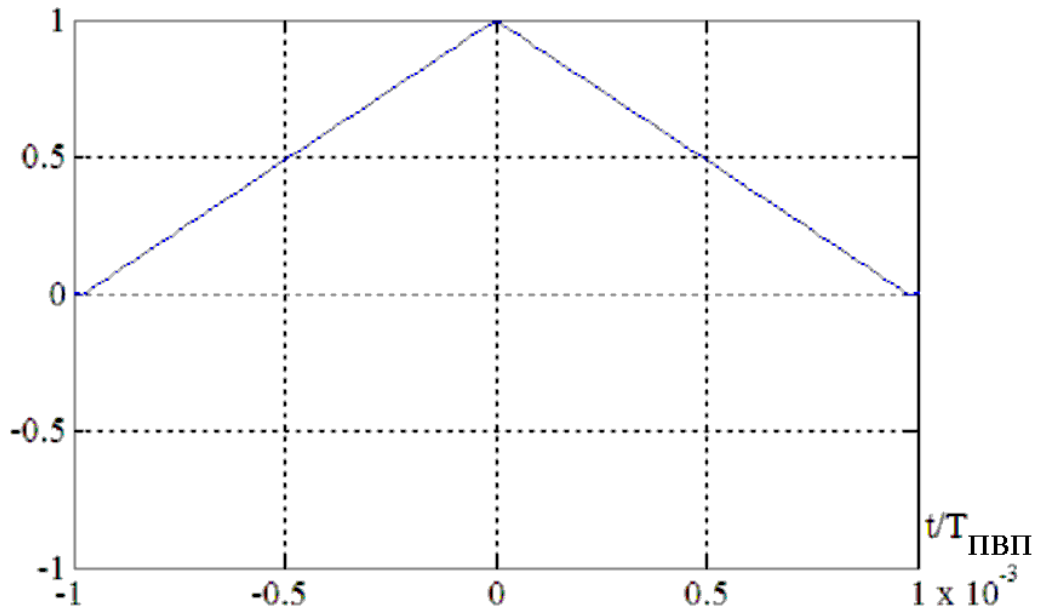


б)

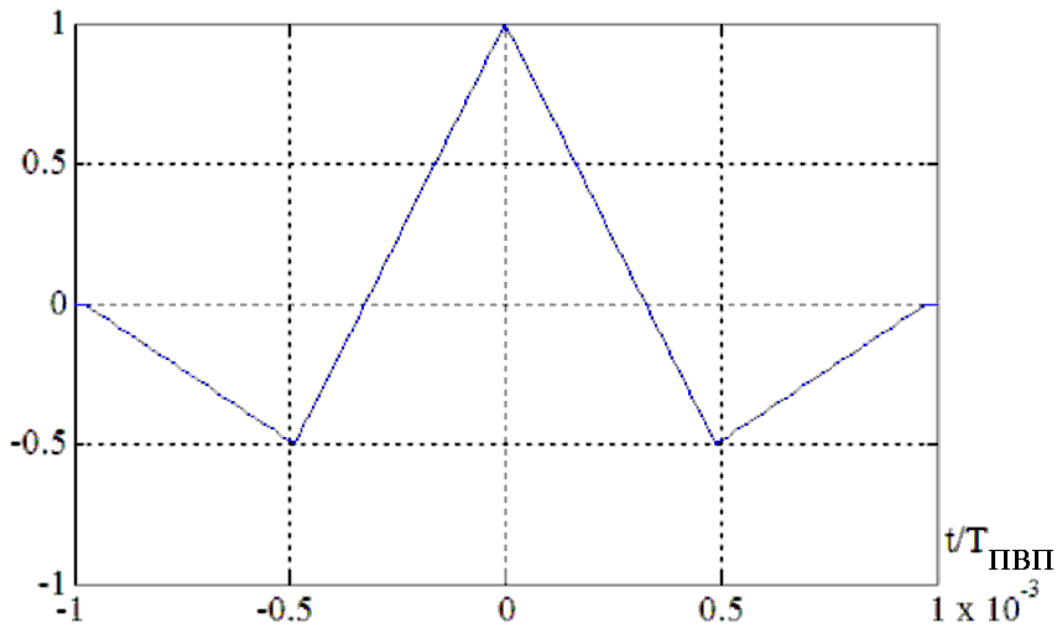
а – АКФ комплексної обвідної одного періоду сигналу традиційних ГНСС;

б – сигнал \sin ДЗМС (1,1).

Рисунок 2.2 – АКФ комплексної обвідної одного періоду сигналу традиційних ГНСС та сигналу \sin ДЗМС (1,1)



а)



б)

а – АКФ комплексної обвідної одного періоду сигналу
традиційних ГНСС;

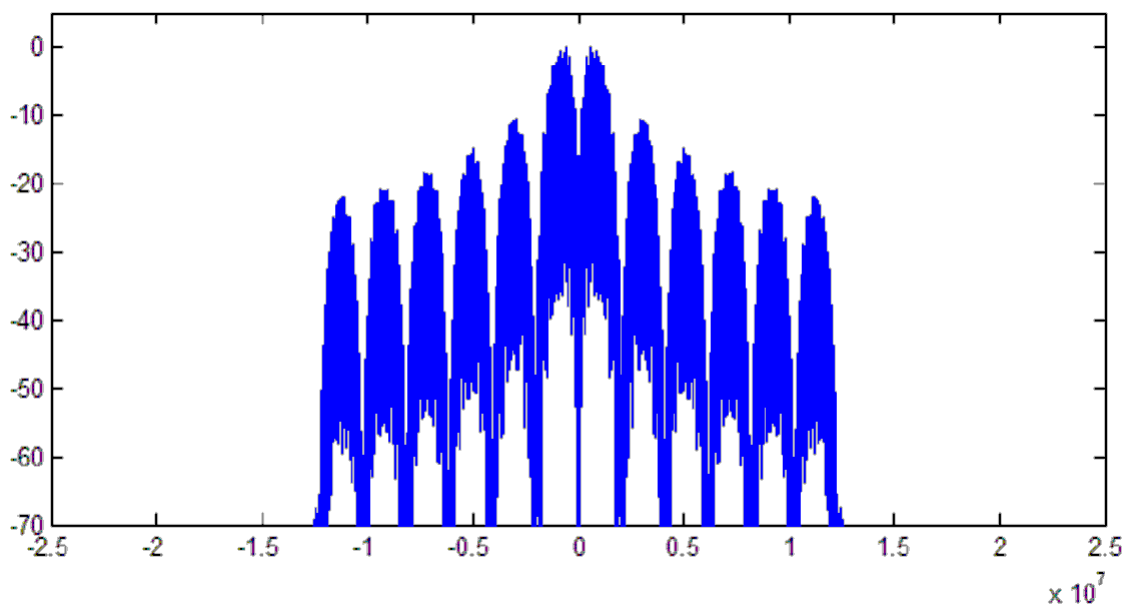
б – сигнал \sin ДЗМС (1,1).

Рисунок 2.3 – АКФ комплексної обвідної одного періоду сигналу
традиційних ГНСС (а) й сигналу \sin ДЗМС(1,1) поблизу $\tau=0$

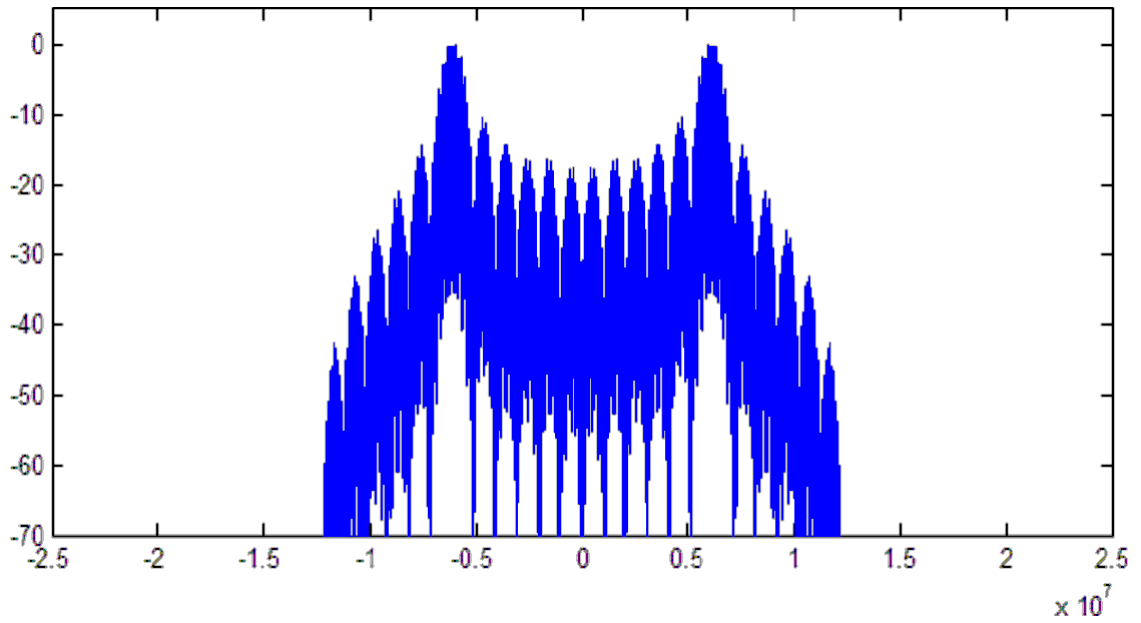
З рисунка 2.1 видно, що зміна виду модуляції призвела до зміни виду спектра сигналу: він став більш "рівномірним", що призвело до збільшення ефективної смуги сигналу. Виходячи з виразу (1.19), це мусить призвести до звуження основної пелюстки АКФ (рис. 2.3). Однак точні результати у відношенні величини дисперсії оцінки моменту надходження сигналу можуть бути отримані тільки за підсумками статистичного моделювання.

2.3 КДЗМ-сигнали

Розглянемо варіант КДЗМ-сигналу, що використовується в системі Galileo стосовно до E1OS-сигналів за $a_1=(10/11)^{0,5}$ й $a_2=(1/11)^{0,5}$. Спектри складових, а також самого сигналу КДЗМ (6,1,1/11) наведено на рисунках 2.4, 2.5.



a)



б)

а – енергетичний спектр сигналу ДЗМС (1,1);

б – енергетичний спектр сигналу ДЗМС (6,1).

Рисунок 2.4 – Енергетичний спектр сигналів ДЗМС (1,1) та ДЗМС (6,1)

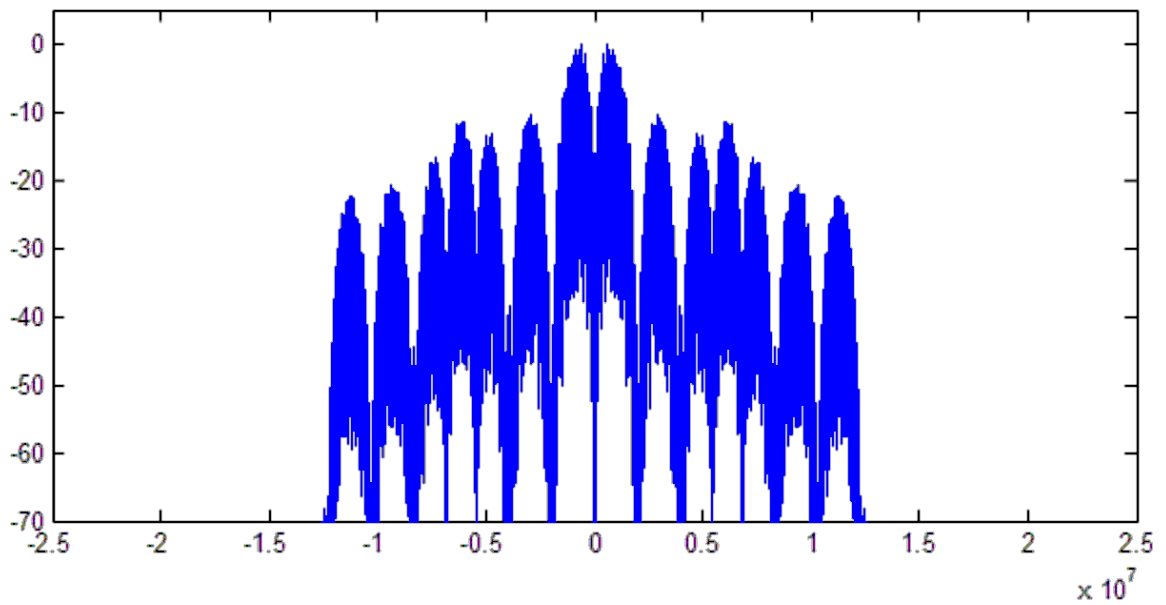


Рисунок 2.5 – Енергетичний спектр сигналу КДЗМС (6,1, 1)

На рисунку 2.6 наведено АКФ одиночного елемента для сигналів \sin ДЗМ (1,1) й КДЗМ (6,1,1/11).

