

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

Факультет ІБЕК
 Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти магістр
 Спеціальність 172 "Електронні комунікації та радіотехніка"
 (код і найменування)
 Освітня програма (спеціалізація) Інформаційні мережі зв'язку
 (назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ
В.О. Завідувачкафедри

РТТ
 К.Т.Н., доц. САМОЙЛИК С. С.
 " " грудня 20 24 року

ЗАВДАННЯ
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЕКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА(КИ)

КРАВЦЯ Антона Юрійовича
 (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту (роботи) "Аналіз завадостійкості цифрового приймача амплітудно-маніпульованих сигналів"

керівник проекту (роботи) ЧОРНОБОРОДОВ Михайло Петрович, доцент
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом закладу вищої освіти від " 15 " 10 2024 року № 416

2. Строк подання студентом проекту (роботи) 10.12.2024 р.

3. Вихідні дані до проекту (роботи): тип обробки сигналів приймача - когерентний, тип сигналу - багатопозиційна квадратурна амплітудна маніпуляція з кількістю позицій $M=4, 16, 32, 64$; тип завади: гармонійна, лінійно-частотномодульована;

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): розробити модель радіоканалу і дослідити завадостійкість системи зв'язку

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

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до магістерської роботи: 59 с., 2 табл., 18 рис., 5 джерел.

АМПЛІТУДНА МАНІПУЛЯЦІЯ, ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ, ЙМОВІРНІСТЬ БІТОВОЇ ПОМИЛКИ.

Об'єкт дослідження – приймач.

Мета роботи – дослідження завадостійкості приймача.

Метод дослідження – статистичної радіотехніки з використанням чисельного моделювання.

Методами статистичної радіотехніки проаналізовано завадостійкість приймача сигналів із квадратурною амплітудною маніпуляцією в присутності шумової, гармонійної й сканувальної завад. Для різного ступеня позиційності сигналів отримано залежності ймовірності біткової помилки від відношення сигнал/шум, від девіації частоти завади, від її інтенсивності, від її розлаштування щодо центральної частоти спектра корисного сигналу.

Показано, що завадостійкість прийому сигналів із багатопозиційною фазовою маніпуляцією значно знижується при збільшенні інтенсивності сканувальної завади, що попадає в область головного пелюстка спектра корисного сигналу, і зі збільшенням позиційності сигналів цей вплив підсилюється. Прийом сигналів із квадратурною амплітудною маніпуляцією сильно погіршується при наявності гармонійної завади, і зі збільшенням позиційності сигналів цей вплив підсилюється. Найбільш небезпечною є прицільна гармонійна завада, частота якої збігається з центральною частотою спектра корисного сигналу.

ЗМІСТ

| | С. |
|---|----|
| Скорочення та умовні позначки | 6 |
| Вступ..... | 7 |
| 1 Аналіз предметної області..... | 8 |
| 1.1 Огляд літератури | 8 |
| 1.2 Мета дослідження | 10 |
| 2 Завадостійкість приймача детермінованих сигналів..... | 11 |
| 3 Аналіз завадостійкості приймача за впливу гармонійної завади..... | 20 |
| 3.1 Моделі сигналу і завад..... | 20 |
| 3.2 Методика оцінки завадостійкості..... | 26 |
| 4 Аналіз завадостійкості приймача за впливу сканувальної завади | 42 |
| 4.1 Моделі сигналу і завад..... | 42 |
| 4.2 Методика оцінки завадостійкості..... | 43 |
| 4.3 Моделювання..... | 46 |
| Висновки | 58 |
| Перелік джерел посилань | 59 |

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

- АЧХ – амплітудно-частотна характеристика
ДПФ – дискретне перетворення Фур'є
КАМ – квадратурна амплітудна маніпуляція
М-КАМ – багатопозиційна квадратурна амплітудна маніпуляція
СПДІ – система передавання дискретної інформації

ВСТУП

У різних цифрових системах передачі дискретної інформації з високою пропускною здатністю знайшли широке застосування сигнали з багатопозиційною квадратурною амплітудною маніпуляцією. На якість радіозв'язку в таких системах впливають різні види завад, як ненавмисних, так і навмисних.

При цьому, сканувальна завада представлена у виді гармонійного коливання з частотою, що змінюється по пилкоподібному законі.

1 АНАЛІЗ ПРЕДМЕТНОЇ ОБЛАСТІ

1.1 Огляд літератури

Сигнали з багатопозиційними видами маніпуляції, такі як багатопозиційна квадратурна амплітудна маніпуляція, завдяки своїм енергетичним і спектральним характеристикам давно й успішно застосовуються в різних цифрових системах передачі інформації з високою пропускнуою здатністю.

У різних цифрових системах передавання дискретної інформації (СПДІ) з високою пропускнуою здатністю, таких як супутникові, радіорелейні лінії зв'язку, системи мобільного зв'язку, системи цифрового телебачення, у сучасних супутникових лініях зв'язку, знайшли широке застосування сигнали з багатопозиційною квадратурною амплітудною маніпуляцією (M-QAM). Їхнє використання закладене й у комунікаційних стандартах DVB-S і DVB-S2/S2X,

Одним з найважливіших параметрів таких систем є їх завадостійкість.

На вході приймача, в залежності від типу систем передавання дискретної інформації, можуть бути присутнім різні види завад, як ненавмисних, так і навмисних, котрі сильно впливають на якість радіозв'язку [1-7]. До їхнього числа відносяться гармонійні, ретрансльовані, імпульсні завади тощо. Цю обставину необхідно враховувати за аналізу завадостійкості систем передавання дискретної інформації.

Характеристики завадостійкості прийому таких сигналів на тлі білого гаусівського шуму досить добре вивчені. Так, у [1] показано, що мінімально досяжна ймовірність помилки прийому каналного символу при оптимальній когерентній обробці для прямокутних сигнальних сузір'їв визначається виразом:

$$P_{\text{М-КАМ}} = 4Q\left(\sqrt{\frac{3}{M-1}} k \gamma_{\text{вср}}\right),$$

де,

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt,$$

$k = \log_2 M$ – парне.

Тут і далі величиною:

$$\gamma_{\text{вср}} = \frac{E_{\text{вср}}}{N_0}$$

позначено середнє відношення сигнал/шум, перераховане на один біт інформації.

У реальних радіосистемах передачі інформації на вході приймача поряд із шумовою завадою можуть бути присутнім і іншими видами завад, як ненавмисних, так і навмисних. Часто зустрічаються:

- гармонійна завада, у вигляді, наприклад, вузькосмугового сигналу сусідньої радіостанції;
- сканувальна завада, частотний діапазон дії якої може перекриватися з частотним діапазоном сигналу.

Небезпечний вплив таких завад на якість прийому інформації підтверджено рядом досліджень [2-6].

1.2 Мета дослідження

Метою даної роботи є аналіз завадостійкості когерентного приймача сигналів із багатопозиційною квадратурною амплітудною маніпуляцією в присутності:

- гармонійної завади;
- сканувальної завади.

2 ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ ПРИЙМАЧА ДЕТЕРМІНОВАНИХ СИГНАЛІВ

У припущенні про затримку в ухваленні рішення на один тактовий інтервал, опишемо структурну схему оптимального приймача детермінованих сигналів з мінімальною частотною маніпуляцією та спосіб отримання формули для ймовірності помилкового прийому таких сигналів.

З позицій забезпечення передачі даних в обмеженій смузі частот з великою швидкістю в [1-3] обговорюються сигнали з мінімальною частотною маніпуляцією (МЧМ). Сигнал МЧМ є сигналом ЧМ із безупинною фазою й індексом маніпуляції, рівним 0,5. На k -м тактовому інтервалі такий сигнал визначається наступним виразом:

$$s_k(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + C_k \omega_D t + \theta_k), \quad (2.1)$$

де $C_k = \pm 1$ ($k=1, 2, \dots$) – інформаційні символи;

$\omega_D = \pi/(2 \cdot T)$ – девіація частоти;

T – тривалість елементарної послідовності.

Початкова фаза сигналу на k -м тактовому інтервалі має вид:

$$\theta_k = \frac{\pi}{2} \sum_{i=1}^{k-1} C_i - \frac{(k-1)\pi}{2} C_k + \theta_1$$

З (1) видно, що сигнал залежить від інформаційного символу C_k не тільки на k -м, але і на всіх наступних тактових інтервалах. Тому при збільшенні часу аналізу можна очікувати на підвищення завадостійкості

прийому.

У [1] показано, що якщо в момент часу $t=(k-1)T$ початкова фаза θ_k відома, то при інтервалі спостереження $2T$, сигнали, що відповідають символам $C_k=-1$ й $C_k=1$, протилежні і, отже, ймовірність помилки при їхньому когерентному прийомі на тлі білого шуму, дорівнює ймовірності помилки при когерентному прийомі сигналів з фазовою маніпуляцією $P_{\text{ФМ}}$. Однак зазначене припущення про знання фази θ_k є ідеалізованим.

З (2.1) випливає, що фаза θ_k залежить від попередніх інформаційних символів C_1, C_2, \dots, C_{k-1} , що вірогідно невідомі, і тому фактично визначена з точністю до π . Це значить, що в самому сигналі закладена невизначеність початкової фази, і тому принципово неможливо отримати опорне коливання, що має в момент часу $t=(k-1) \cdot T$ ту ж початкову фазу, що й сигнал (2.1), тобто θ_k .

Фаза опорного коливання може бути визначена щодо фази сигналу лише з точністю до π . З цієї причини спроба використання згаданого алгоритму неминуче наштовхується на необхідність застосування диференційного кодування [3], унаслідок чого ймовірність помилки зросте і стане такий же, що і при фазоразно-стної маніпуляції.

Більш правильно, детермінованим вважати такий сигнал МЧМ, початкова фаза якого визначена не в момент часу $t=(k-1) \cdot T$, а при $t=0$. Для простоти покладемо $\theta_1=0$. Будемо вважати, як і в [1], що при винесенні рішення про будь-який символ C_k допускається затримка на один тактовий інтервал, тобто що рішення про цей символ приймається не в момент його закінчення $t=k$, а в момент $t=(k+1) \cdot T$. Сказане пояснюється на рисунку 2.1, де інформаційні символи, по яких прийняте рішення, позначено зірочками.

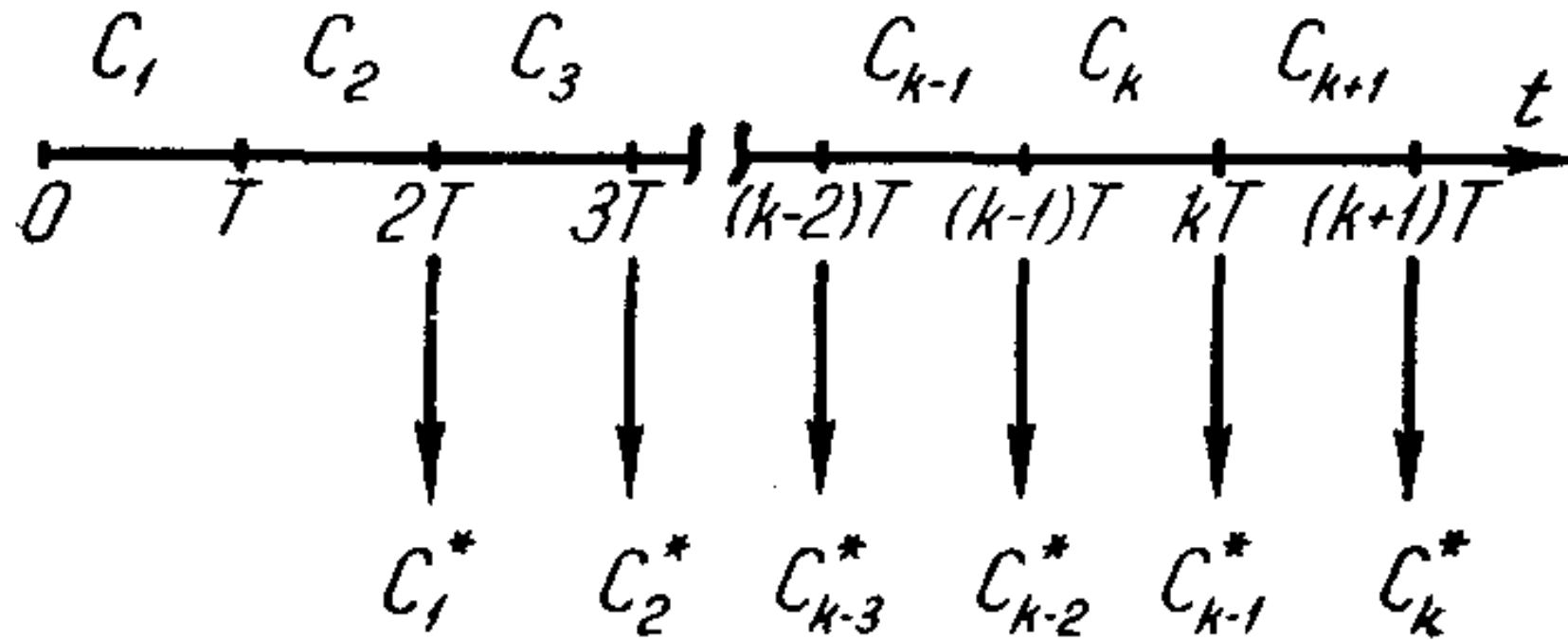


Рисунок 2.1 – Сигнальні сузір'я багатопозиційної ($M=32$) квадратурної амплітудної маніпуляції

Структурна схема оптимального приймача сигналів МЧМ зображена на рисунку Рисунок 2.2. Схема містить два канали, у кожному з яких здійснюється когерентна обробка сигналу сумарної чи різницевої частоти $\omega_0 \pm \omega_d$. Сигнал зворотного зв'язку за рішенням керує фазообертачами φ_3 й φ_4 , що, у залежності від прийнятого рішення $C_k = \pm 1$, здійснюють поворот фази на кожному тактовому інтервалі на $\pm \pi/2$.

