

СТІЙКІСТЬ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ З ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ ШУМОВОГО СИГНАЛУ ДО КВАЗІГАРМОНІЧНИХ ЗАВАД

Вступ

У роботі [1] запропонована система зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу (ФМШС). Вона відрізняється простотою структури передавального і приймального пристрою та найвищою, в своєму класі систем, потенційною завадостійкістю [2]. Властивості цієї системи в класичних гауссових каналах досить добре вивчені [3].

У літературі, наприклад [4, 5], як важлива особливість надширокополосних систем зазначається можливість їх функціонування в спільному частотному діапазоні з вузькополосними системами. Однак питання взаємного впливу системи з ФМШС та вузькополосної системи при перетині їх частотних діапазонів не вивчені. Крім того, виникає задача оптимізації методів формування і обробки фазоманіпульованого шумового сигналу при функціонуванні в обмеженому частотному діапазоні.

Експериментальне вирішення цих задач вимагає значних витрат часу і матеріальних ресурсів.

Постановка задачі

Поставимо задачу: методами математичного та імітаційного обчислювального моделювання дослідити стійкість системи зв'язку з ФМШС до квазігармонічних завад при застосуванні різних методів формування і обробки шумового сигналу з обмеженим спектром.

Модель системи зв'язку з ФМШС

Першим етапом вирішення поставленої задачі є побудова адекватної математичної моделі системи та її реалізація у вигляді моделі обчислювальної. Структура моделі, що дозволяє вирішувати поставлені задачі, зображена на рис. 1.

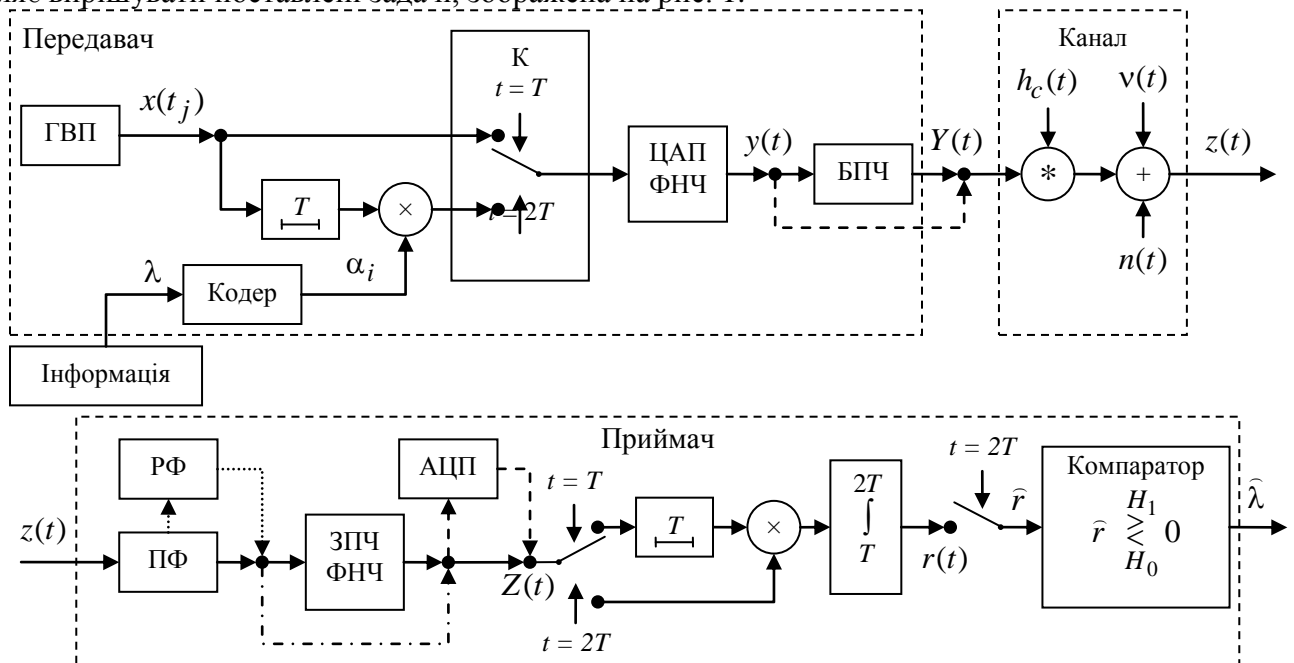


Рис. 1

Символьний інтервал t_s у системі з ФМШС складається з двох рівних за тривалістю частин $T = t_s / 2$. Протягом першої половини символічного інтервалу $t \in [0, T)$ до вихідного

тракту передавача надходить сигнал $x(t)$ безпосередньо з генератора шуму. Цей фрагмент символного інтервалу використовується як опорний сигнал. У момент часу $t = T$ комутатор К перемикається і протягом наступної половини символного інтервалу $t \in [T, 2T)$ на вихід подається або дублікат опорного сигналу, або сигнал протилежний до нього (залежно від інформаційного символу λ , що передається в даний час).