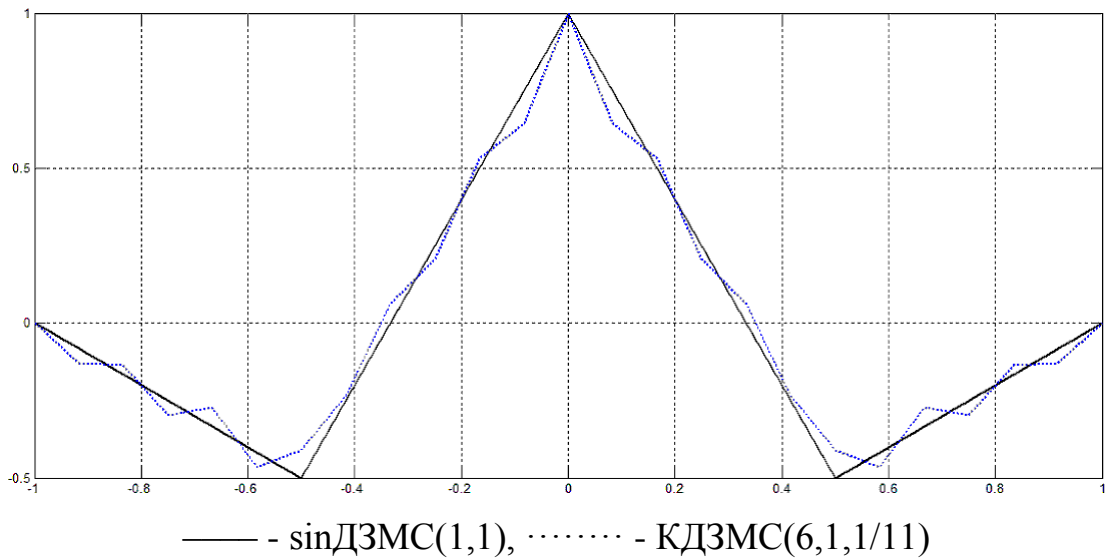


Рисунок 2.6 – Графік АКФ одиночного елемента $\mu(t)$ для \sin ДЗМС(1,1) та КДЗМС (6,1,1/11)

Як можна побачити, на рисунку 2.4, відмінності АКФ для одиночних елементів сигналів \sin ДЗМС (1,1) й КДЗМС (6,1,1/11) є незначними: наприклад, у порівнянні з відмінністю АКФ сигналів традиційних ГНСС й \sin ДЗМС (1,1). Таким чином, не слід очікувати істотного зменшення середньоквадратичної похибки оцінювання моменту надходження сигналу за переходу від сигналів \sin ДЗМ (1,1) до сигналів КДЗМС (6,1,1/11).

3 МОДЕЛЬ ФОРМУВАННЯ Й ОПТИМАЛЬНОЇ ОБРОБКИ ДЗМ-СИГНАЛІВ

3.1 Формування сигналів

Як було відзначено раніше, розв'язання навігаційної задачі ґрунтується на вимірюванні моменту надходження сигналів з навігаційних космічних апаратів. Виходячи з виразу (1.19), підвищення точності можливо за рахунок збільшення енергії сигналу й розширення смуги, тому можливі різні підходи.

Так, збільшення смуги частот сигналу за рахунок зменшення тривалості призведе до зменшення енергії сигналу і, отже, до необхідності підвищення середньої потужності. Також, з метою розширення смуги частот, можна використовувати ПВП тієї ж тривалості, але з більшим числом елементів. У той же час, становить зацікавлення сполучене використання сигналів різних ГНСС. У цих умовах, для спрощення пристроїв обробки сигналів потрібно використовувати один тактувальний генератор. Це накладає додаткову вимогу кратності кількості N_2 елементів нової ПВП кількості N елементів вхідної ПВП.

Відповідно до ТЗ, у даній роботі треба розглянути особливості сигналів, пов'язані тільки з видом модуляції і внутрішньою структурою сигналів за інших рівних параметрів. Незважаючи на те, що самі номінали смуг сигналів, застосовуваних у ГНСС, можуть мати різні значення (рис. 2.1), необхідно порівнювати сигнали за однакових умов. Таким чином, можна сформулювати вимоги до моделі формування сигналів:

- однакове значення енергетичного параметра h^2 для порівнюваних видів сигналів;
- фіксоване значення спектрального параметра (ширини смуги сигналу).

Серед основних критеріїв оцінки ширини смуги сигналу можна виділити наступні:

- смуга частот, на межі якої величина енергетичного спектра сигналу зменшується до заданого рівня;
- смуга частот, що задається спектральною маскою;
- смуга частот, у якій зосереджено задану частину середньої потужності сигналу.

Стосовно дослідження сигналів з модуляцією виду \sin ДЗМС (1,1), порівняння із сигналами традиційних ГНСС проводиться за рівної мінімальної тривалості елемента комплексної обвідної: тривалість τ_0 елемента ПВП для сигналів традиційних ГНСС (рис. 1.1, в)), тривалість елемента τ_M МПВП для сигналів з модуляцією \sin ДЗМС(1,1) (рис. 1.1, д)), а також спектральна маска на рівні 20,46 МГц (маска, задана стандартом ГНСС GPS).

3.2 Алгоритм оптимальної некогерентної обробки з виділенням низькочастотних квадратурних складових

Відомо [7], що реалізація роздільної синхронізації за фазою й моментом надходження вузькосмугового сигналу дозволяє істотно понизити вимоги до пристрою оптимальної обробки сигналу. Реалізація такого алгоритму оцінки моменту надходження сигналу вимагає виділення низькочастотних (НЧ) квадратурних складових.

Сигнали ГНСС є відносно вузькосмуговими, тому можливий їхній запис у виді:

$$s(t) = A_0(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)] = A_{0c}(t) \cos \omega_0 t - A_{0s}(t) \sin \omega_0 t, \quad (3.1)$$

де ω_0 й $\varphi_0(t)$ – носійна частота і фаза сигналу;

$A_{0c}(t) = A_0(t) \cos \varphi_0(t)$, $A_{0s}(t) = A_0(t) \sin \varphi_0(t)$ – НЧ квадратурні складові сигналу $s(t)$.

Аналогічно, можна подати сигнал $x(t)$ на вході приймального пристрою:

$$x(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = A_c(t) \cos \omega_0 t - A_s(t) \sin \omega_0 t, \quad (3.2)$$

де $A_c(t) = A(t) \cos \varphi(t)$, $A_s(t) = A(t) \sin \varphi(t)$ – НЧ квадратурні складові $x(t)$.

Тоді алгоритм оптимальної некогерентної обробки (1.18) можна подати у вигляді (3.3), а його структурну схему зображено На рисунку 3.1:

$$V^2(\tau) \cong \left[\frac{1}{2} \int_{\tau}^{\tau+T_{ПВП}} A_c(t) A_{0c}(t) dt + \frac{1}{2} \int_{\tau}^{\tau+T_{ПСП}} A_s(t) A_{0s}(t) dt \right]^2 + \left[\frac{1}{2} \int_{\tau}^{\tau+T_{ПВП}} A_c(t) A_{0s}(t) dt - \frac{1}{2} \int_{\tau}^{\tau+T_{ПСП}} A_s(t) A_{0c}(t) dt \right]^2 \quad (3.3)$$

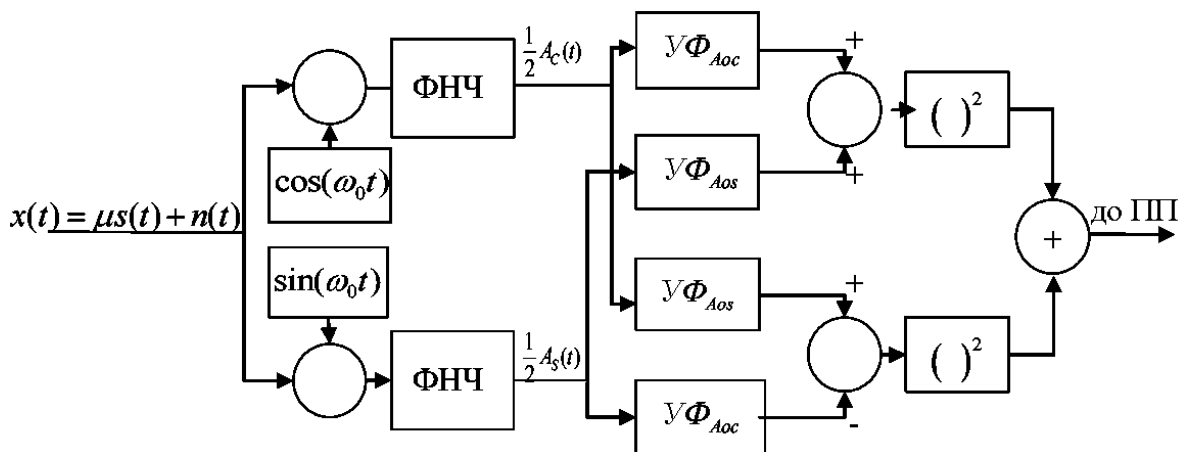


Рисунок 3.1 – Структурна схема алгоритму оптимальної некогерентної обробки сигналу

Стосовно до сигналів традиційних ГНСС й сигналів sin ДЗМС (1,1), значення $\varphi_0(t)=0^\circ$ або 180° , тому $A_{0C}(t)=A_0(t)$, $A_{0S}(t)=0$. Тоді алгоритм зводиться до:

$$V \cong \sqrt{\left[\frac{1}{2} \int_0^{T_{ПВП}} A_C(t) A_{0C}(t) dt \right]^2 + \left[\frac{1}{2} \int_0^{T_{ПВП}} A_S(t) A_{0C}(t) dt \right]^2}. \quad (3.4)$$

Таким чином, для побудови моделі досить формувати не весь сигнал $x(t)=\mu \cdot s(t)+n(t)$, а лише його низькочастотні квадратурні складові $A_C(t)=\mu \cdot A_{0C}(t)+A_{ШC}(t)$ й $A_S(t)=\mu \cdot A_{0S}(t)+A_{ШS}(t)$, а також використовувати два однакових фільтри УФ_{Аос}.