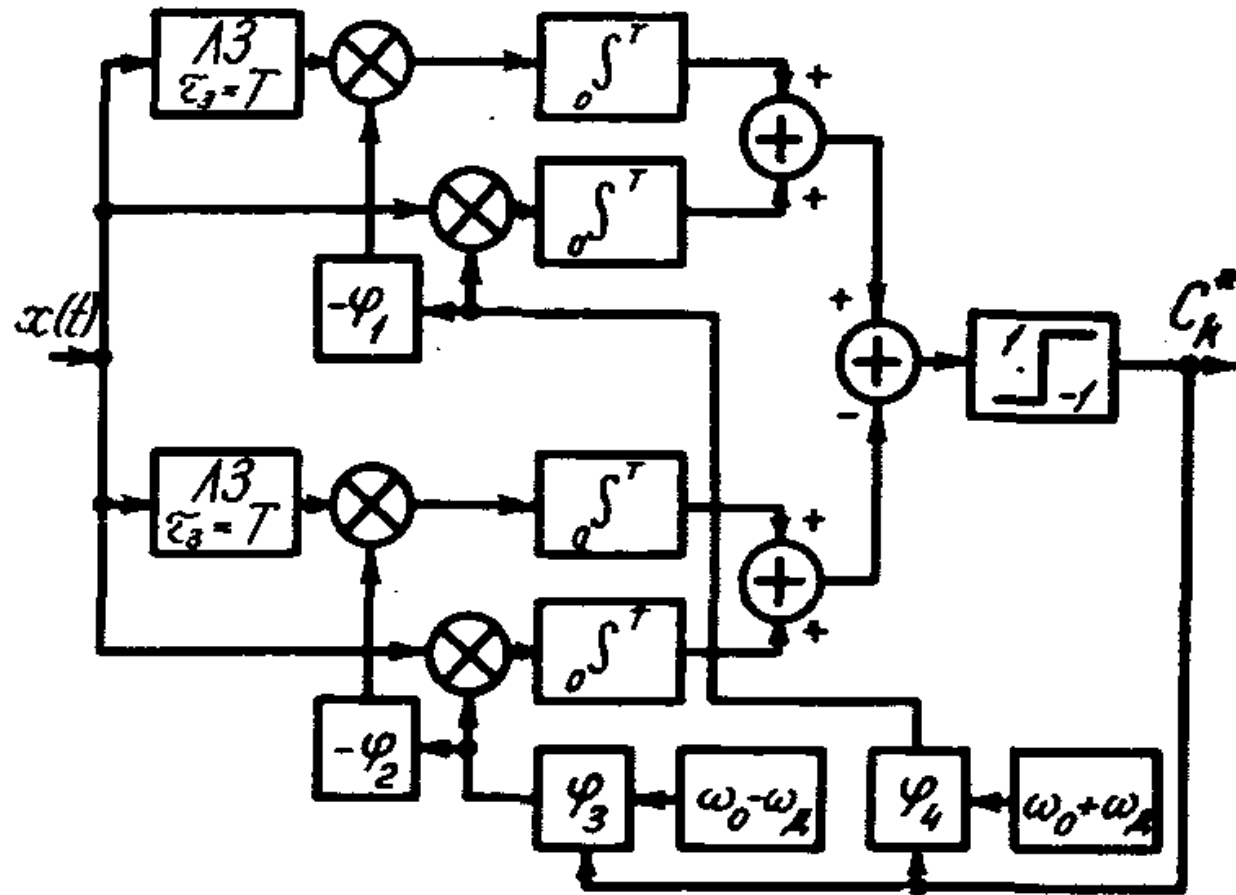


Рисунок 2.2 – Сигнальні сузір'я багатопозиційної (M=32) квадратурної амплітудної маніпуляції

Визначимо сумарний сигнал $s_{\Sigma}(t, \vec{\Lambda})$ у такий спосіб:

$$s_{\Sigma}(t, \vec{\Lambda}) = \begin{cases} s_1(t, C_1); & t \in (0, T]; \\ s_2(t, C_1, C_2); & t \in (T, 2T]; \\ \dots \dots \dots & \dots \dots \dots \\ s_k(t, C_1, C_2, \dots, C_k); & t \in ((k-1)T, kT]; \\ s_{k+1}(t, C_1, C_2, \dots, C_k, C_{k+1}); & t \in (kT, (k+1)T], \end{cases}$$

де,

$$\vec{\Lambda} = [C_1, C_2, \dots, C_{k+1}]$$

Будь-яка реалізація сумарного сигналу $s_{\Sigma}(t, \vec{\Lambda})$ займає інтервал часу $(0, (k+1) \cdot T]$.

У припущенні про те, що приймання сигналів здійснюється в присутності білого шуму $n(t)$ з однобічною спектральною щільністю N_0 , апостеріорна ймовірність реалізації сумарного сигналу (чи вектора $\vec{\Lambda}$) у момент часу $t = (k+1) \cdot T$ дорівнює:

$$\begin{aligned} p_{ps}[s_{\Sigma}(t, \vec{\Lambda})] &= p_{ps}(\vec{\Lambda}) = \\ &= k_0 p_{pr}(\vec{\Lambda}) \exp \left[-\frac{1}{N_0} \int_0^{(k+1)T} s_{\Sigma}^2(t, \vec{\Lambda}) dt \right] + \end{aligned}$$

$$\left. + \frac{2}{N_0} \int_0^{(k+1)T} x(t) s_{\Sigma}(t, \vec{\Lambda}) dt \right],$$

де,

$$x(t) = s_{\Sigma}(t, \vec{\Lambda}) + n(t).$$

Перетворимо це вираз, з огляду на, що перший доданок у показникові ступеня є сума енергій:

$$E = \int_{(i-1)T}^{iT} s_i^2(t, C_1, \dots, C_i) dt$$

сигналів s_1, s_2, \dots, s_{k+1} , що не перекриваються, інформаційні символи будемо вважати рівноймовірними і незалежними:

$$\begin{aligned} p_{Ps}(\vec{\Lambda}) = & k_1 \exp \left[- \frac{(k+1)E}{N_0} + \right. \\ & \left. + \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t) s_1(t, C_1) dt + \right. \\ & \left. + \frac{2}{N_0} \int_T^{2T} x(t) s_2(t, C_1, C_2) dt + \dots + \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{2}{N_0} \int_{(k-2)T}^{(k-1)T} x(t) s_{k-1}(t, C_1, C_2, \dots, C_{k-1}) dt + \\
& + \frac{2}{N_0} \int_{(k-1)T}^{kT} x(t) s_k(t, C_1, C_2, \dots, C_k) dt + \\
& + \frac{2}{N_0} \int_{kT}^{(k+1)T} x(t) s_{k+1}(t, C_1, C_2, \dots, C_{k+1}) dt \Big] .
\end{aligned}$$

Для отримання апостеріорної ймовірності k -го інформаційного символу $p_{po}(C_k)$, усереднимо останній вираз двома можливими значеннями інформаційних символів $C_1, C_2, \dots, C_k, C_{k+1}$:

$$\begin{aligned}
p_{ps}(C_k) &= \langle p_{ps}(\vec{\Lambda}) \rangle_{C_1, C_2, \dots, C_{k-1}, C_{k+1}} = \\
&= k_2 \sum_{C_1=-1}^1 \sum_{C_2=-1}^1 \dots \sum_{C_{k-1}=-1}^1 \sum_{C_{k+1}=-1}^1 \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \left[\int_0^T x(t) s_1(t, C_1) dt + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \int_T^{2T} x(t) s_2(t, C_1, C_2) dt + \dots + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \int_{(k-2)T}^{(k-1)T} x(t) s_{k-1}(t, C_1, C_2, \dots, C_{k-1}) dt + \right. \right.
\end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned}
 &+ \int_{(k-1)T}^{kT} x(t) s_k(t, C_1, C_2, \dots, C_{k-1}, C_k) dt + \\
 &+ \int_{kT}^{(k+1)T} x(t) s_{k+1}(t, C_1, C_2, \dots, C_{k+1}) dt \Bigg\} .
 \end{aligned}$$

3 АНАЛІЗ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ПРИЙМАЧА ЗА ВПЛИВУ ГАРМОНІЙНОЇ ЗАВАДИ

3.1 Моделі сигналу і завад

Сигнал багатопозиційної квадратурної амплітудної маніпуляції на тактовому інтервалі, рівному тривалості каналного символу T_s , що несе інформацію про кількість інформаційних бітів:

$$k = \log_2 M,$$

може набувати одне з M можливих значень:

$$s_i(t) = A_{\text{сеп}} (I_i \cos \omega_0 t - Q_i \sin \omega_0 t), \quad (3.1)$$

де $A_{\text{сеп}}$ – середня амплітуда сигналу:

$$A_{\text{сеп}} = \sqrt{\frac{2E_{s\text{сеп}}}{T_s}};$$

$E_{s\text{сеп}} = k \cdot E_{b\text{сеп}}$ – енергія каналного символу, середня по всіх інформаційних комбінаціях;

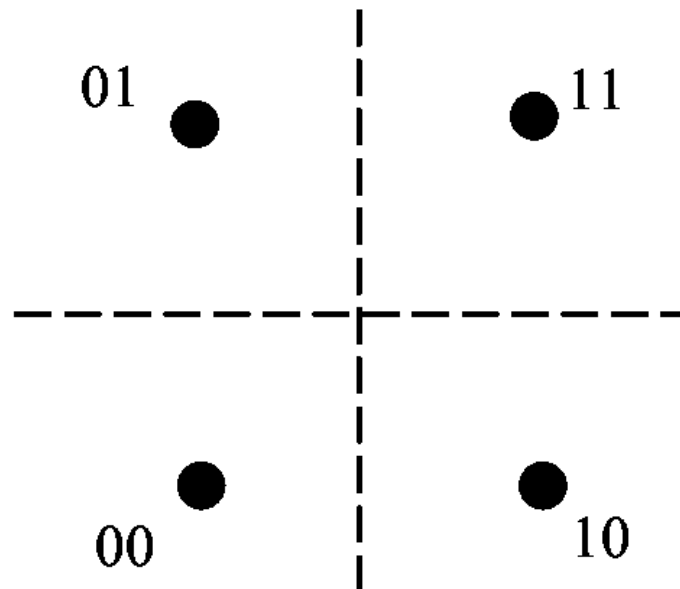
$E_{b\text{сеп}}$ – середня енергія, що приходить на один біт інформації;

I_i й Q_i – коефіцієнти, що визначають амплітуди квадратурних компонентів сигналу;

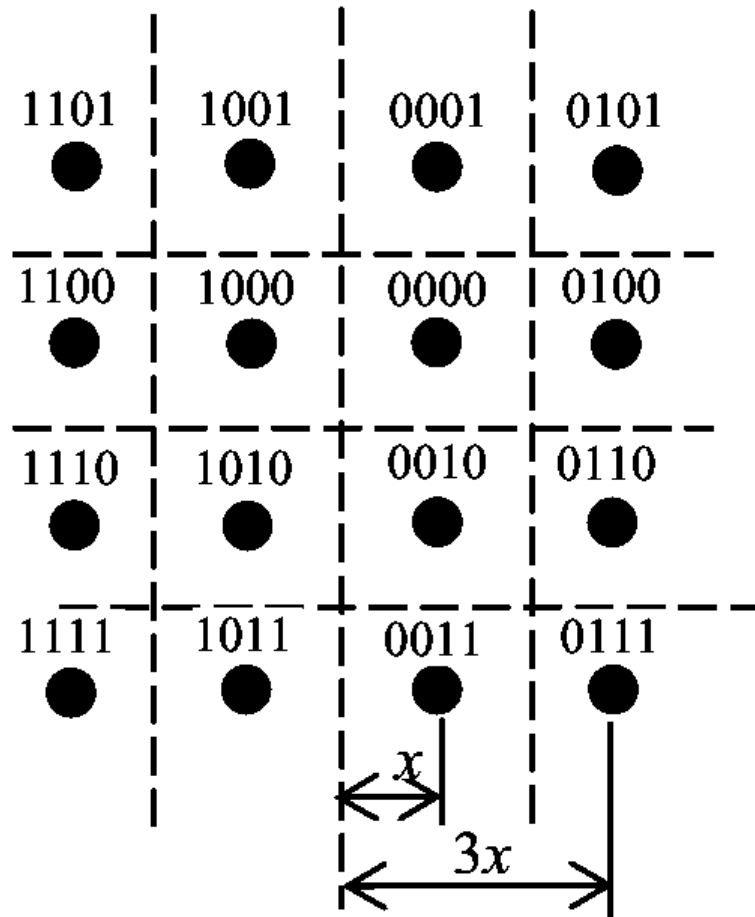
ω_0 – носійна частота;

$$t \in (0, T_s], i = 0, 1, \dots, M-1.$$

Приклади сигнальних сузір'їв багатопозиційної квадратурної амплітудної маніпуляції представлені на рисунку 3.1..3.2. На них відзначені сигнальні крапки, що відповідають каналним символам, і пунктиром зображені границі областей ухвалення рішення. При впливі різних завад відбувається зсув сигнальної крапки в "неправильну" область, що викликає помилку прийому каналного символу.



a) $M = 4$



б) $M = 16$

Рисунок 3.1 – Сигнальні сузір'я багатопозиційної ($M = 4$ й $M = 16$) квадратурної амплітудної маніпуляції