Модель повністю відтворює роботу генератора шуму та модулятора у випадку їх цифрової реалізації.

У моменти часу t_j (які слідують з періодом t_Δ) генератор випадкової послідовності (ГВП) подає на вихід реалізацію $x_j = x(t_j)$ деякої випадкової величини з заданою функцією розподілу (методи побудови генератора див., наприклад, [6, 7]). Кожен відлік послідовності x_j формується незалежно від інших, математичне сподівання розподілу передбачається рівним нулю, а дисперсія σ_x^2 визначає потужність сигналу.

Протягом часу T отримаємо вектор $\bar{x} = (x_1, x_2, \dots, x_{N_x})$ – опорний сигнал в цифровій формі, розмірність цього вектора $N_x = T/t_\Delta$.

Залежно від значення поточного інформаційного символу $\lambda = 0$ чи $\lambda = 1$ сигнал на виході кодера набуває значень $\alpha_0 = -1$ або $\alpha_1 = 1$ відповідно. У результаті протягом символного інтервалу t_s на виході цифрового тракту передавача формується кортеж векторів $\bar{y} = (\bar{x}, \alpha_i \bar{x})$, $i = 0, 1$.

Отриманий цифровий сигнал піддається цифро-аналоговому перетворенню (ЦАП) та дії фільтра нижніх частот (ФНЧ) із полосою пропускання шириною $F = f_\Delta / 2$, де $f_\Delta = 1/t_\Delta$. На виході блоку ЦАП, ФНЧ маємо аналоговий сигнал $y(t)$. Цей сигнал надходить до вихідного тракту передавача, функції якого розглядаються в чотирьох варіантах:

1. Перетворення частоти сигналу за допомогою амплітудної модуляції. У цьому випадку вихідний сигнал передавача

$$Y(t) = A \cdot (m + y(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0).$$

2. Балансна модуляція

$$Y(t) = A \cdot y(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0).$$

3. Однополосна модуляція. До сигналу виду $A \cdot y(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$ застосовується фільтр з полосою пропускання $[f_0, f_0 + F]$.

4. Без перетворення частоти (передача в низькочастотному діапазоні, наприклад, при використанні проводової лінії зв'язку). У цьому випадку $Y(t) = y(t)$, а на рис. 1 відповідний шлях сигналу зображено пунктирною лінією в обхід блока перетворення частоти (БПЧ).

Полоса частот сигналу $Y(t)$ для варіантів 1 і 2 буде $[f_0 - F, f_0 + F]$, для варіанту 3 – $[f_0, f_0 + F]$, а для варіанту 4 – $[0, F]$.

Математична модель каналу зв'язку для досить загального випадку може бути записана у вигляді

$$z(t) = Y(t) * h_c(t) + v(t) + n(t), \quad (1)$$

де $Y(t) * h_c(t)$ – згортка сигналу $Y(t)$ з імпульсною характеристикою каналу $h_c(t)$, $v(t)$ – корельована квазігармонічна адитивна завада, $n(t)$ – адитивний білий гауссовий шум.

У даному дослідженні імпульсну характеристику каналу будемо вважати ідеальною, тобто $h_c(t) = \delta(t)$, де $\delta(t)$ – дельта-функція Дірака.

Для формування сигналу $v(t)$ використана модель сигналу з бінарною фазовою маніпуляцією. Тривалість гармонічного сигналу $\beta \cdot A_v \cdot \cos(2\pi f_v t + \varphi_v)$ поділено на рівні (окрім першої і останньої) частини довжиною T_v . Тривалість першої частини є реалізацією випадкової величини рівномірно розподіленої в інтервалі $(0, T_v)$. Для кожної такої частини коефіцієнт β з однаковою імовірністю 0,5 набуває одного із двох значень 1 або -1 .

Сигнал $z(t)$ надходить на вхід приймача і піддається полосовій фільтрації (ПФ). Полоса пропускання фільтра відповідає полосі частот сигналу $Y(t)$. Додатково може застосовуватись режекторний фільтр (РФ) полоса якого визначається полосою частот завади $v(t)$ (пунктирний шлях сигналу з коротким штрихом). Результуючий сигнал позначимо $\tilde{z}(t)$.

Якщо в передавачі відбувалось перетворення частот сигналу $y(t)$, то наступним етапом обробки сигналу в приймачі є зворотне перетворення частот та низькочастотна фільтрація з полосою пропускання $[0, F]$ (блок ЗПЧ, ФНЧ на рис. 1).