Використовуючи аналітичний запис сигналу $s(t)=\text{Re}\{F(t)\exp(j \cdot \omega_0 \cdot t)\}$, можна отримати зв'язок між НЧ квадратурами і комплексної обвідної шуму $n(t)$ й сигналу, відповідно:

$$A_{ШC}=\text{Re}\{F(t)\}, A_{ШS}=\text{Im}\{F_{Ш}(t)\},$$

$$A_{0C}=\text{Re}\{F(t)\}, A_{0S}=\text{Im}\{F(t)\} \quad (3.5)$$

Тоді алгоритм оптимальної некогерентної обробки сигналів (рис. 3.2):

$$V \cong \frac{1}{2} \left\| \int_0^{T_{ПВП}} [F(t) + F_{Ш}(t)] A_{0C}(t) dt \right\|. \quad (3.6)$$

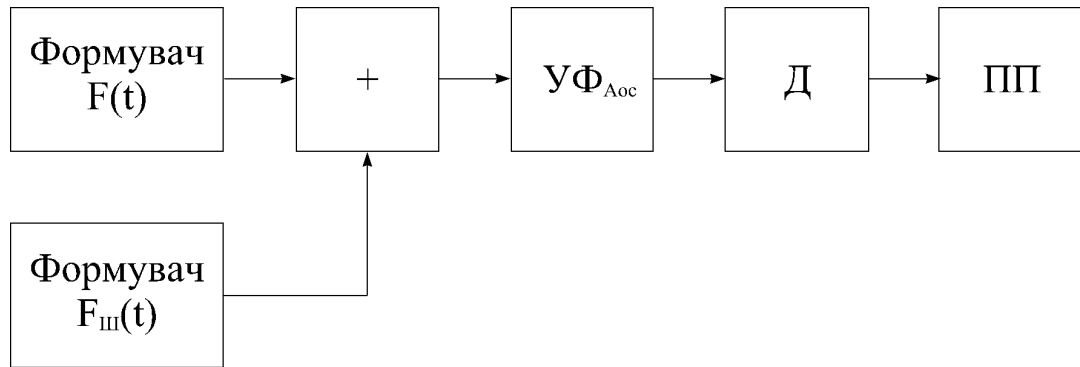


Рисунок 3.2 – Функціональна схема моделі алгоритму формування й оптимальної некогерентної обробки сигналу

За здійснення цього алгоритму на основі пристроїв цифрової обробки, вхідний сигнал піддається аналого-цифровому перетворенню. Внаслідок цього, в описаній моделі використовуватимуться не самі функції часу, а їхні вибіркові значення, узяті з інтервалом Δt_d .

Оскільки цікавим для нас параметром є дисперсія оцінки моменту надходження сигналу, то, з метою підвищення точності вимірювання, необхідно зменшувати інтервал взяття вибіркових значень. Введемо кількість відліків на мінімальний елемент сигналу

$$M = \tau_{\text{ЕЛ}} / \Delta t_d,$$

де $\tau_{\text{ЕЛ}} = \tau_0$ для сигналів традиційних ГНСС,

$\tau_{\text{ЕЛ}} = \tau_M$ для сигналів з модуляцією \sin ДЗМС (1,1).

Статистичні характеристики заведено подавати у вигляді функціональних залежностей досліджуваних параметрів від величини h^2 . Оскільки нам цікавий аналіз і порівняння результатів моделювання з реальними сигналами і теоретичними залежностями, то необхідно отримати зв'язок між схемами з малюнку 1.6, а) й рисунку 3.2.

У випадку формування комплексних обвідних

$$h^2 = (P_C/P_{\text{ш}})_{\text{ВХ}} \cdot M \cdot N, \quad (3.7)$$

де $(P_C/P_{\text{ш}})_{\text{ВХ}}$ – відношення потужності сигналу до потужності шуму на вході пристрою узгодженої фільтрації.

3.3 Перевірка адекватності роботи моделі

В процесі створення моделі встає питання про її адекватність, тобто про збіг властивостей і характеристик моделі з відповідними параметрами модельованого об'єкта. Оскільки в даній роботі необхідно отримати статистичні характеристики помилок вимірювання часу надходження сигналу, то одним з найважливіших параметрів моделі є правильна оцінка відношення сигнал/шум.

Дану оцінку можна перевірити, використовуючи відомі імовірнісні характеристики виявлювача. На рисунку 3.3 наведено ймовірність пропуску сигналу $P_{\text{ПР}}$ за оптимальної некогерентної обробки сигналів й імовірності хибних тривоги $P_{\text{ЛТ}}=10^{-5}$.

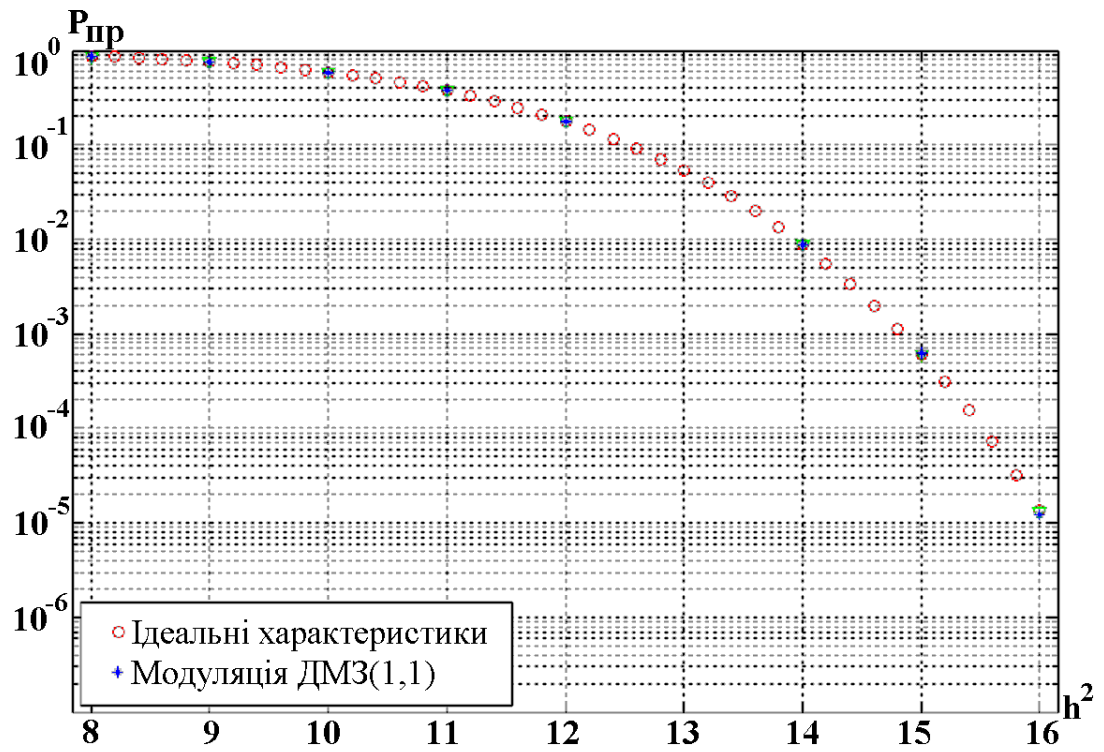


Рисунок 3.3 – Імовірність пропуску сигналу за оптимальної некогерентної обробки сигналів й імовірності хибних тривог $P_{лт}=10^{-5}$

Як можна побачити з рисунку 3.3, отримано адекватну робочу модель формування й обробки сигналів.

4 СТАТИСТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОХИБОК ВИМІРЮВАННЯ МОМЕНТУ НАДХОДЖЕННЯ ДЗМ-СИГНАЛІВ

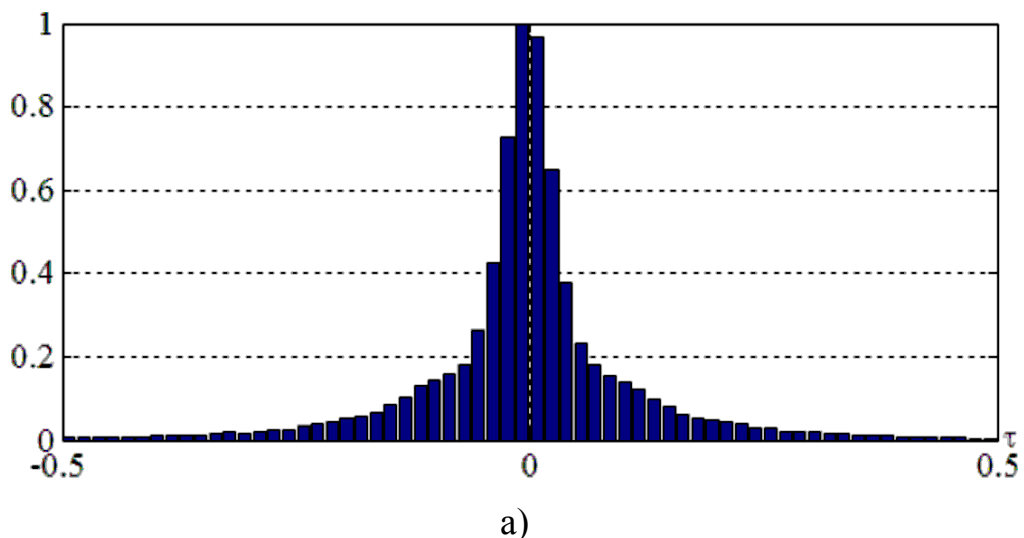
4.1 Похибка вимірювання моменту надходження сигналу \sin ДЗМС (1,1)

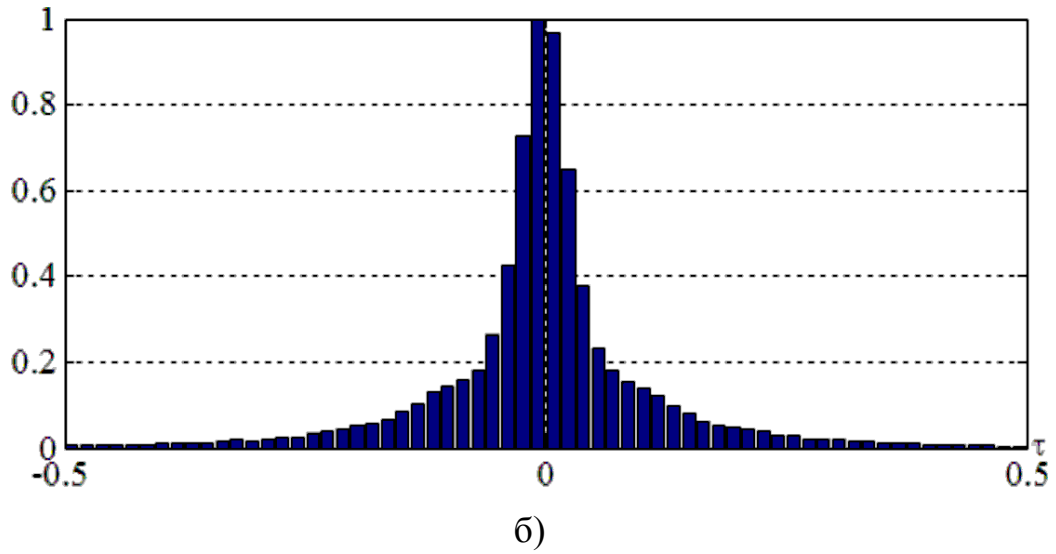
Проведемо порівняння значень дисперсії оцінки моменту надходження сигналу для двох видів модуляції:

- а) модуляції, що застосовується в традиційних ГНСС;
- б) модуляції \sin ДЗМС (1,1).

Відповідно до вимог ТЗ, порівнювання сигналів проводилося за однакової ширини спектра сигналів, що забезпечувалося вибором однакових значень тривалості елементів сигналів ($\tau_0 = \tau_M$) і введенням однієї і тієї ж спектральної маски. Приклади гістограм розподілу оцінок часу надходження сигналу, отриманих у ході моделювання, наведено на рисунках 4.1-4.3.

Як видно з зазначених рисунків, гістограми розподілу оцінок моменту надходження сигналів нормалізуються із зростанням величини h^2 .