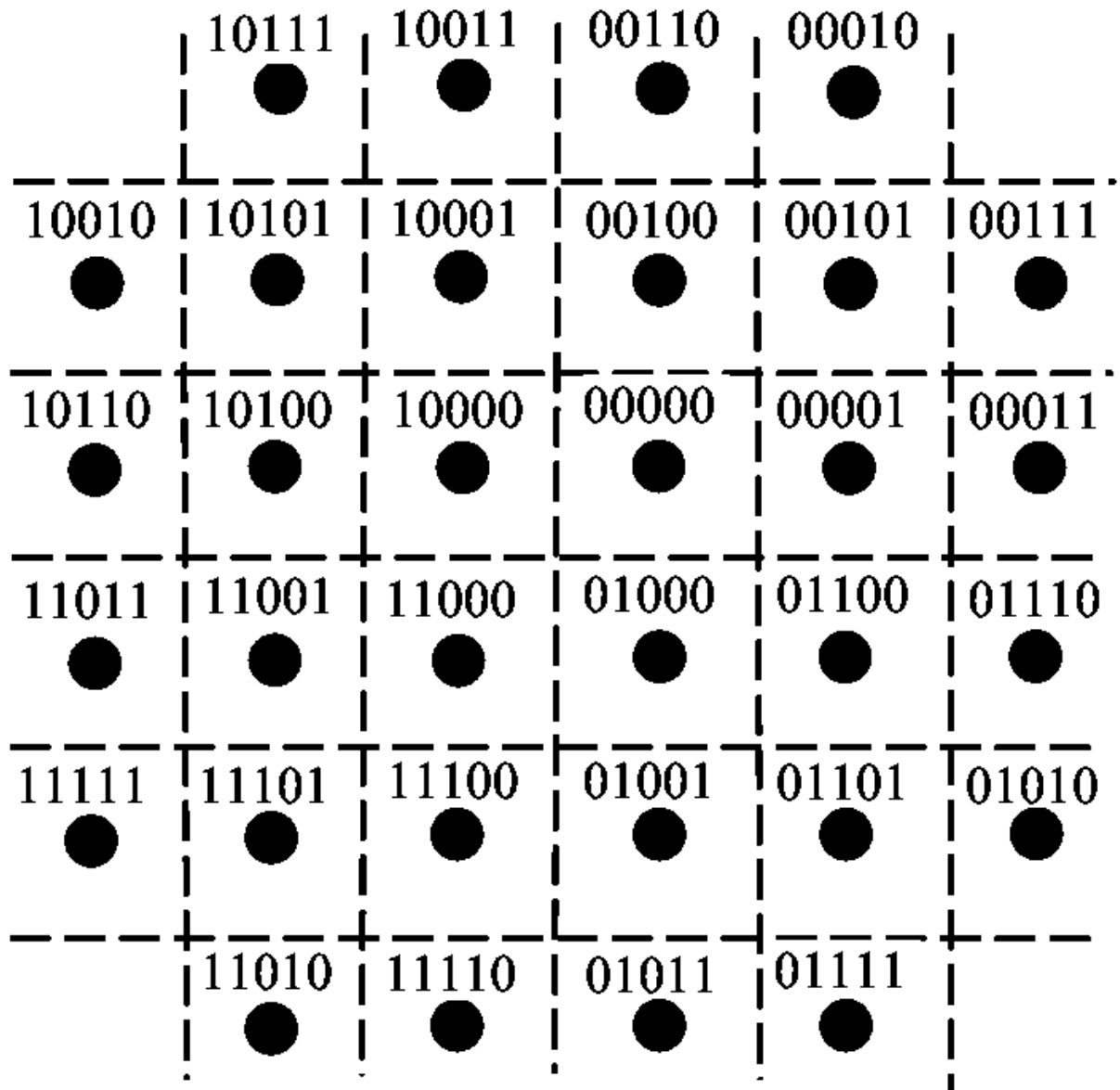


Рисунок 3.2 – Сигнальні сузір'я багатопозиційної ($M = 32$) квадратурної амплітудної маніпуляції

Кореляційний прийом сигналу (3.1) у присутності білого гаусівського шуму передбачає обчислення інтегралів згортки J_i прийнятого коливання $x(t)$ й M опорних сигналів:

$$J_i = \frac{2A_{\text{сеп}}}{N_0} \int_0^{T_s} x(t)(I_i \cos \omega_0 t - Q_i \sin \omega_0 t) dt, \quad (3.2)$$

де $i = 0, \dots, M-1$.

Ймовірність правильного виявлення будь-якого канального символу, наприклад, з індексом "0", знаходиться за умови:

$$J_0 - \{J_i\} > \delta_i,$$

де δ_i – межа винесення ухвали, обумовлена напіввізницею енергій порівнюваних канальних символів.

Загальна ймовірність правильного виявлення канального символу дорівнює:

$$P_s = \prod_{i=1}^{M-1} p_i(J_0 - J_i > \delta_i), \quad (3.3)$$

а ймовірність помилкового прийому канального символу, відповідно, дорівнює:

$$P_{es} = 1 - P_s. \quad (3.4)$$

Ця помилка викликає помилку в один чи більше розрядів інформації в залежності від рівня завадового сигналу. За досить великих відношень сигнал/шум, у середньому, між ймовірністю помилки за прийомі каналного символу P_{es} й ймовірністю бітової помилки P_{eb} , справедливе співвідношення [1]:

$$P_{eb} = \frac{P_{es}}{\log_2 M} \quad (3.5)$$

Вважаємо, що на вході приймача, разом з корисним сигналом $s_i(t)$, присутній білий гаусівський шум $n(t)$ з однобічною спектральною щільністю:

$$\langle n(t) \rangle = 0; \langle n(t_1)n(t_2) \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t_2 - t_1)$$

і гармонійна завада:

$$s_3(t) = \mu A_0 \cos(\omega_3(t)t + \varphi_3)$$

з випадковою початковою фазою φ_3 , розлаштуванням $\Delta\omega_3$ щодо центральної частоти спектра сигналу багатопозиційної квадратурної амплітудної маніпуляції й відносною інтенсивністю μ , тобто:

$$x(t) = s_i(t) + s_3(t) + n(t)$$

3.2 Методика оцінки завадостійкості

Для оцінки завадостійкості прийому скористаємося методикою [3].

Розрахуємо статистичні характеристики умовних розподілів випадкових процесів J_i на виходах усіх кореляторів демодулятора за параметром випадкової початкової фази гармонійної завади φ_3 :

- середні значення $m_0, \dots, m_i, \dots, m_{M-1}$;
- дисперсії $D_0, \dots, D_i, \dots, D_{M-1}$;
- взаємні кореляційні моменти M_{0i} .

За цього врахуємо, що розподіли всіх зазначених випадкових процесів з урахуванням наявності на вході демодулятора білого гаусівського шуму є нормальними, а також $\omega_0 \cdot T_s \gg 1$.

Тоді:

$$m_0 = \langle J_0 \rangle = \frac{2E_{\text{scep}}}{N_0} (I_0^2 + Q_0^2) + \frac{2E_{\text{scep}}}{N_0} \mu \frac{\sin \frac{\Delta\omega_3 T_s}{2}}{\frac{\Delta\omega_3 T_s}{2}} (I_0 \cos \eta + Q_0 \sin \eta)$$

$$m_i = \langle J_i \rangle = \frac{2E_{\text{scep}}}{N_0} (I_0 I_i + Q_0 Q_i) + \frac{2E_{\text{scep}}}{N_0} \mu \frac{\sin \frac{\Delta\omega_3 t}{2}}{\frac{\Delta\omega_3 t}{2}} (I_i \cos \eta + Q_i \sin \eta)$$

де параметр:

$$\eta = \frac{\Delta\omega_3 T_s}{2} + \varphi_3,$$

також як і φ_3 , є випадковою величиною, рівномірно розподіленою на напівінтервалі $(-\pi, \pi]$. Дисперсії визначаються в такий спосіб:

$$\begin{aligned} D_0 &= \langle J_0^2 \rangle - \langle J_0 \rangle^2 = \langle J_0^2 \rangle - m_0^2 = \\ &= \frac{2E_{\text{сеп}}}{N_0} (I_0^2 + Q_0^2), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_i &= \langle J_i^2 \rangle - \langle J_i \rangle^2 = \langle J_i^2 \rangle - m_i^2 = \\ &= \frac{2E_{\text{сеп}}}{N_0} (I_i^2 + Q_i^2), \end{aligned}$$

а змішаний момент:

$$M_{0i} = \frac{2E_{\text{сеп}}}{N_0} (I_0 I_i + Q_0 Q_i)$$

Статистичні параметри сумарних процесів:

$$y_i = J_0 - J_i - \delta_i$$

на вході пристрою порівняння кореляційних інтегралів можна знайти в такий спосіб:

$$m_{yi} = \langle y_i \rangle = m_0 - m_i - \delta_i$$

й

$$D_{yi} = D_0 + D_i - 2M_{0i}$$

З урахуванням величини порога:

$$\delta_i = \frac{E_{s0} - E_{si}}{N_0} = \frac{E_{scep}}{N_0} [(I_0^2 + Q_0^2) - (I_i^2 + Q_i^2)]$$

середні значення m_{yi} визначаються в такий спосіб:

$$\begin{aligned} m_{yi} = & \frac{2E_{scep}}{N_0} (I_0^2 + Q_0^2 - I_0 I_i - Q_0 Q_i) + \\ & + \frac{2E_{scep}}{N_0} \mu \frac{\sin \frac{\Delta\omega_3 T_s}{2}}{\frac{\Delta\omega_3 T_s}{2}} [(I_0 - I_i) \cos \eta + \\ & + (Q_0 - Q_i) \sin \eta] - \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\frac{E_{scep}}{N_0} [(I_0^2 + Q_0^2) - (I_i^2 + Q_i^2)] = \\
& = \frac{2E_{scep}}{N_0} \{0,5[(I_0 - I_i)^2 + (Q_0 - Q_i)^2] + \\
& \quad + \mu \frac{\sin \frac{\Delta\omega_3 T_s}{2}}{\frac{\Delta\omega_3 T_s}{2}} [(I_0 - I_i) \cos \eta + \\
& \quad + (Q_0 - Q_i) \sin \eta]\} ,
\end{aligned}$$

а дисперсії визначаються по формулі:

$$D_{yi} = \frac{2E_{scep}}{N_0} [(I_0 - I_i)^2 + (Q_0 - Q_i)^2] .$$

Умовні по параметрі η ймовірності, що входять у (3.3) й (3.4), можуть бути обчислені по формулі:

$$p_i(J_0 - J_i > \delta_i) = 1 - Q\left(\frac{m_{yi}}{\sqrt{D_{yi}}}\right) ,$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt$$

Для отримання безумовної ймовірностей помилки прийому каналного символу (3.4) і бітової помилки (3.5) необхідно провести усереднення отриманих результатів $P_{es}(\eta)$ і $P_{eb}(\eta)$ по випадковій величині η . Здійснити аналітично обчислення інтегралів:

$$P_{es} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_{es}(\eta) d\eta$$

$$P_{eb} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_{eb}(\eta) d\eta$$

і вивести точну формулу для ймовірностей помилок не вдається, тому для отримання остаточних результатів скористаємося чисельним усередненням. Але треба врахувати, що при чисельному усередненні необхідно провести обчислення, перебираючи всі можливі комбінації каналних символів.

Оскільки енергії посилок сигналу багатопозиційної квадратурної амплітудної маніпуляції можуть приймати різні значення, обумовлені формою сигнального сузір'я (рис. 3.1..3.2), то, з метою адекватного порівняння отриманих результатів і результатів, отриманих для інших видів сигналів, необхідно провести нормування енергій сигналів. Це можна зробити, пронормувавши величини коефіцієнтів I_i й Q_i . При цьому логічно покласти, щоб середні енергії порівнюваних сигналів були однакові.

У випадку квадратурної амплітудної маніпуляції з $M = 16$, відповідно до положення сигнальних крапок, маємо три рівні енергії посилок:

$$E_1 = \frac{(x^2 + x^2)}{2} T_s = E_{\min}$$

$$E_2 = \frac{(x^2 + 9x^2)}{2} T_s$$

$$E_3 = \frac{(9x^2 + 9x^2)}{2} T = E_{\max}$$

Тоді:

$$E_{s\text{сер}} = \frac{4E_1 + 8E_2 + 4E_3}{16} = 10 \frac{x^2 T}{2} = \frac{A_{\text{сер}}^2 T}{2}$$

Звідкіля:

$$x = \frac{1}{\sqrt{10}} A_{\text{сер}}$$

Отже, для квадратурної амплітудної маніпуляції з $M=16$ при обчисленнях у залежності від вибору сигнальної крапки необхідно використовувати коригувальні коефіцієнти:

$$\frac{1}{\sqrt{10}},$$

$$\frac{3}{\sqrt{10}}.$$

Подібні розрахунки для квадратурної амплітудної маніпуляції з $M=16$ дають коригувальні коефіцієнти:

$$\frac{1}{\sqrt{20}},$$

$$\frac{3}{\sqrt{20}},$$

$$\frac{5}{\sqrt{20}},$$

а для квадратурної амплітудної маніпуляції з $M = 64$:

$$\frac{1}{\sqrt{42}},$$

$$\frac{3}{\sqrt{42}},$$

$$\frac{5}{\sqrt{42}},$$

$$\frac{7}{\sqrt{42}}.$$

На рисунках 3.3-3.6 показані залежності ймовірності помилки P_{eb} від відношення сигнал/шум $\gamma_{bcep} = E_{bcep}/N_0 = E_{scep}/(k_0 \cdot N_0)$ за нульового розлаштування гармонійної завади $\Delta\omega_3 \cdot T_s$, тобто за прицільної завади. Криві на кожному малюнку розрізняються величиною інтенсивності завади μ .