При використанні амплітудної модуляції застосовуємо некогерентний прийом. На виході ЗПЧ маємо $\tilde{\tilde{z}}(t) = |\tilde{z}(t)|$. Якщо застосовувалась балансна або однополосна модуляція, то прийом когерентний: $\tilde{\tilde{z}}(t) = \tilde{z}(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$. Остаточний вихід блоку (після ФНЧ) позначимо $\hat{z}(t) = \text{ФНЧ}(\tilde{\tilde{z}}(t))$.

Корелятор приймача може бути виготовлений в аналоговому або в цифровому виконанні. У першому випадку на вхід корелятора безпосередньо подається сигнал $\hat{z}(t)$, тобто $Z(t) = \hat{z}(t)$ (див. рис. 1).

Крім того, якщо частота f_0 кратна $1/T$, то протягом опорного сигналу вкладається ціле число хвиль відповідного гармонійного коливання. У такому разі сигнал $\tilde{z}(t)$ можна подати на вхід аналогового корелятора без зворотного перетворення частот.

Якщо на передавальній стороні перетворення частот не відбувалося, то блок ЗПЧ, ФНЧ також не задіяний (штрих-пунктирний шлях на рис. 1).

Якщо виконання корелятора цифрове, то сигнал попередньо проходить блок аналогово-цифрового перетворення (АЦП), на виході якого маємо послідовність $Z(t_j)$ (штриховий шлях з довгим штрихом на рис. 1). Інтегратор у даному випадку має сенс цифрового накопичувача.

У подальших дослідженнях будемо розглядати наступні варіанти формування і обробки сигналу (варіативна частина від точки $y(t)$ до точки $Z(t)$):

- 1, а) $y(t) \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{АЦП} \rightarrow Z(t_j)$;
- 1, б) $y(t) \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{РФ} \rightarrow \text{АЦП} \rightarrow Z(t_j)$;
- 2, а) $y(t) \rightarrow \text{БПЧ(Амплітудна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{ЗПЧ, ФНЧ} \rightarrow \text{АЦП} \rightarrow Z(t_j)$;
- 2, б) $y(t) \rightarrow \text{БПЧ(Амплітудна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{РФ} \rightarrow \text{ЗПЧ, ФНЧ} \rightarrow \text{АЦП} \rightarrow Z(t_j)$;
- 3, а) $y(t) \rightarrow \text{БПЧ(Балансна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{ЗПЧ, ФНЧ} \rightarrow \text{АЦП} \rightarrow Z(t_j)$;
- 3, б) $y(t) \rightarrow \text{БПЧ(Балансна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{РФ} \rightarrow \text{ЗПЧ, ФНЧ} \rightarrow \text{АЦП} \rightarrow Z(t_j)$;
- 4, а) $y(t) \rightarrow \text{БПЧ(Балансна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow Z(t)$;
- 4, б) $y(t) \rightarrow \text{БПЧ(Балансна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{РФ} \rightarrow Z(t)$;
- 5, а) $y(t) \rightarrow \text{БПЧ(Однополосна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow Z(t)$;
- 5, б) $y(t) \rightarrow \text{БПЧ(Однополосна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{РФ} \rightarrow Z(t)$.

Зауважимо, що варіант 3 важко реалізувати на практиці, оскільки він передбачає когерентний прийом сигналу, отже вимагає досить точної частотної та фазової синхронізації приймача. За умов слабо корельованої обвідної здійснити таку процедуру в реальних умовах важко (на відміну від моделі). На виході корелятора маємо функцію $r(t)$. У кінці кожного символного інтервалу відбувається вибірка значення цієї функції $r(2T) = \hat{r}$. Знак числа \hat{r}

визначає значення прийнятого символу. Якщо $\hat{r} > 0$, то приймається рішення про прийом символу $\hat{\lambda} = 1$, інакше $\hat{\lambda} = 0$.

На рис. 2 наведено приклади осцилограм сигналів, що спостерігаються на основних етапах формування і обробки сигналу в системі зв'язку з ФМШС. Побудови виконано при $N_x = 32$, $f_0 = 4F$, $f_v = f_0 - 0.5F$, $F_v = 0.2F$ та використанні однополосної модуляції для перетворення частот (варіант обробки 5,а).