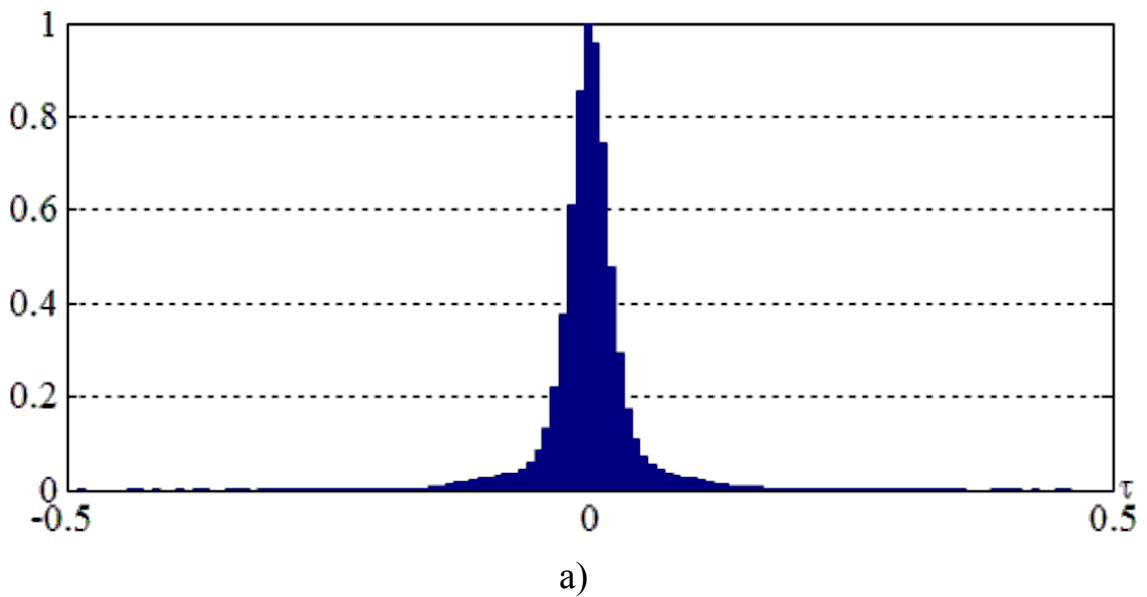


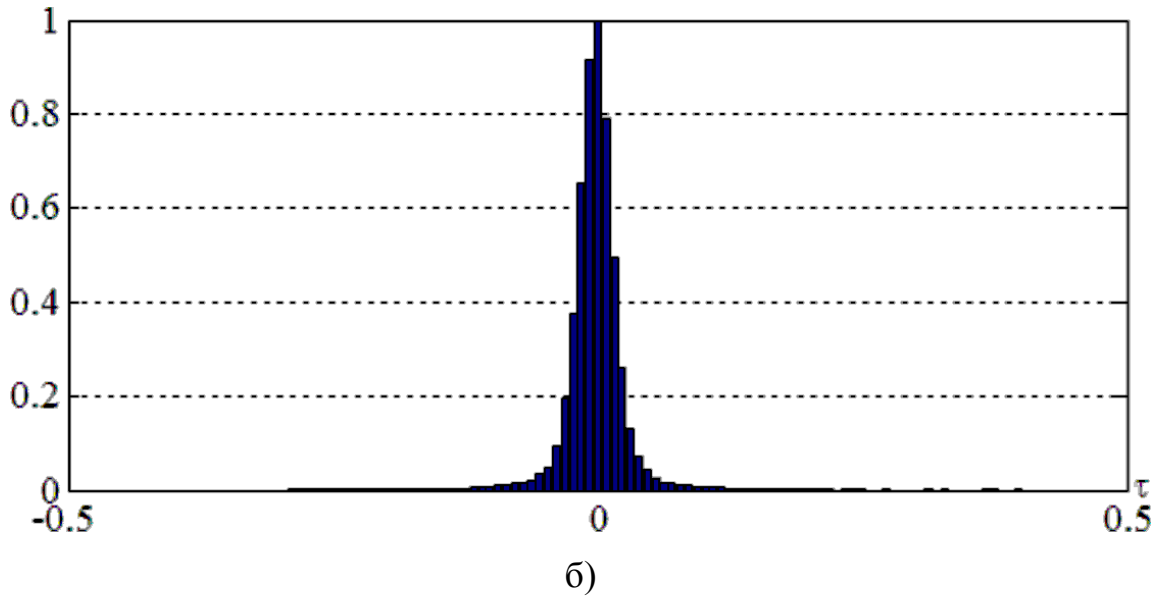


а – традиційні ГНСС;

б – sin ДМЗ (1,1).

Рисунок 4.1 – Гістограми розподілу оцінки моменту надходження сигналів за $h^2=10$ дБ

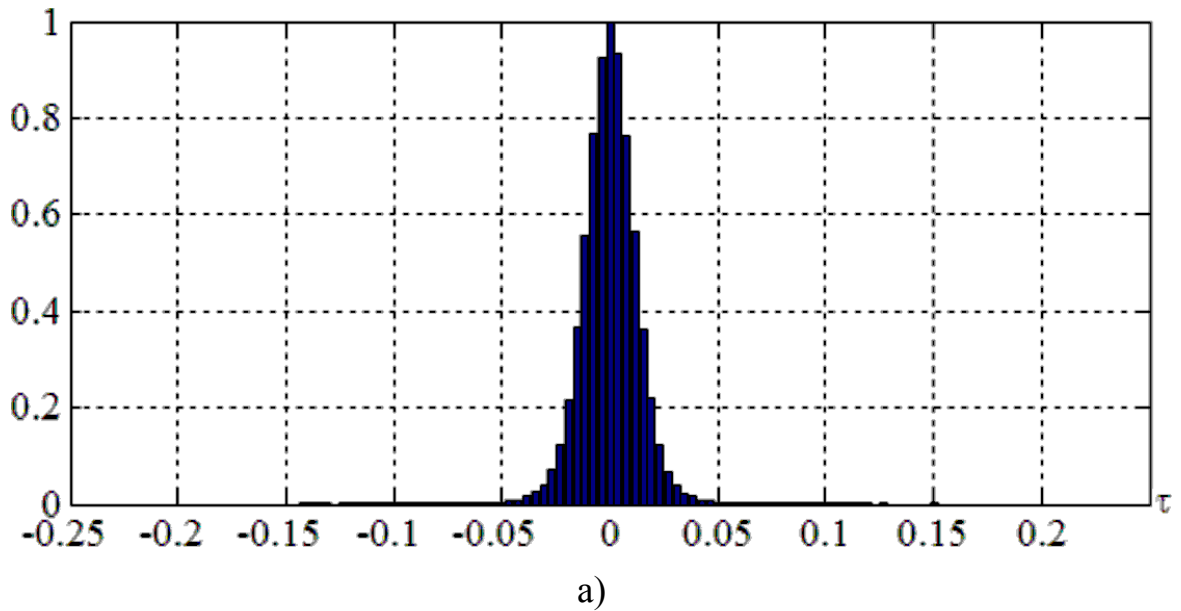


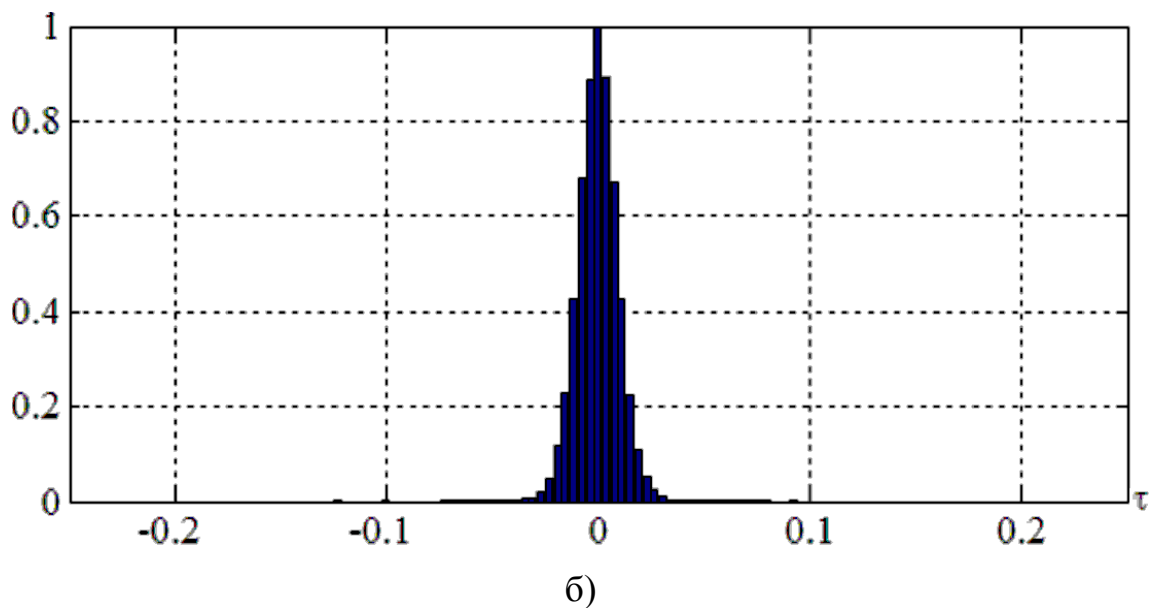


а – традиційні ГНСС;

б – sin ДМЗ (1,1).

Рисунок 4.2 – Гістограми розподілу оцінки моменту надходження сигналів за $h^2=15$ дБ





а – традиційні ГНСС;

б – sin ДМЗ (1,1).

Рисунок 4.3 – Гістограми розподілу оцінки моменту надходження сигналів за $h^2=20$ дБ

На рисунку 4.4 наведено залежності середньоквадратичної похибки (СКП) оцінювання моменту надходження сигналів традиційних ГНСС $\sigma_{\tau}^{(0)}/\tau_0$ й sin ДЗМС (1,1) $\sigma_{\tau}^{(1)}/\tau_0$, отримані на підставі наведених вище гістограм.

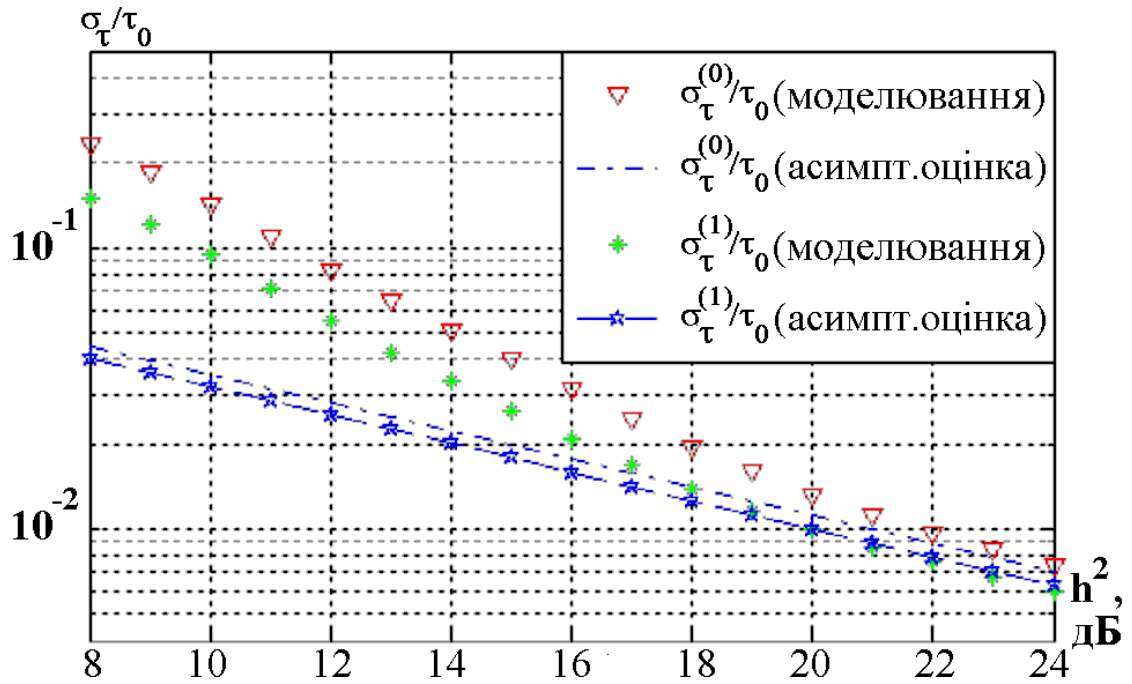


Рисунок 4.4 – СКП оцінки моменту надходження сигналів традиційних ГНСС $\sigma_\tau^{(0)}/\tau_0$ й sinДЗМС(1,1) $\sigma_\tau^{(1)}/\tau_0$

Оцінка довірчого інтервалу СКП проводилася на підставі виразу [22]:

$$I_\beta = \left[\sqrt{\sigma_\tau^2 - t_\beta \sigma \{ \sigma_\tau^2 \}} \quad \sqrt{\sigma_\tau^2 + t_\beta \sigma \{ \sigma_\tau^2 \}} \right],$$

де t_β визначається виходячи з довірчої ймовірності ($t_{99,9\%}=3,29$);

$$\sigma \{ \sigma_\tau^2 \} \cong \sqrt{\frac{2}{n-1}} \sigma_\tau^2;$$

n – число випробувань.