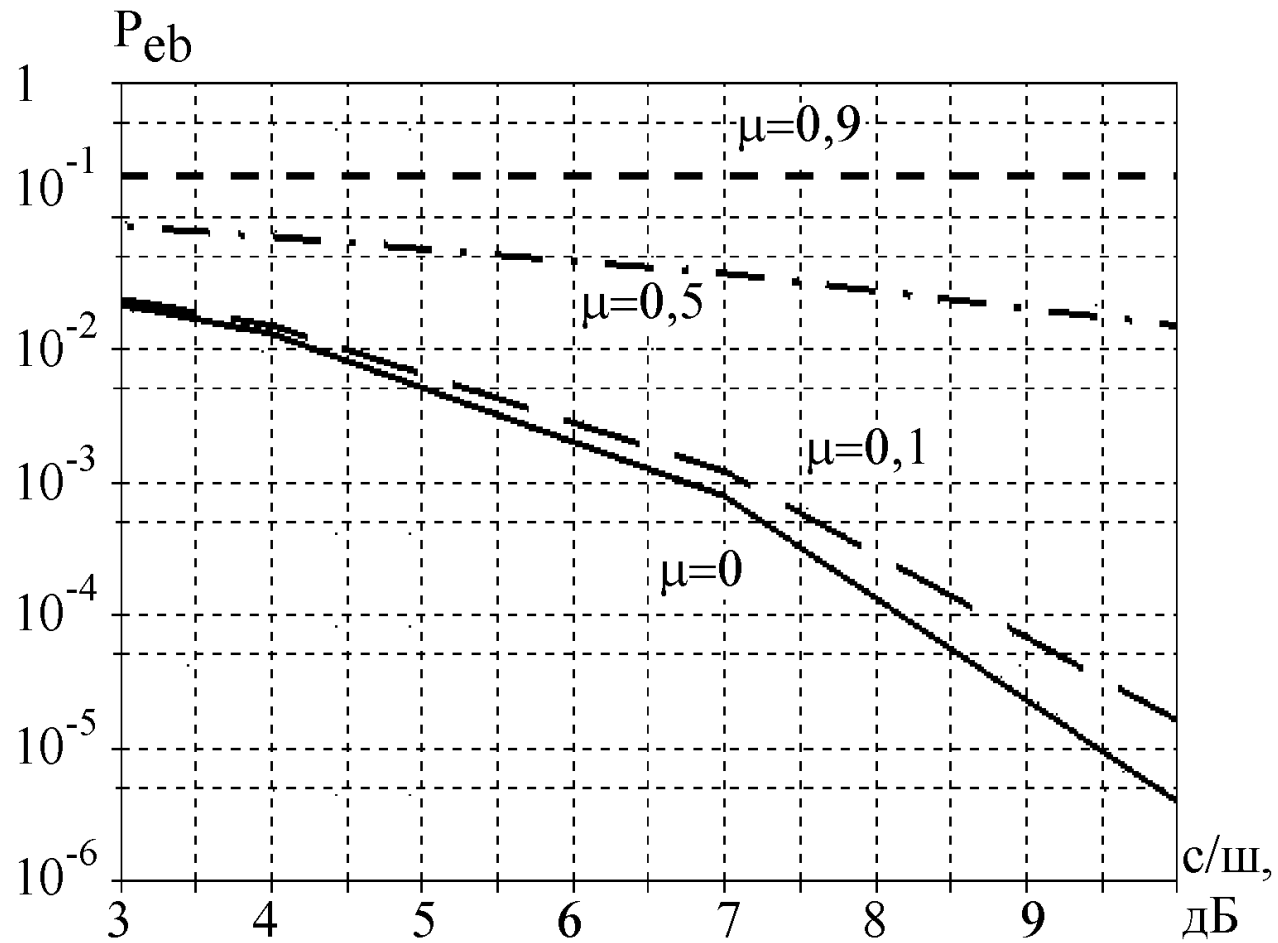


Рисунок 3.3 – Залежність ймовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум для квадратурної амплітудної маніпуляції з $M=4$ у присутності гармонійної завади

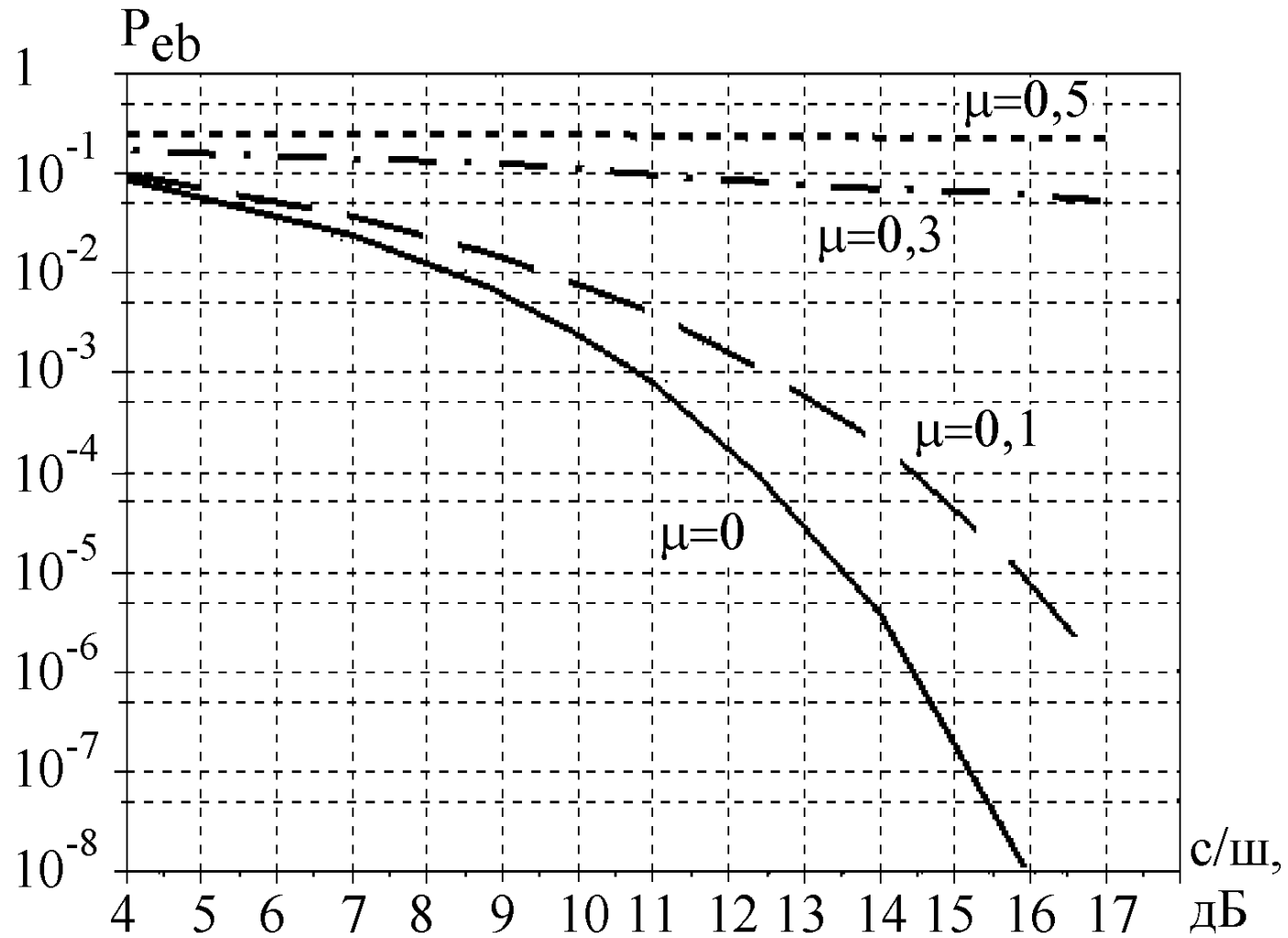


Рисунок 3.4 – Залежність ймовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум для квадратурної амплітудної маніпуляції з $M=16$ у присутності гармонійної завади

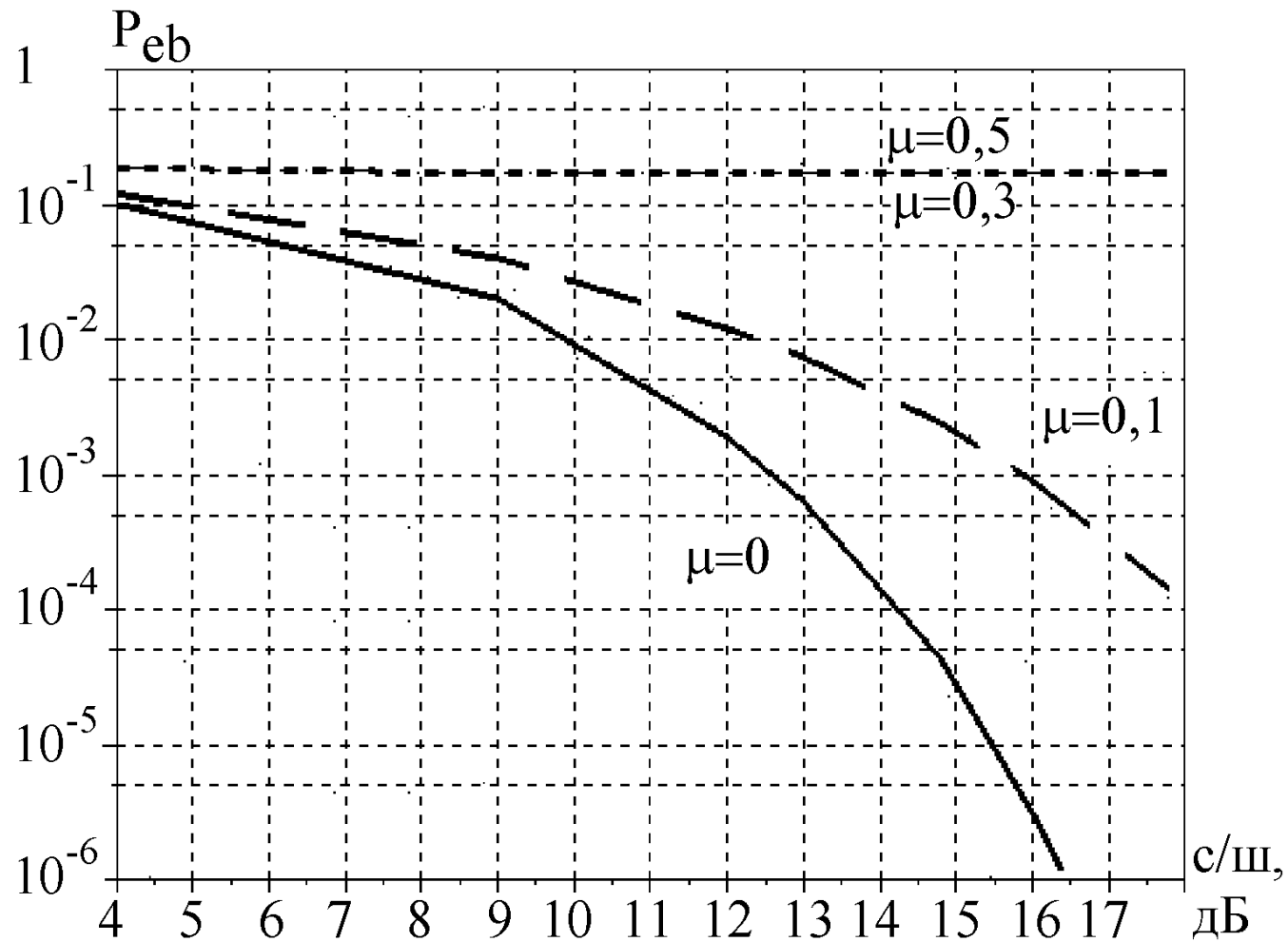


Рисунок 3.5 – Залежність ймовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум для квадратурної амплітудної маніпуляції з $M=32$ у присутності гармонійної завади

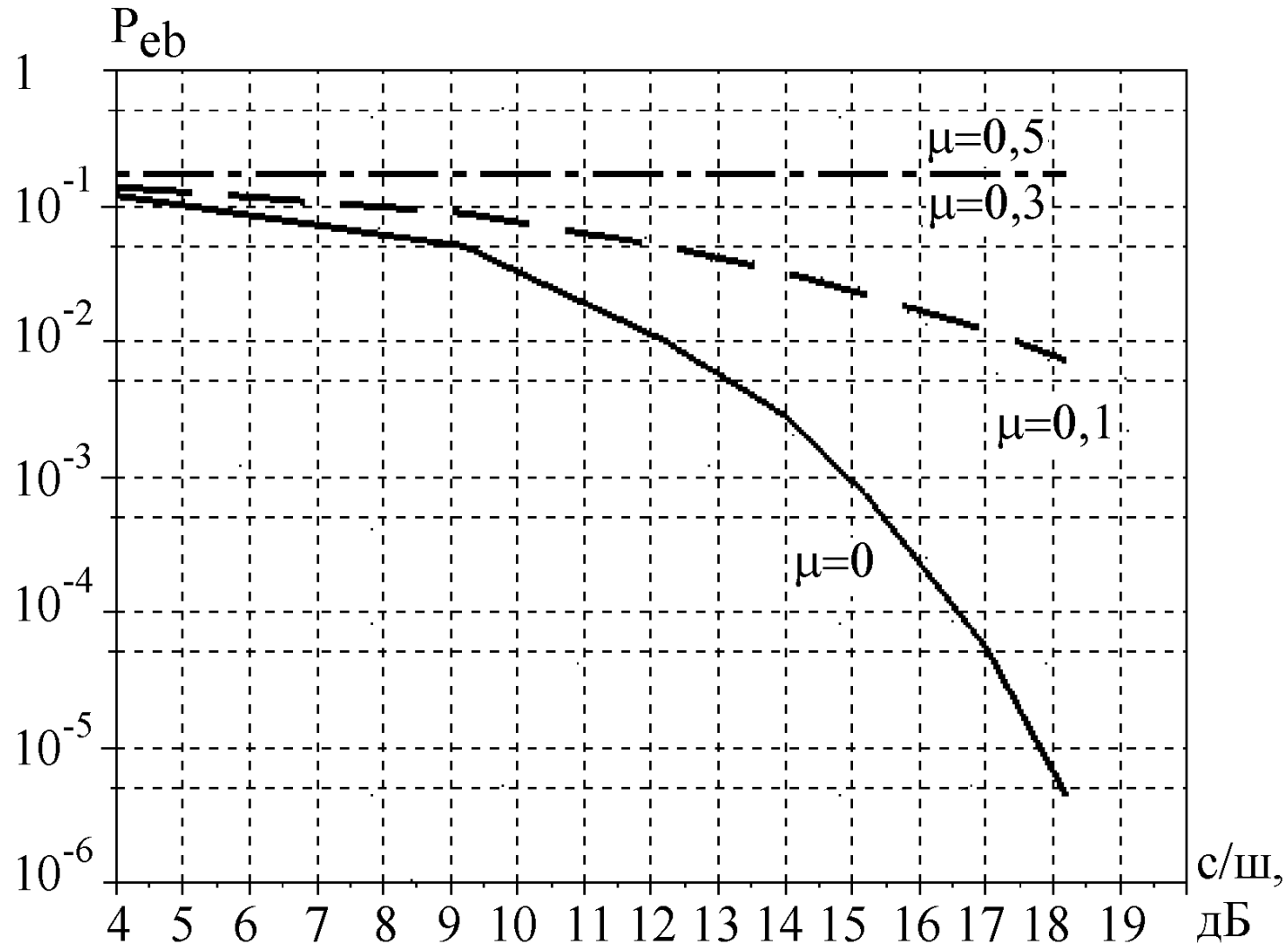


Рисунок 3.6 – Залежність ймовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум для квадратурної амплітудної маніпуляції з $M=64$ у присутності гармонійної завади

Аналіз графіків дозволяє зробити висновок, що зі збільшенням ступеня позиційності M корисного сигналу, вплив гармонійної завади значно підсилюється. Так, якщо слабка завада ($\mu = 0,1$) для $M = 4$ практично не збільшує ймовірність помилки P_{eb} , то для $M = 16, 32$ й 64 зниження завадостійкості стає дуже помітним: за $\gamma_{всеп} > 15$ дБ ймовірність помилки збільшується на кілька порядків.