З метою визначення довірчого інтервалу для σ_τ^2 дисперсії оцінки моменту надходження сигналу рівного 1% за заданої довірчої ймовірності 99,9%, було проведено $n = 2 \cdot 10^5$ випробувань. Таким чином, довірчий інтервал за СКП складає 0,5%. За цього, дисперсія оцінки моменту надходження сигналу розраховувалася без обліку аномальних помилок, що можуть бути усунуті відповідними методами.

Також, на рисунку 4.4 наведено залежності оцінювання (1.19) СКП моменту надходження сигналу.

На рисунку 4.5 наведено відношення СКП оцінювання моментів надходження сигналів традиційних ГНСС ($\sigma^{(0)}$) й \sin ДЗМС(1,1) ($\sigma^{(1)}$) як функції від h^2 , а на рисунку 4.6 – енергетичний вигравш від використання сигналів \sin ДЗМС (1,1) порівняно до сигналів традиційних ГНСС.

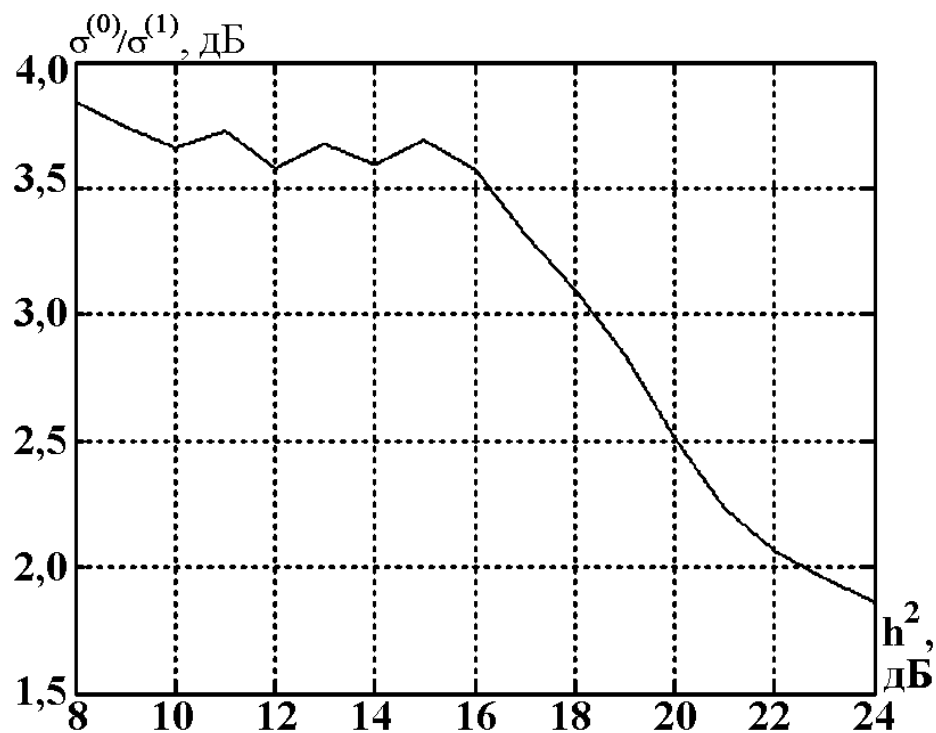


Рисунок 4.5 – Відношення СКП оцінювання моментів надходження сигналів традиційних ГНСС ($\sigma^{(0)}$) й \sin ДЗМС (1,1) ($\sigma^{(1)}$)

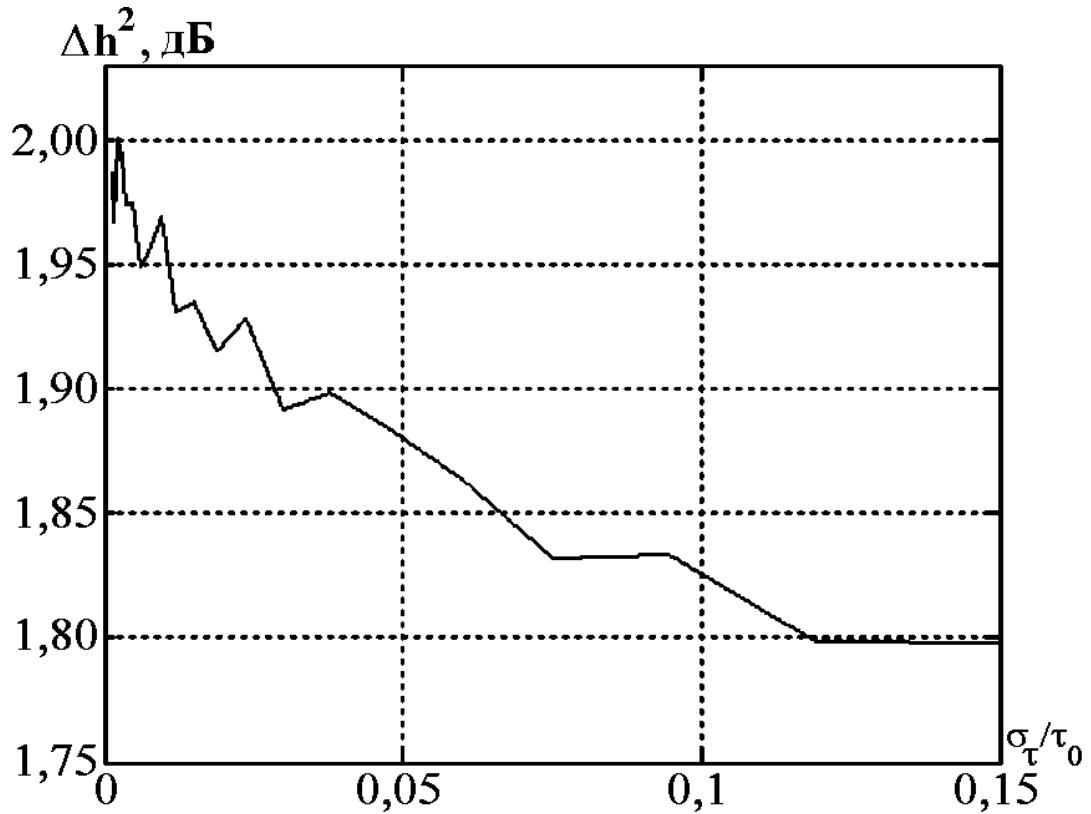


Рисунок 4.6 – Енергетичний виграш від використання сигналів \sin ДЗМС (1,1) порівняно до сигналів традиційних ГНСС

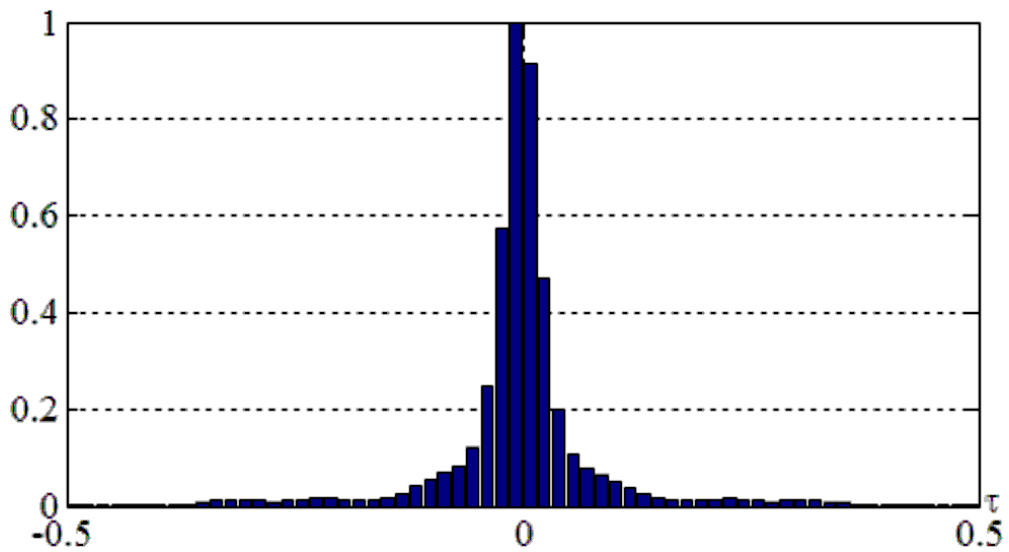
Як видно з рисунку 4.6, використання сигналу \sin ДЗМС (1,1) дозволяє досягти такої ж дисперсії оцінки моменту надходження сигналу, як і за використання сигналів класичних ГНСС, але, за цього, вимагаючи на 2 дБ менші значення h^2 .

Порівнюючи рисунки 4.2 й 4.6, можна побачити відмінність дисперсії оцінки в області $h^2 \leq 20$ дБ для значень оцінки (1.19) і результатів моделювання. Це пояснюється тим, що оцінка (1.19) є нормальною лише за великих значень h^2 , тобто асимптотично нормальною. Це ж ілюструється і видом гістограм, що істотно відрізняються від гаусівських за малого значення h^2 і нормалізуються тільки в області великих значень h^2 .

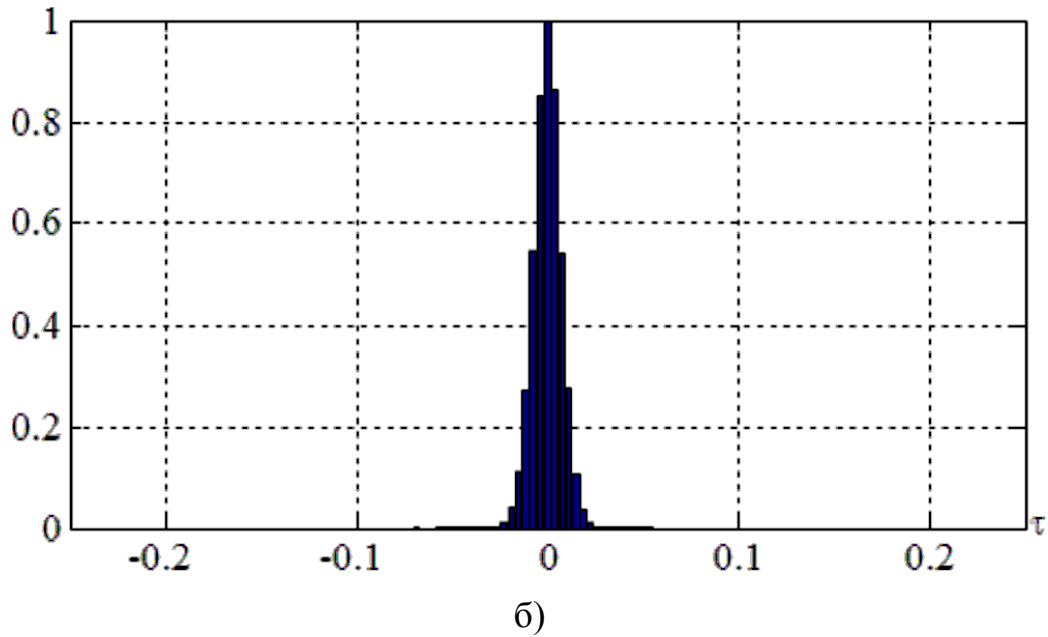
На жаль, у реальних ГНСС величина h^2 знаходиться в діапазоні 6..20 дБ, тому необхідно уточнення виду розподілу моменту надходження сигналу й оцінки СКП.