Прицільні завади з інтенсивністю $\mu > 0,3$ небезпечні для усіх видів сигналів багатопозиційної квадратурної амплітудної маніпуляції з $M > 4$ і практично руйнують прийом. Цей висновок підтверджують і графіки, наведені на рисунку 3.7, де для порівняння наведено криві завадостійкості для всіх досліджених сигналів у залежності від величини μ .

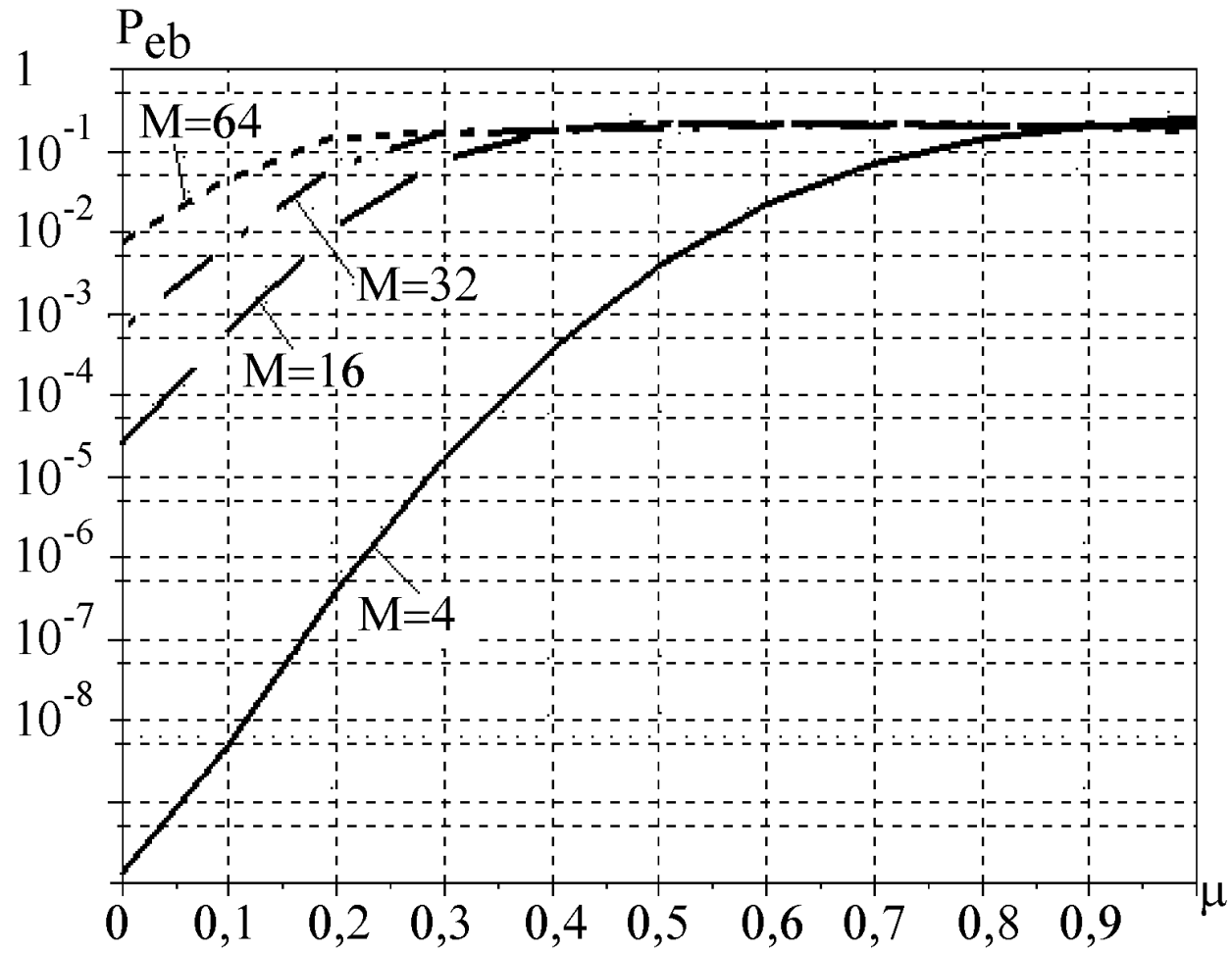


Рисунок 3.7 – Залежність ймовірності бітової помилки для багатопозиційної квадратурної амплітудної маніпуляції від інтенсивності гармонійної завади за $E_b/N_0=13$ дБ

На рисунку 3.8 наведено характеристики завадостійкості прийому сигналів багатопозиційної квадратурної амплітудної маніпуляції у залежності від величини розлаштування гармонійної завади $\Delta\omega_3 \cdot T_s$.

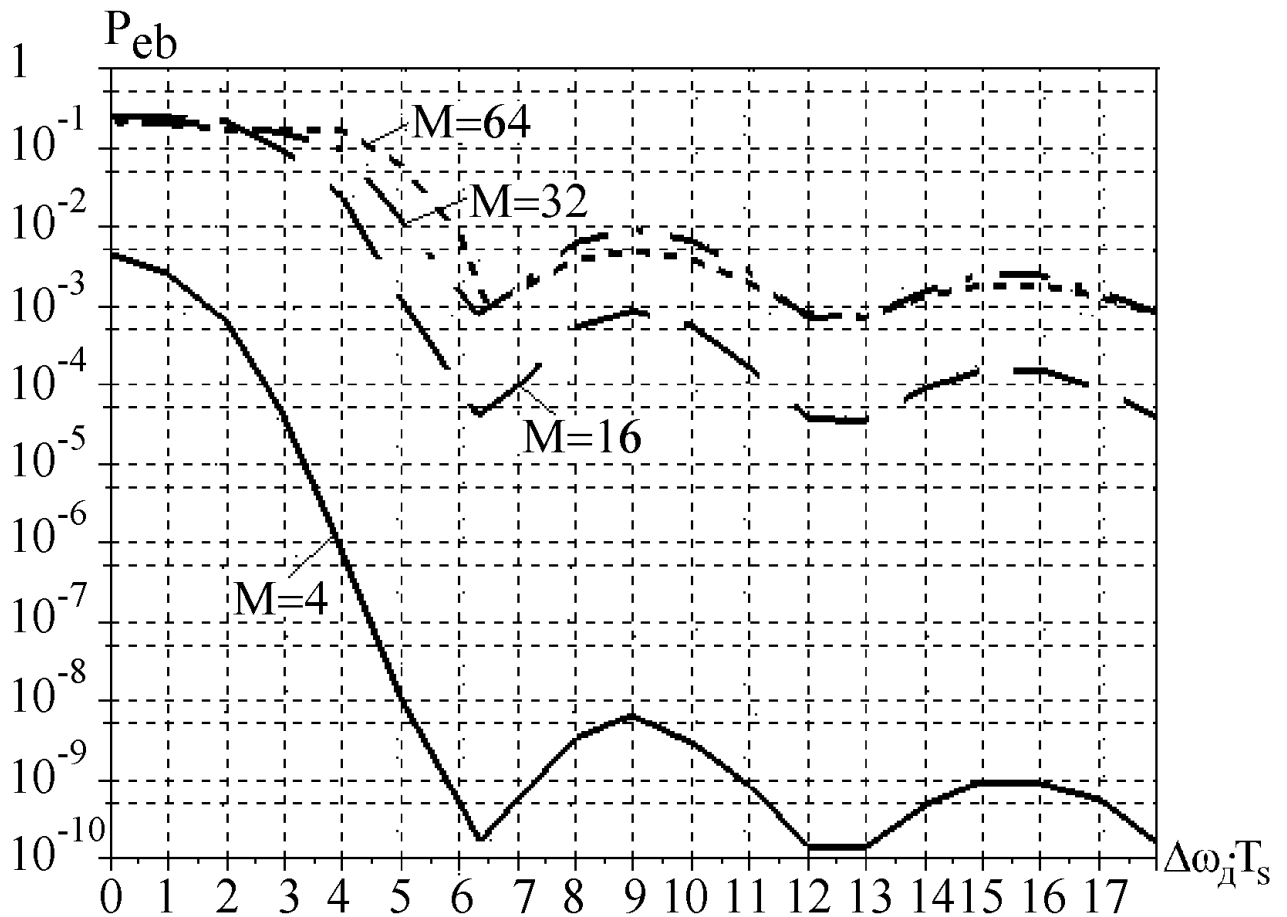


Рисунок 3.8 – Залежність ймовірності бітової помилки для багатопозиційної квадратурної амплітудної маніпуляції від розлаштування гармонійної завади за $E_b/N_0=13$ дБ й $\mu=0,5$

Видно, що у всіх випадках завадостійкість прийому зростає за збільшення розлаштування завади й у межі прагне до завадостійкості прийому без завади. Крапки, у яких ймовірність помилки сягає своїх мінімумів, відповідають нулям обвідної енергетичного спектра корисного сигналу. За цих розлаштувань вражаюча дія завади ніяк не виявляється.

Можна також зробити висновок, що за великих розлаштувань завади ($\Delta\omega_3 > 5/T_s$) її впливом можна зневажати.

4 АНАЛІЗ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ПРИЙМАЧА ЗА ВПЛИВУ СКАНУВАЛЬНОЇ ЗАВАДИ

4.1 Моделі сигналу і завад

Під сканувальною завадою розумітимемо сигнал завади з відносною інтенсивністю μ і частотою ω_3 , що змінюється навколо носійної частоти корисного сигналу ω_0 по деякому періодичному законі. У найпростішому випадку цей закон може бути пилкоподібним (рис. 4.1).

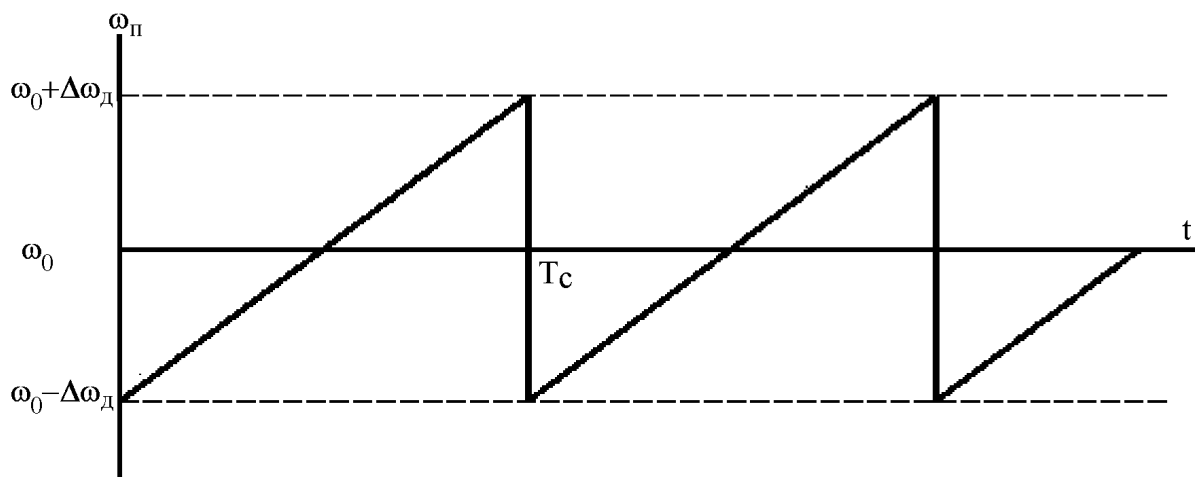


Рисунок 4.1 – Закон зміни частоти сканувальної завади

$$s_3(t) = \mu A_0 \cos(\omega_3(t)t + \varphi_3), \quad (4.1)$$

$$\omega_3(t) = \omega_0 + \Delta\omega_D - \frac{2\Delta\omega_D t}{T_c},$$

де φ_3 – невідома й випадкова початкова фаза завади;

ω_d – девіація завади;

T_c – період сканування.

В якості флуктуаційної завади розглянемо білий гаусівський шум $n(t)$ з однобічною спектральною щільністю N_0 :

$$\langle n(t) \rangle = 0; \langle n(t_1)n(t_2) \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t_2 - t_1) \quad (4.2)$$

4.2 Методика оцінки завадостійкості

Вважаємо, що вхідне коливання приймача є адитивною сумішшю корисного сигналу (3.1), сканувальної завади (4.1) і білого гаусівського шуму (4.2):

$$x(t) = s_i(t) + s_z(t) + n(t) \quad (4.3)$$

Класичний когерентний приймач сигналу (3.1) обчислює M інтегралів згортки I_i прийнятого коливання $x(t)$ й опорних сигналів.

Нагадаємо, що методика розрахунку ймовірності помилки докладно викладена в попередніх розділах і заснована на припущенні, що початкова фаза φ_z завади і її частота (частотний зсув $\Delta\omega_z$) спершу покладаються деякими фіксованими величинами. У цьому випадку вдається легко розрахувати середні значення і дисперсії умовних по цьому параметрі нормальних розподілів випадкових процесів на виходах усіх кореляторів приймача й аналогічні параметри сумарних процесів у пристрої порівняння кореляційних інтегралів $m_{\Sigma i}$ й $D_{\Sigma i}$.

Загальна за ансамблем можливих варіантів посилок сигналу багатопозиційної квадратурної амплітудної маніпуляції ймовірність помилки прийому будь-якого канального символу, наприклад, з індексом "0", у цьому випадку дорівнює:

$$P_{es}(\varphi_3, \Delta\omega_3) = 1 - \prod_{i=1}^{M-1} p_i(I_0 > I_i), \quad (4.4)$$

а ймовірність бітової помилки за досить великого відношення сигнал/шум [8]:

$$P_{eb}(\varphi_3, \Delta\omega_3) = \frac{P_{es}}{\log_2 M}, \quad (4.5)$$

де

$$p_i(I_0 > I_i) = 1 - Q\left(\frac{m_{\Sigma i}}{\sqrt{D_{\Sigma i}}}\right),$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt$$

Якщо припустити, що швидкість зміни частоти сканувальної завади мала в порівнянні зі швидкістю передачі корисної інформації ($T_c \gg T_s$), то на кожному тактовому інтервалі сигналу таку заваду можна вважати гармонійної з тим чи іншим розлаштуванням носійної частоти $\Delta\omega_3$ щодо величини ω_0 .

Як було показано раніше, в присутності такої завади середні значення $m_{\Sigma i}$ й $D_{\Sigma i}$ з урахуванням величини порога винесення ухвали

$$\delta_i = \frac{E_{scep}}{N_0} [(I_0^2 + Q_0^2) - (I_i^2 + Q_i^2)]$$

визначаються в такий спосіб:

$$\begin{aligned} m_{\Sigma i} &= \frac{2E_{scep}}{N_0} \{0,5[(I_0 - I_i)^2 + (Q_0 - Q_i)^2] + \\ &\quad + \mu \frac{\sin \frac{\Delta\omega_3 T_s}{2}}{\frac{\Delta\omega_3 T_s}{2}} [(I_0 - I_i) \cos \eta + (Q_0 - Q_i) \sin \eta]\} \\ D_{\Sigma i} &= \frac{2E_{scep}}{N_0} [(I_0 - I_i)^2 + (Q_0 - Q_i)^2] \end{aligned} \quad . (4.6)$$

Для отримання безумовної ймовірності бітової помилки необхідно провести усереднення величини (4) за параметрами φ_3 й $\Delta\omega_3$. За цього варто врахувати, що невідома випадкова величина φ_3 рівномірно розподілена на напівінтервалі $(-\pi, \pi]$, а величина $\Delta\omega_3$, відповідно до (2), – на інтервалі $[-\Delta\omega_d, \Delta\omega_d]$:

$$P_{eb} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left[\frac{1}{2\Delta\omega_{\text{Д}}} \int_{-\Delta\omega_{\text{Д}}}^{+\Delta\omega_{\text{Д}}} P_e(\varphi_3, \Delta\omega_3) d\Delta\omega_3 \right] d\varphi_3 \quad (4.7)$$

4.3 Моделювання

Результати чисельних розрахунків за формулою (4.6) з урахуванням (4.3)-(4.5) наведено на рисунках 4.2..4.5.

Зауважимо, що через обмеження застосування формули (4.4), результати за малих відношень сигнал/шум ($E_{\text{всеп}}/N_0 < 7$ дБ) і великої інтенсивності завад $\mu > 0,5$ є нижньою межею ймовірності помилки і мають визначену похибку.

За чисельному інтегрування (4.6) враховано, що похибка обчислень як мінімум на порядок менше мінімальної представленої ймовірності бітової помилки.

На рисунках 4.2..4.5 для різного ступеня позиційності сигналу M показані залежності ймовірності помилки P_{eb} від відношення сигнал/шум $E_{\text{всеп}}/N_0$ за $\Delta\omega_{\text{Д}} \cdot T_s = 6$.

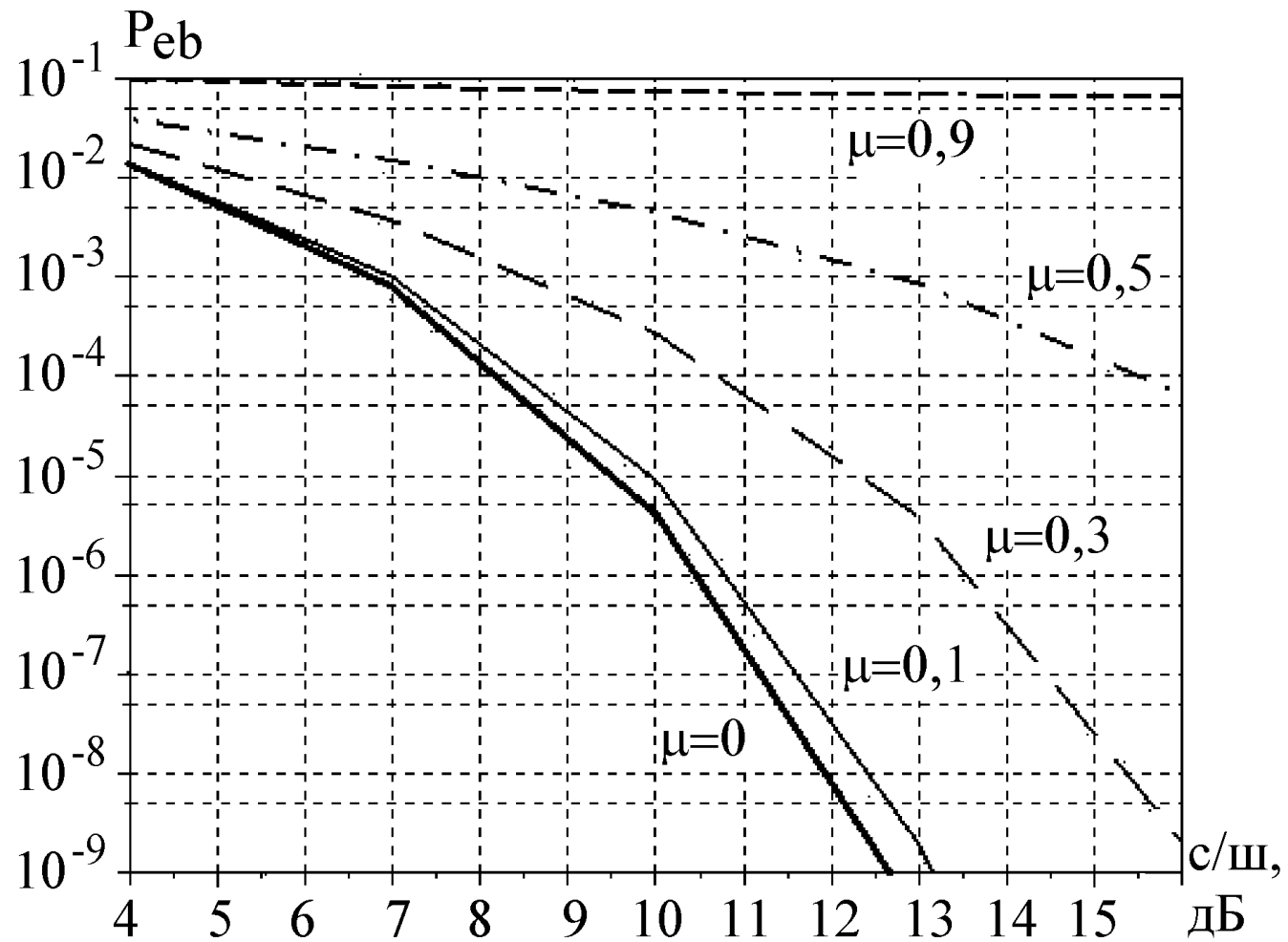


Рисунок 4.2 – Залежності ймовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум за девіації частоти завади

$$\Delta\omega_d \cdot T_s = 6 \text{ для кількості позицій сигналу } M = 4$$

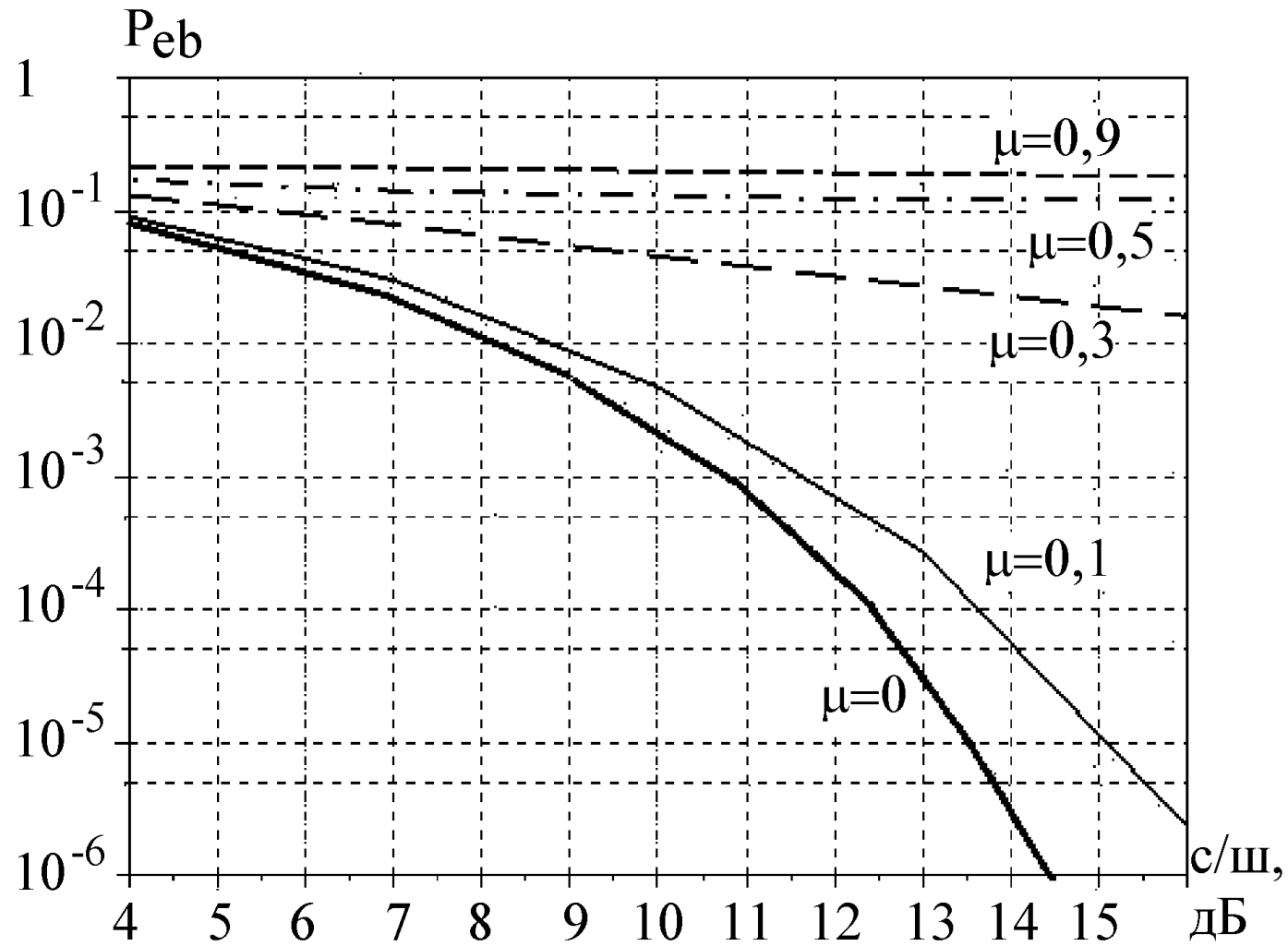


Рисунок 4.3 – Залежності ймовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум за девіації частоти завади $\Delta\omega_d \cdot T_s = 6$ для кількості позицій сигналу $M = 16$

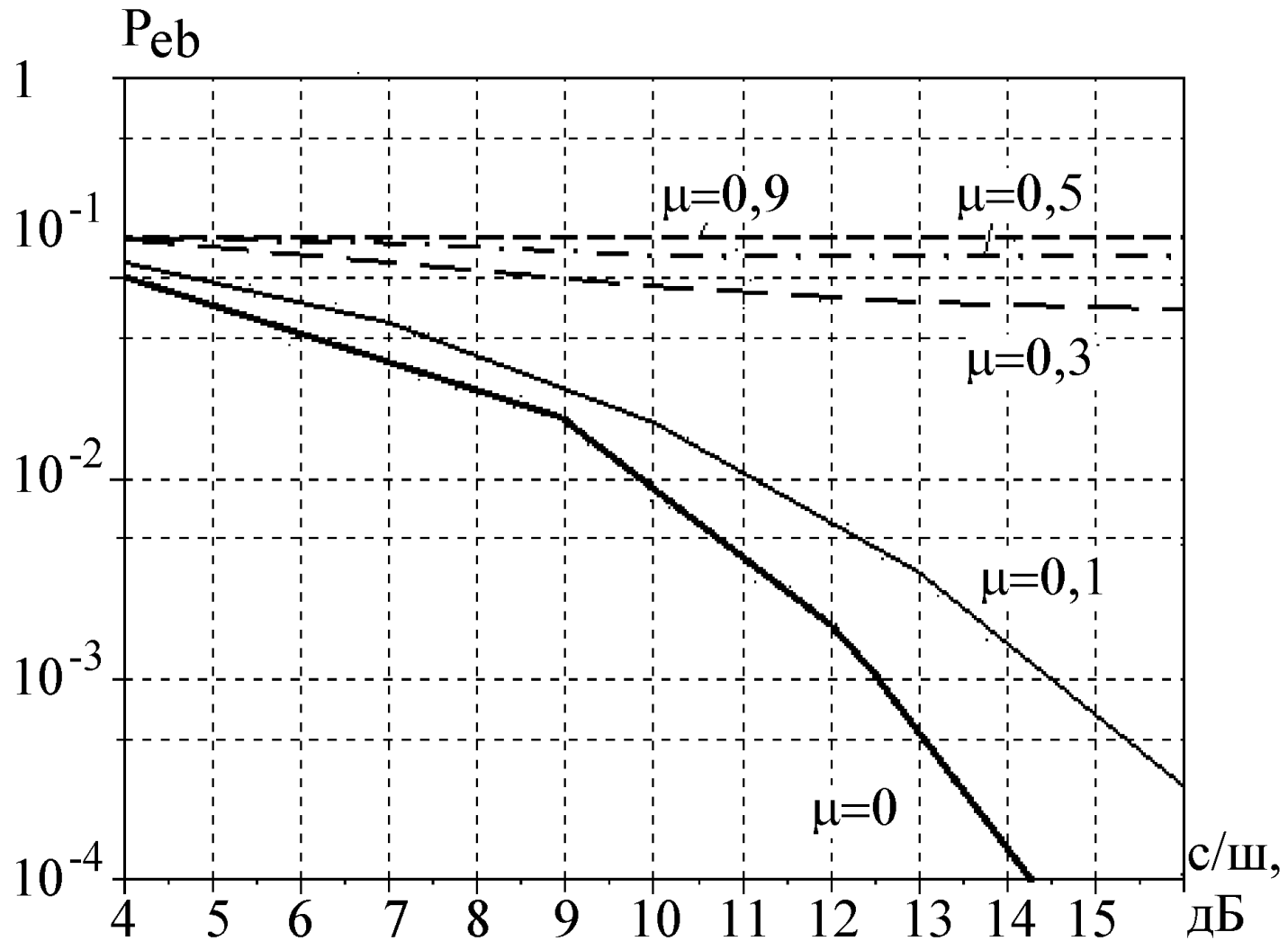


Рисунок 4.4 – Залежності ймовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум за девіації частоти завади