4.2 Похибка вимірювання моменту надходження сигналу КДЗМС(6,1,1/11)

Аналогічно до попереднього пункту, було отримано гістограми розподілу похибки вимірювання моменту надходження сигналів з модуляцією КДМЗ (6,1,1/11) (рис. 4.7).



а)



а – гістограма розподілу оцінки моменту надходжень сигналу КДМЗС
(6,1,1/11) за величини $h^2=10$ дБ;

б – гістограма розподілу оцінки моменту надходжень сигналу КДМЗС
(6,1,1/11) за величини $h^2=20$ дБ.

Рисунок 4.7 – Гістограми розподілу оцінки моменту надходжень сигналу
КДМЗС(6,1,1/11) за величини $h^2=10$ дБ (а) й $h^2=20$ дБ (б)

На рисунку 4.8 наведено залежності нормованої СКП оцінювання моменту надходження сигналів sin ДЗМС (1,1) ($\sigma_{\tau}^{(1)}/\tau_0$) й КДЗМС(6,1,1/11□) ($\sigma_{\tau}^{(2)}/\tau_0$), отримані на підставі вищенаведених гістограм і виходячи з асимптотичної оцінки (1.19).

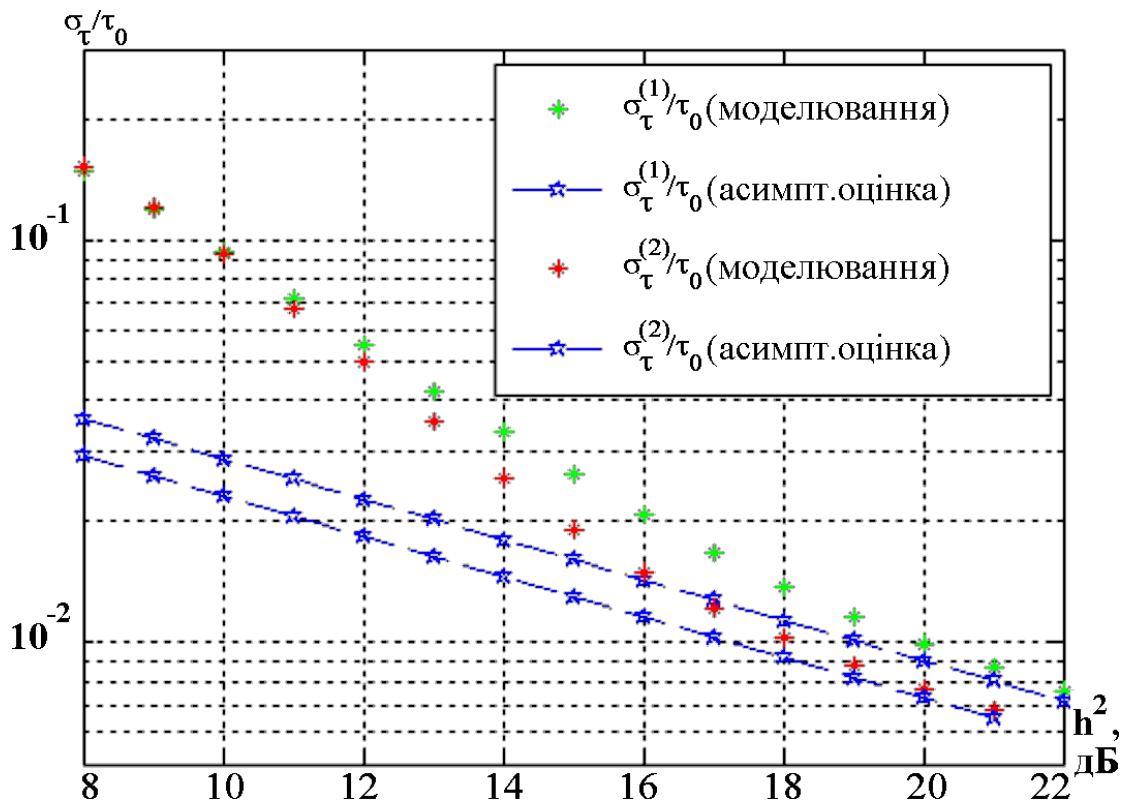


Рисунок 4.8 – СКП оцінки моменту надходження сигналів \sin ДЗМС (1,1) й КДЗМС (6,1,1/11)

Як можна побачити на рисунку 4.8, за значень $h^2 < 10$ дБ різниця в СКП оцінки моменту надходження сигналів між \sin ДЗМС(1,1) й КДМЗ(6,1,1/11) практично відсутня. Однак, зі збільшенням значення h^2 , використання модуляції КДЗМС (1,1) дозволяє досягти такої ж дисперсії оцінки моменту надходження сигналу, як модуляція \sin ДЗМС (1,1), але за цього, вимагаючи, приблизно, на 2 дБ менші значення h^2 .

Аналогічно гістограмам розподілу помилок вимірювання моменту надходження сигналів традиційних ГНСС і \sin ДЗМС (1,1), вигляд гістограм сигналів КДМЗ (6,1,1/11) істотно відрізняється від гауссового за значень $h^2 < 15$ дБ.

Також було отримано залежність енергетичного виграшу використання сигналів КДЗМС (6,1,1/11) порівняно до сигналів \sin ДЗМС(1,1), наведену на рисунку 4.9. Використання сигналів з модуляцією КДЗМС (6,1,1/11)

забезпечує енергетичний вигравш за СКП оцінки до 2 дБ порівняно до сигналів традиційних ГНСС.

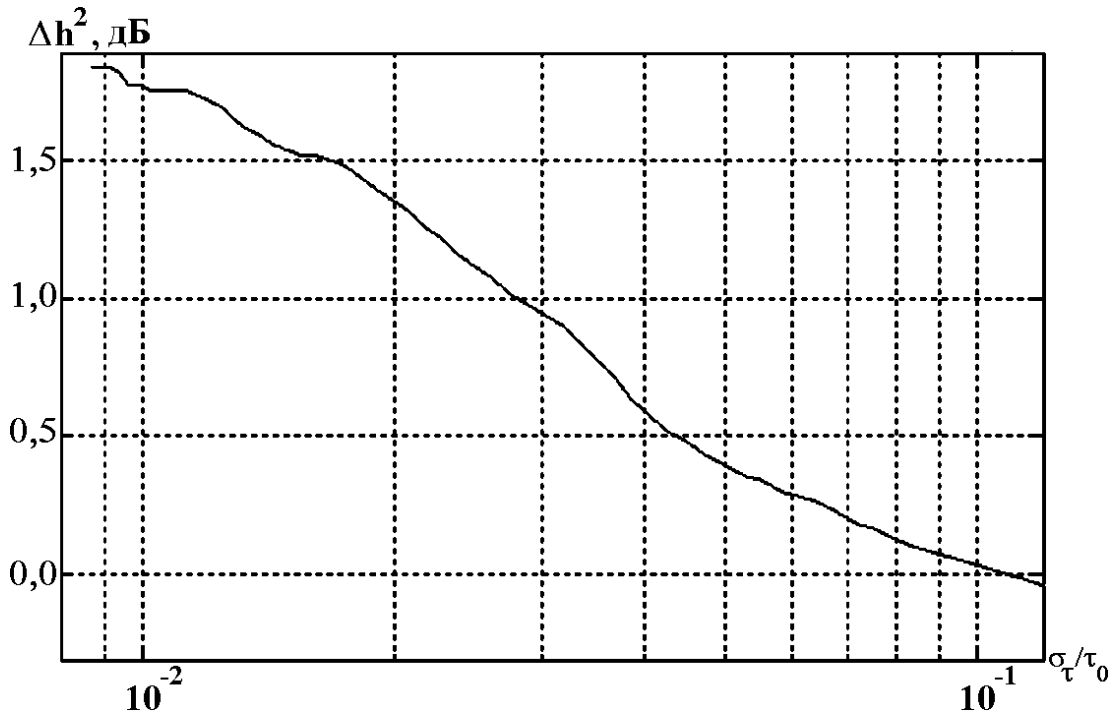


Рисунок 4.9 – Енергетичний вигравш від використання сигналів КДЗМС (6,1,1/11) порівняно до сигналів sin ДЗМС (1,1)

4.3 Уточнення виразу для теоретичної оцінки дисперсії моменту надходження сигналу

Як було відзначено раніше, за малих відношень сигнал/шум, гістограми розподілу моменту надходження сигналу відрізняються від гаусівських, тому теоретичну асимптотичну оцінку (1.19) не може бути застосовано.

З метою отримання уточнених теоретичних значень СКП скористаємося результатами [12]. Тоді уточнена формула для виразу дисперсії оцінки моменту надходження сигналу може бути виражено в такий спосіб:

$$\sigma^2(\tau_0) = -\frac{1}{2h^2 \left. \frac{d^2 C_{\Phi MC}^{(0)}(\tau)}{d\tau^2} \right|_{\tau=0}} \left(1 + \frac{\left. \frac{d^4 C_{\Phi MC}^{(0)}(\tau)}{d\tau^4} \right|_{\tau=0}}{h^2 \left(\left. \frac{d^2 C_{\Phi MC}^{(0)}(\tau)}{d\tau^2} \right|_{\tau=0} \right)^2} \right), \quad (4.1)$$