$$\Delta\omega_d \cdot T_s = 6 \text{ для кількості позицій сигналу } M = 32$$

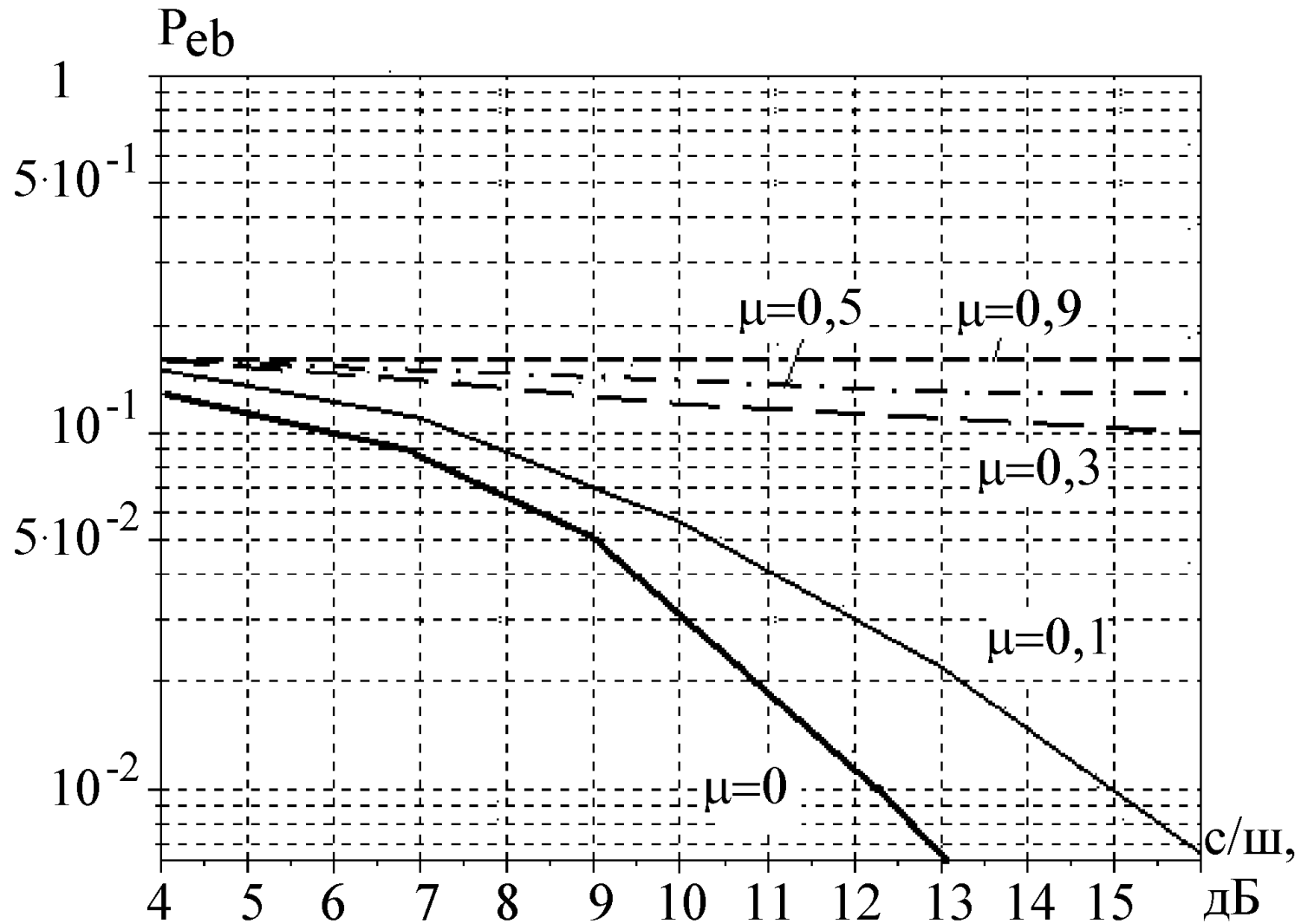


Рисунок 4.5 – Залежності ймовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум за девіації частоти завади

$\Delta\omega_d \cdot T_s = 6$ для кількості позицій сигналу $M = 64$

На рисунку 4.6 наведено для різної кількості позицій M залежності ймовірності помилки P_{eb} від інтенсивності сканувальної завади μ за $E_{bcep}/N_0 = 13$ дБ й $\Delta\omega_d \cdot T_c = 6$.

Видно, що зі збільшенням ступеня позиційності M вплив сканувальної завади значно підсилюється. При цьому, якщо при слабкій заваді ($\mu=0,1$) для $M = 4$ й $M = 16$ ймовірність помилки практично не збільшуються й енергетичні втрати для $P_{eb}=10^{-3}$ становлять не більше 1 дБ, то для $M = 32$ чи $M = 64$ при такій же заваді зниження завадостійкості стає помітним, а енергетичні втрати вже досягають 2..5 дБ. Завади великої інтенсивності ($\mu>0,5$) небезпечні для усіх видів сигналів багатопозиційної квадратурної амплітудної маніпуляція і цілком руйнують прийом.

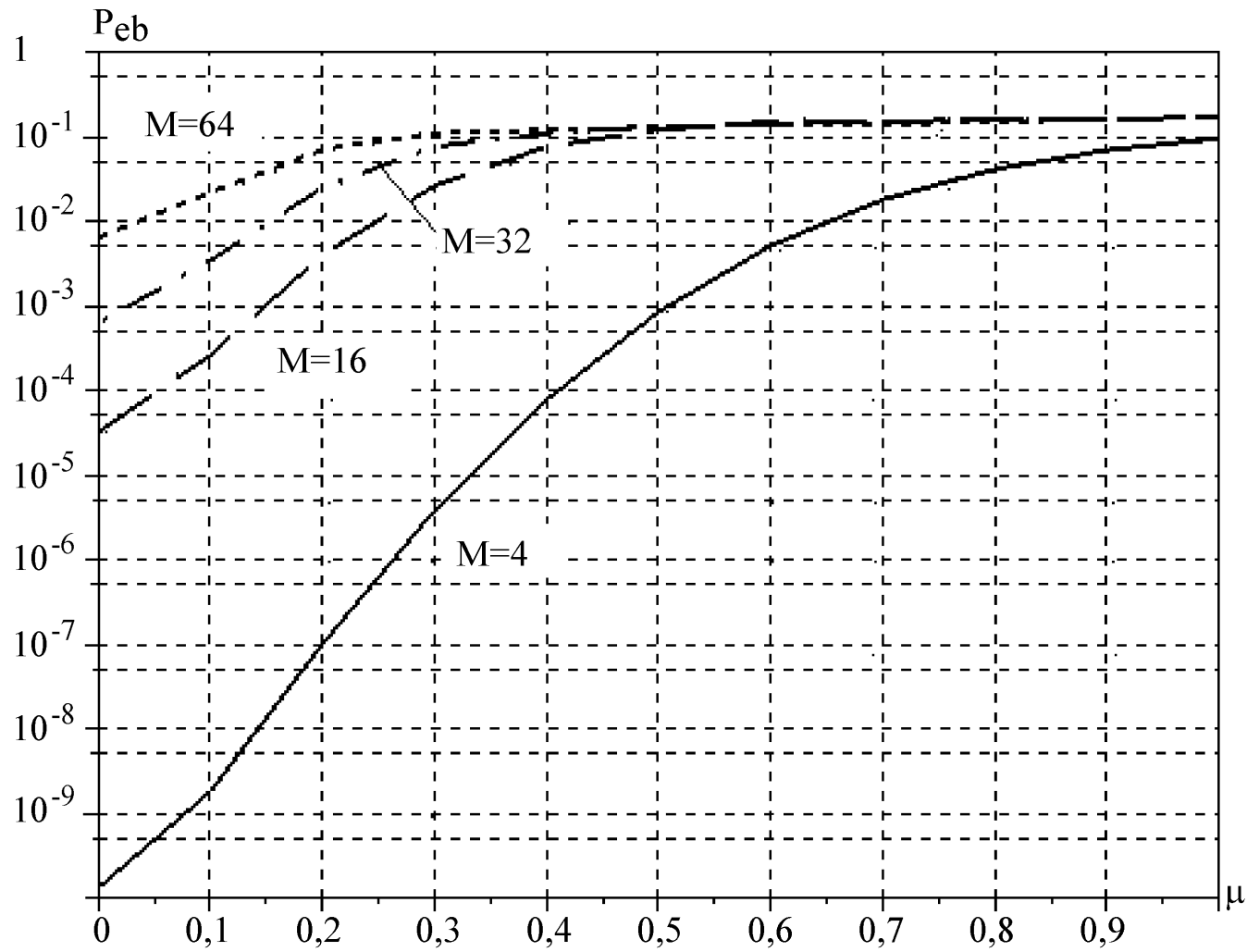


Рисунок 4.6 – Залежність ймовірності бітової помилки від інтенсивності сканувальної завади

За збільшення девіації частоти завади, що "накриває" зону головної пелюстки спектра сигналу, її вплив на завадостійкість демодулятора багатопозиційної квадратурної амплітудної маніпуляції знижується, залишаючись за цього дуже істотною (рис. 4.7..4.10). Так, за збільшення девіації на порядок, ймовірність помилки знижується в кілька разів. Це пов'язано з тим, що основний негативний внесок завади приходить на її частотні складові, близькі до частоти носійного коливання корисного сигналу, а за розширення зони сканування, їхня частка пропорційно знижується. За прагнення девіації частоти завади до нуля, ймовірність помилки прагне до величини, отриманої для випадку прицільної гармонійної завади.

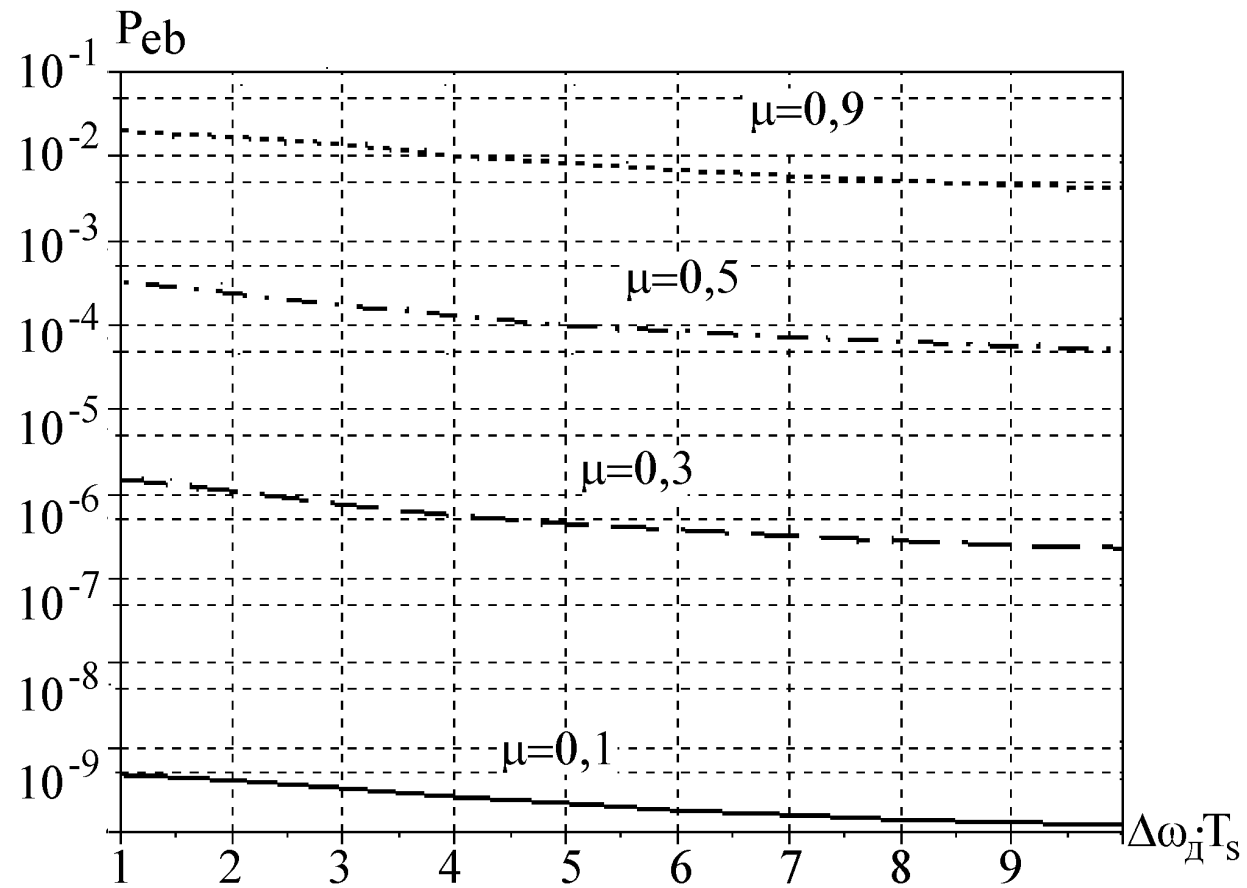


Рисунок 4.7 – Залежності ймовірності бітової помилки від девіації частоти сканувальної завади за $E_{b\text{сеп}}/N_0=13$ дБ
для кількості позицій сигналу $M = 4$