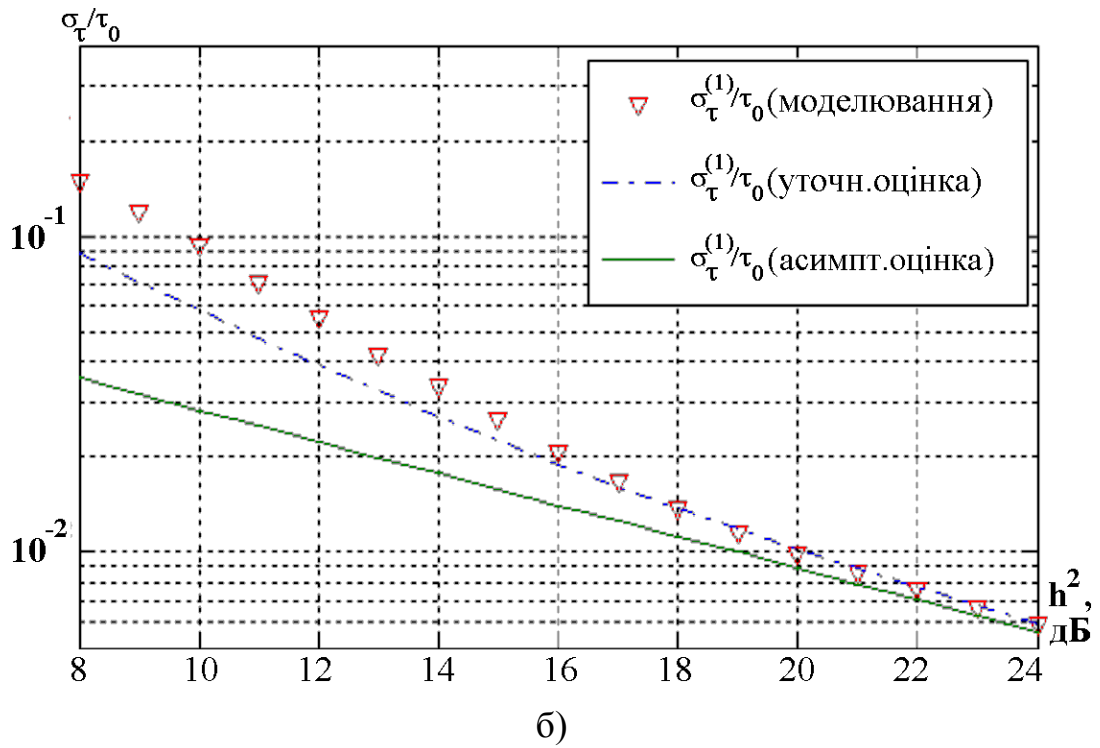
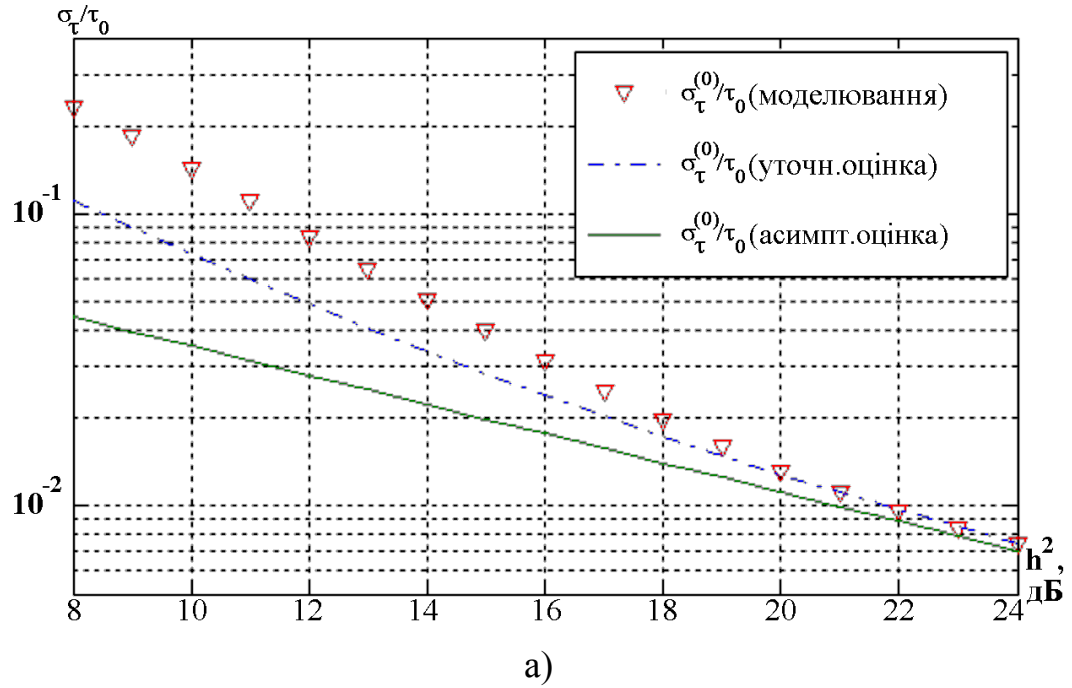
де

$$C_{\Phi MC}^{(0)}(\tau) = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |S(\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |S(\omega)|^2 d\omega};$$

$$\frac{d^2 C_{\Phi MC}^{(0)}}{d\tau^2} = \frac{-\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \omega^2 |S(\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |S(\omega)|^2 d\omega};$$

$$\frac{d^4 C_{\Phi MC}^{(0)}}{d\tau^4} = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \omega^4 |S(\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |S(\omega)|^2 d\omega}.$$

Залежності СКП оцінки моменту надходження сигналу з урахуванням добавки в (4.1) наведено на рисунку 4.10. Видно, що в області значень h^2 , що має для практичний інтерес, варто використовувати не асимптотическу оцінку СКП (1.19), а оцінку з уточненням (4.1) оскільки останній вираз дає більш точний результат.



а – СКП оцінки моменту надходження сигналів традиційних ГНСС;

б – \sin ДЗМС (1,1).

Рисунок 4.10 – СКП оцінки моменту надходження сигналів традиційних ГНСС та \sin ДЗМС (1,1)

4.4 Перевірка гіпотези про нормальність розподілу оцінки моменту надходження сигналу

Практичний інтерес можуть мати не тільки значення СКП оцінки моменту надходження сигналів, але й оцінка імовірності перебування величини похибки в заданих межах. Отримання таких оцінок вимагає уточнення виду розподілу і його основних параметрів. Отриманий розподіл на рисунках 4.1-4.3 можна вважати гаусівським лише в області великих значень h^2 . Але для отримання точного значення необхідно перевірити гіпотезу про нормальність розподілу.

Перевірка близькості теоретичної й емпіричної функцій розподілу для дискретного розподілу може бути виконана за допомогою критерію згоди Пірсона. Статистика критерію χ^2 Пірсона для простої гіпотези [12]:

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^k \frac{(m_i - np_{i0})^2}{np_{i0}} = n \sum_{i=1}^k \frac{\left(\frac{m_i}{n} - p_{i0}\right)^2}{p_{i0}}, \quad (4.2)$$

де p_{i0} – імовірність потрапляння випадкової величини до заданого i -ого інтервалу, обчислена відповідно до гіпотетичного розподілу;

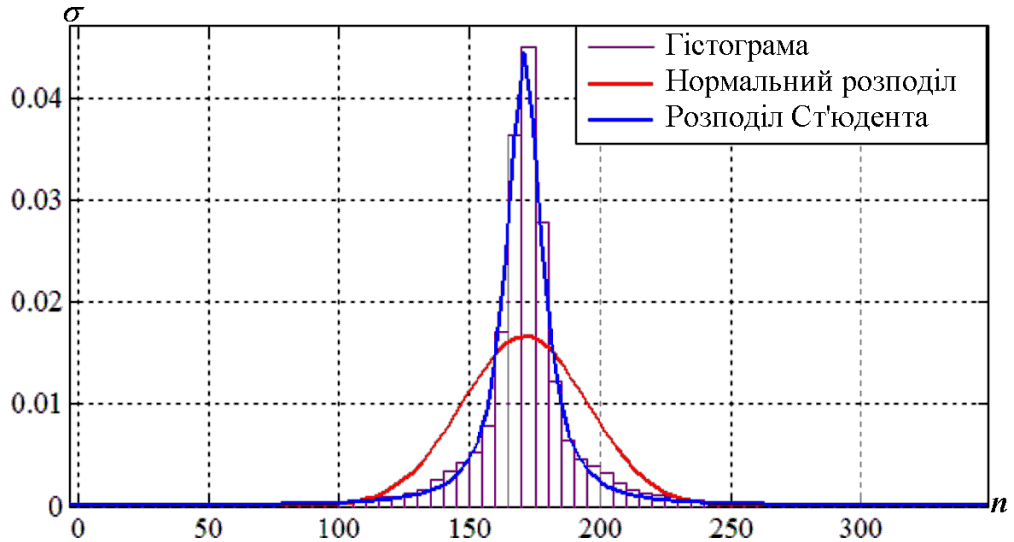
m_i – кількість потраплянь випадкової величини до заданого i -ого інтервалу за результатами вимірювань;

n – загальна кількість вимірювань.

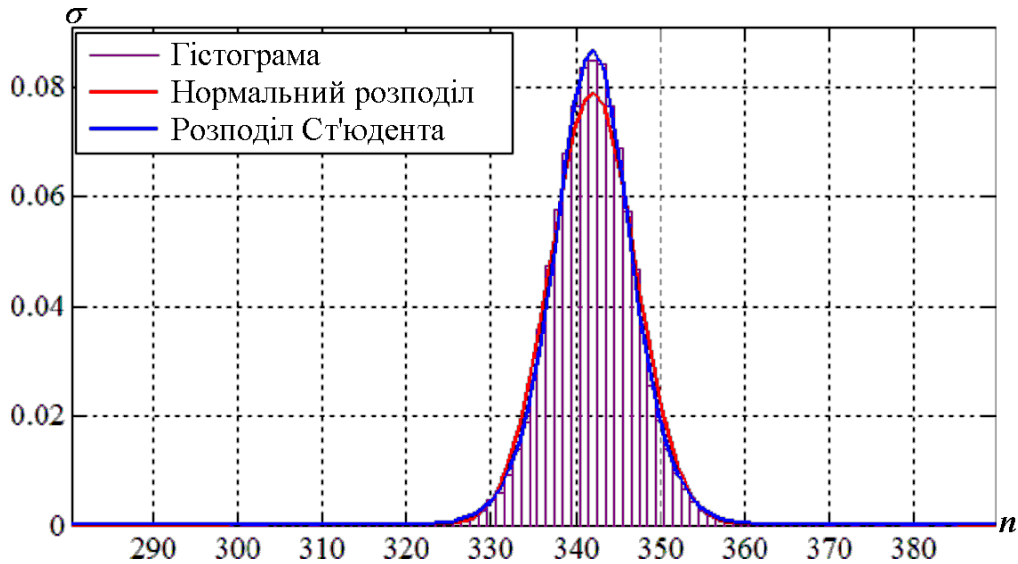
Так, за допомоги даного критерію було отримано, що за рівня значимості 0,05, розподілу стають нормальними для сигналу \sin ДЗМС (1,1) за величини $h^2=22$ дБ, а для сигналу традиційних ГНСС – за $h^2=24$ дБ.

Але для практичних застосувань більш цікавою є область значень h^2 , що лежить ліворуч від отриманих меж. Тому, необхідно підібрати параметри розподілу, які найточніше опишуть отриманий розподіл. За ядро розподілу було обрано розподіл Ст'юдента.

На рисунках 4.11-4.12 наведено апроксимації отриманих гістограм двома видами розподілами – нормальним і розподілом Ст'юдента. Як і очікувалося, із збільшенням значення h^2 розподіл прагне до нормального.



а)



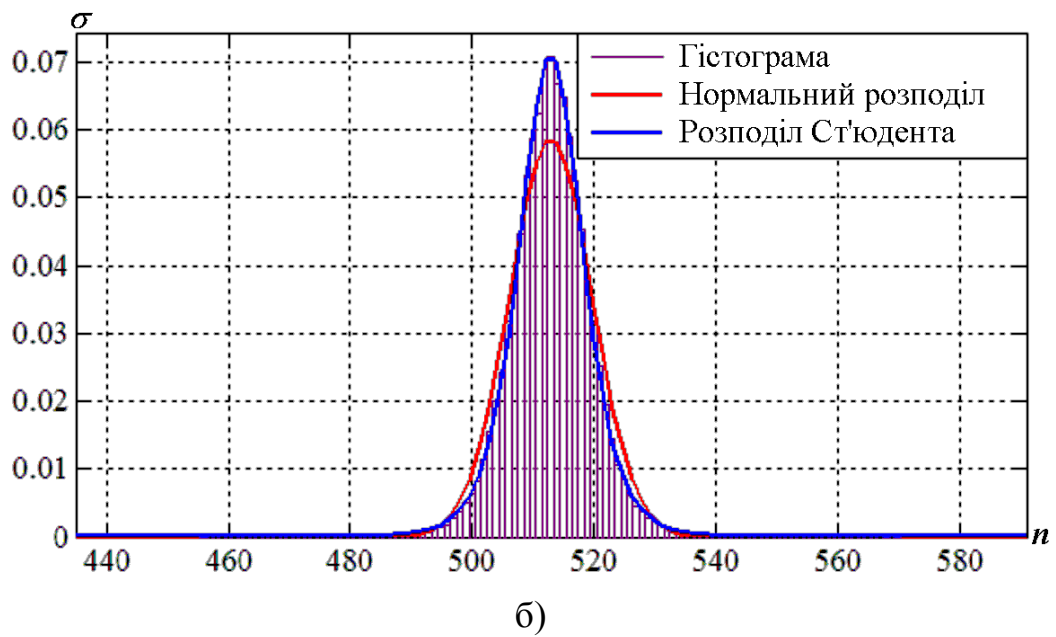
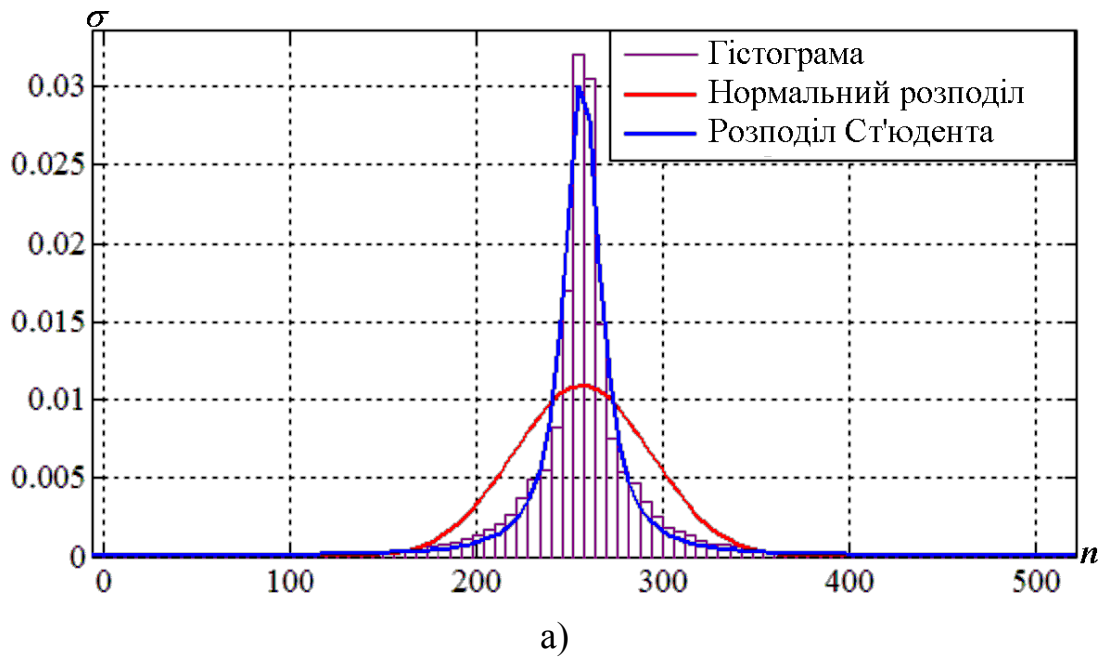
б)

$$а - h^2 = 10 \text{ дБ};$$

$$б - h^2 = 20 \text{ дБ}.$$

Рисунок 4.12 – Розподіл оцінок моменту надходження сигналів \sin ДЗМС

(1,1) й апроксимації даного розподілу за величини $h^2=10$ дБ та $h^2=20$ дБ



а – $h^2=10$ дБ;

б – $h^2=20$ дБ.

Рисунок 4.12 – Розподіл оцінок моменту надходження сигналів традиційних ГНСС й апроксимації даного розподілу за величини $h^2=10$ дБ та $h^2=20$ дБ

Таким чином, на основі моделі формування й обробки сигналів було отримано гістограми розподілу моменту надходження сигналу для сигналів традиційних ГНСС, \sin ДЗМС (1,1) і КДЗМС (6,1,1/11). Аналіз гістограм показав, що використання сигналів з модуляцією \sin ДЗМС (1,1) дозволяє домогтися тієї ж дисперсії σ_{τ}^2 оцінки моменту надходження сигналу, що й у GPS, але за менших, приблизно, на 2 дБ енергетичних витратах.

У свою чергу перехід від модуляції \sin ДЗМС (1,1) до модуляції КДЗМС (6,1,1/11) має ряд особливостей. Так, за значення $h^2 < 10$ дБ різниця в СКП оцінки моменту надходження сигналів між \sin ДЗМС (1,1) й КДЗМС (6,1,1/11) практично відсутня. Однак, зі збільшенням значення h^2 використання модуляції КДЗМС(6,1,1/11) дозволяє досягти такої ж дисперсії оцінки моменту надходження сигналу, як й за модуляції \sin ДЗМС (1,1), але за цього, вимагаючи на, приблизно, 2 дБ менші значення h^2 . В цілому, використання сигналів КДЗМС (6,1,1/11) дозволяє досягти загального енергетичного виграшу до 4 дБ порівняно до сигналів GPS.

Також було визначено межі за h^2 застосовності відомої асимптотичної оцінки СКП моменту надходження сигналів традиційних ГНСС, \sin ДЗМС (1,1) й КДЗМС (6,1,1/11). Так, нормалізація розподілу оцінки моменту надходження сигналу і, відповідно, нижня межа асимптотичної оцінки досягаються за значень $h^2 = 24$ дБ й 22 дБ для сигналів традиційних ГНСС й сигналів \sin ДЗМС (1, 1) та КДЗМС (6,1,1/11), відповідно.

Було розраховано параметри уточнюючого виразу для оцінювання СКП даних сигналів.

ВИСНОВКИ

У ході роботи були розглянуті найпростіші ДЗМ-сигнали, складені КДЗМ-сигнали і складні АДЗМ-сигнали, проведено аналіз їхніх спектральних й кореляційних характеристик. Результати показують, що зміна виду модуляції призводить до зміни виду спектра сигналу, що проявляється у збільшенні ефективної смуги займаних частот. Так, за використання спектральної маски, застосовуваної в реальній ГНСС GPS, збільшення ефективної ширини смуги складає, приблизно, 23% за переходу від сигналів традиційних ГНСС до сигналів \sin ДЗМС(1,1), і, приблизно, 25% за переході від сигналів \sin ДЗМС(1,1) до КДЗМС(6,1,1/11). Відповідно, відбуваються зміни й у формі автокореляційної функції, пов'язані зі зменшенням ширини основної пелюстки. Таким чином, зазначені зміни можуть підвищити точність визначення моменту надходження сигналів за використання оптимальних алгоритмів обробки.

Для отримання статистичних характеристик оцінки часу надходження сигналу було побудована модель формування й обробки сигналів і перевірена її адекватність на задачі оцінювання імовірнісних характеристик оптимального некогерентного виявлювача. На основі розробленої моделі було отримано гістограми розподілу моменту надходження сигналів традиційних ГНСС, \sin ДЗМС (1,1) й КДЗМС (6,1,1/11). Аналіз гістограм показав, що використання сигналів з модуляцією \sin ДЗМС (1,1) дозволяє домогтися тієї ж дисперсії оцінки моменту надходження сигналу, що й у GPS, але за менших на, приблизно, 2 дБ енергетичних витратах.

У свою чергу, перехід від модуляції \sin ДЗМС (1,1) до модуляції КДЗМС (6,1,1/11) має ряд особливостей. Так, за значень $h^2 < 10$ дБ, різниця в СКП оцінки моменту надходження сигналів між \sin ДЗМС (1,1) й КДЗМС (6,1,1/11) практично відсутня. Однак із збільшенням значення h^2

використання модуляції КДЗМС (6,1,1/11) дозволяє досягти такої ж дисперсії оцінки моменту надходження сигналу, як й за модуляції \sin ДЗМС (1,1), але за цього, вимагаючи на, приблизно, 2 дБ менші значення h^2 . Таким чином, використання сигналів КДЗМС (6,1,1/11) дозволяє досягти загального енергетичного виграшу до, приблизно, 4 дБ у порівнянні із сигналами GPS.

Визначено межі за h^2 застосовності відомої асимптотичної оцінки СКП моменту надходження сигналів традиційних ГНСС, \sin ДЗМС (1,1) і КДЗМС (6,1,1/11). Так, нормалізація розподілу оцінки моменту надходження сигналу і, відповідно, нижня межа асимптотичної оцінки досягаються за значень $h^2=24$ дБ й 22 дБ для сигналів традиційних ГНСС і сигналів \sin ДЗМС (1,1) й КДЗМС (6,1,1/11), відповідно. Також було розраховано параметри уточнюючого вираз для оцінки СКП даних сигналів, що є розкладанням в ряд СКП оцінки за низьких значень h^2 . Так, за значення $h^2 \leq 15$ дБ уточнена оцінка дає похибку 33% для сигналів GPS й 18% для сигналів \sin ДЗМС(1,1) і КДЗМС(6,1,1/11), відповідно. За цього, асимптотична оцінка дає похибку у 2 рази.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Ярлыков М.С. Характеристики меандрових сигналов (ВОС-сигналов) в спутникових радионавигационних системах нового поколения / М.С. Ярлыков. – М.: Радиотехника, 2008, № 8.
2. Galileo Open Service, Signal In Space Interface Control Document, OS SIS ICD, Draft 1, European Space Agency, 2014
3. Binary Offset Carrier (BOC) [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://www.navipedia.net/index.php/Binary_Offset_Carrier_%28BOC%29 (дата звернення 07.11.2023). – Назва з екрану.
4. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. – 224 с.
5. Betz J.W. Binary Offset Carrier Modulation for Radionavigation // Navigation, Journal of ION. – V.48 №4, – 2001-2002, – P. 227.
6. Ipatov V.P. Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications / V.P. Ipatov. – Wiley, 2004. – 373 p.
7. Хелстром К. Статистическая теория обнаружения сигналов / К. Хелстром. – Изд. Иностран, 1963. – 430 с.
8. Борисов В.И. Завадозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В.И. Борисов. – М.: Радио и связь, 2003. – 440 с.
9. S. Wallner, J.-A. Avila-Rodriguez, G.W. Hein, Interference Computations between Several GNSS Systems, ESA Navitec 2006, December 11-13, 2006, Noordwijk, The Netherlands.
10. Яценков В.С. Основы спутниковой навигации / В.С. Яценков. – М.: Горячая линия, 2005. – 272 с.
11. Ярлыков М.С. Комплексные меандры псевдослучайные последовательности и AltBOC-модуляция в спутниковых радионавигационных системах нового поколения / М.С. Ярлыков. – М.:

Радиотехника и электроника, 2011, том 56 – С. 191-202.

12. Куликов Е.И. Оценка параметров сигналов на фоне завад / Е.И Куликов, А.П. Трифонов. – М.: Сов. радио, 1978. – 296 с.

13. Игнатъев Ф.В. Оптимизация методов уплотнения дальномерных сигналов глобальных навигационных спутниковых систем: диссертация на соискание ученой степени ктн. – СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2014.

14. Бойков В.В. Исследование характеристик шумоподобных сигналов на многопозиционных поднесущих и разработка алгоритмов их обработки для спутниковых радионавигационных систем: диссертация на соискание ученой степени ктн. – ФГОБУ ВПО МТУСИ, 2015.

15. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е издание: Пер. с англ. / Б. Скляр. – М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. – 1104 с.

16. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов, 3-е издание / А.Б. Сергиенко. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 758 с.

18. Ярлыков М.С. Косинусные меандровые шумоподобные сигналы (CosBOC-сигналы) в спутниковых радионавигационных системах нового поколения / М.С. Ярлыков. – М.: Радиотехника. – 2009. – 446 с.

19. Трифонов А.П. Оптимальный прием сигналов / А.П. Трифонов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.

21. Гансвинд И.Н. Глобальные навигационные спутниковые системы / И.Н. Гансвинд. – М.: Лаборатория знаний, 2006. – 224 с.

22. Вентцель Е.С. Теория вероятностей: Учеб. для вузов. — 6-е изд. / Е.С. Вентцель. – М.: Высш. шк., 1999. – 576 с.

23. Исследование направлений расширения функциональных возможностей системы ГЛОНАСС: отчет о НИР.– СПб: ОАО "Российский институт радионавигации и времени (РИРВ)", – 2011.