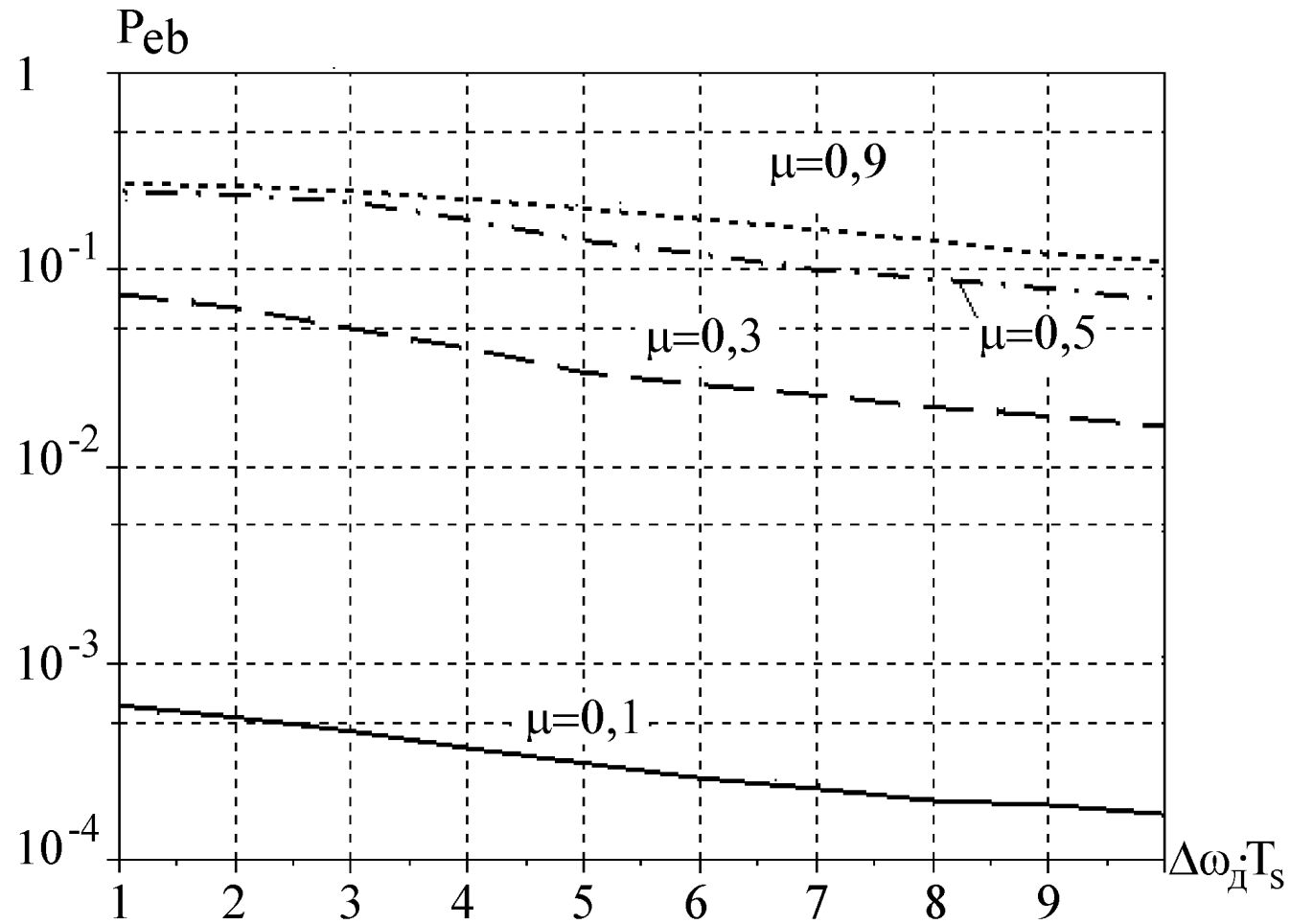


Рисунок 4.8 – Залежності ймовірності бітової помилки від девіації частоти сканувальної завади за $E_{bcep}/N_0=13$ дБ
для кількості позицій сигналу $M = 16$

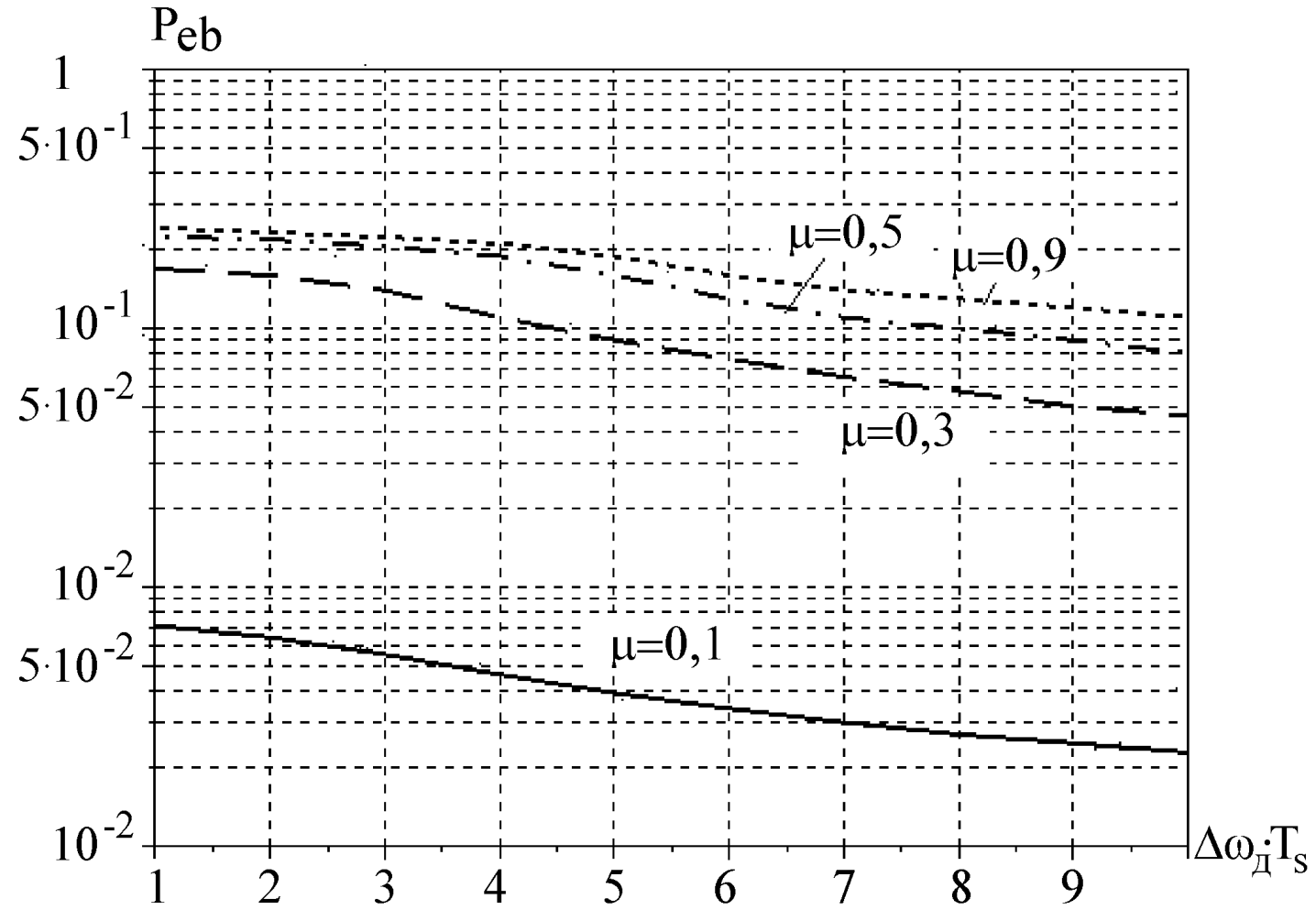


Рисунок 4.9 – Залежності ймовірності бітової помилки від девіації частоти сканувальної завади за $E_{bcep}/N_0 = 13$ дБ
для кількості позицій сигналу $M = 32$

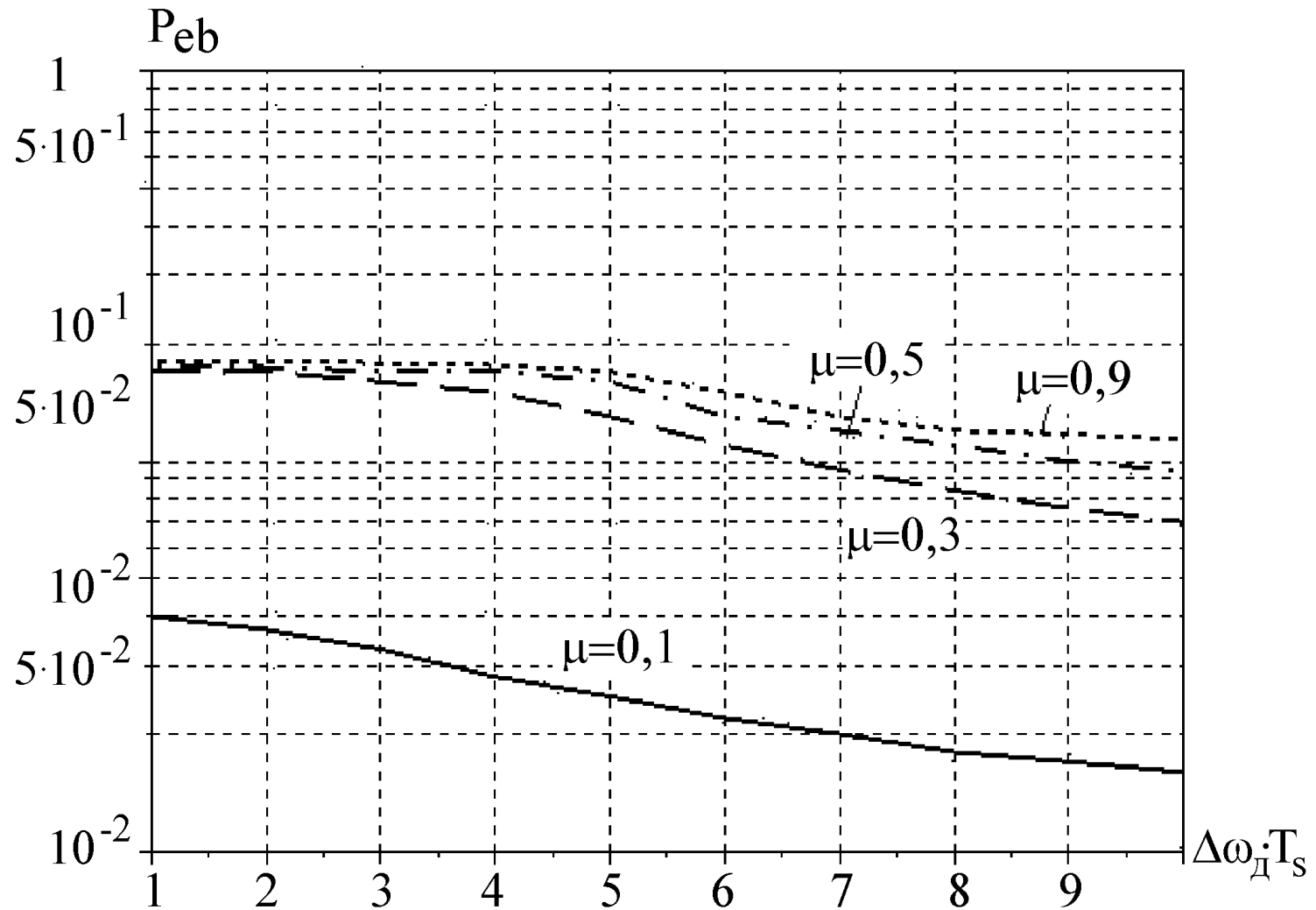


Рисунок 4.10 – Залежності ймовірності бітової помилки від девіації частоти сканувальної завади за $E_{bcep}/N_0=13$ дБ для кількості позицій сигналу $M = 64$

ВИСНОВКИ

За результатами здійсненого аналізу, можна зробити наступні висновки:

а) сигнали з квадратурною амплітудною маніпуляцією дуже сильно піддані впливу як гармонійної, так й сканувальної завад і зі збільшенням позиційності сигналів цей вплив значно підсилюється. Так для $M > 16$ завадостійкість прийому на тлі сканувальної завади помітно знижується навіть за малих рівнів завади;

б) основний негативний вплив здійснюють частотні складові завади, близькі до частоти носійного коливання корисного сигналу. Найбільш небезпечною є прицільна гармонійна завада, частота якої збігається з центральною частотою спектра корисного сигналу. Завади, що не потрапляють до зони головної пелюстки спектру сигналу, незначно впливають на завадостійкість демодулятора багатопозиційної квадратурної амплітудної маніпуляції;

в) для підвищення завадостійкості прийому сигналів багатопозиційної квадратурної амплітудної маніпуляції на тлі гармонійної чи сканувальної завад, необхідно використовувати алгоритми їхньої компенсації.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Прокис Дж. Цифровий зв'язок / Під ред. Д.Д. Кловського. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
2. Ложкин К.Ю. Завадостійкість некогерентного і когерентного прийому ДФРМ-сигнала до умов впливу фазоманіпулюваної, гармонійної чи гаусівської завад / К.Ю. Ложкин, А.И. Стиценко. // Техніка і технології, – 2017. – Т. 10, № 2. – С. 260-270.
3. Перов А.И. Синтез оптимального алгоритму обробки сигналів у приймачі супутникової навігації при впливі гармонійної завади / А.И. Перов. // Радіотехніка. – 2005, № 7. – С. 37-42.
4. Кондратенко А.Е. Ефективність впливу гармонійної і гаусівської завад на лінії багатоканальної радіозв'язку із синхронним нелінійним кодовим ущільненням каналів / А.Е. Кондратенко, В.Н. Поддубный // Радіотехніка. – 2009, №6. – С. 52-56.
5. Зеленевський В.В. Завадостійкість прийому надлишкових частотноманіпулюваних сигналів на тлі гармонійних завад / В.В. Зеленевський // Радіотехніка. – 2002, № 7. – С. 32-36.