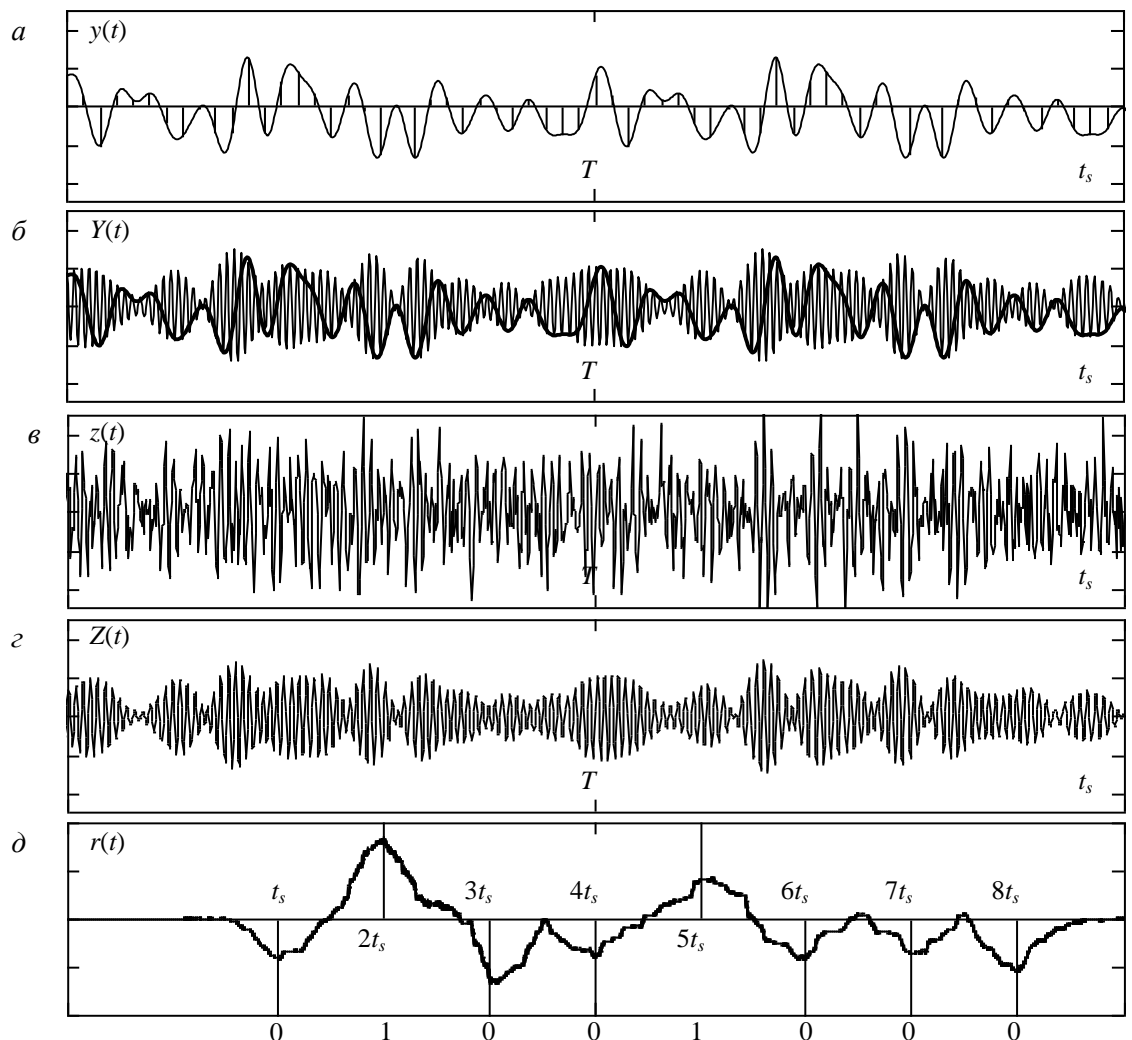


Рис. 2

На рис. 2,а одночасно показано відліки сигналу з виходу цифрового модулятора, та результат роботи блоку ЦАП, ФНЧ – сигнал $y(t)$. На рис. 2,б суміщено сигнал $y(t)$ (лінія подвійної товщини) та вихід БПЧ – сигнал $Y(t)$. На рис. 2,в та 2,г зображено вигляд сигналів $z(t)$ на вході приймача та $Z(t)$ на вході корелятора.

Рис. 2,д ілюструє вихідний сигнал корелятора $r(t)$, процедуру вибірки значень функції $r(t)$ та прийняття рішень про прийом того чи іншого символу. Полярності міток, що позначають кінці символних інтервалів, відповідають значенню α_i – сигналу на виході кодера. Оскільки знаки чисел $r(k \cdot t_s)$, $k = 1, 2, \dots, 8$ співпадають із знаками α_i , то це означає, що всі біти даного 8-ми бітного повідомлення прийнято правильно.

На рис. 3 наведено амплітудні спектри сигналів $y(t)$ (рис. 3,а), $Y(t)$ (рис. 3,б), $z(t)$ (рис. 3,в) та $Z(t)$ (рис. 3,г). Шкала осі абсцис наведена у відносних одиницях f/F .

Побудова імітаційної обчислювальної моделі на базі описаної математичної моделі полягає в переході до дискретних аналогів наведених вище формул і перетворень та застосуванні відповідних алгоритмічних генераторів випадкових послідовностей [8]. Обчислювальна модель реалізована в системі Mathcad.

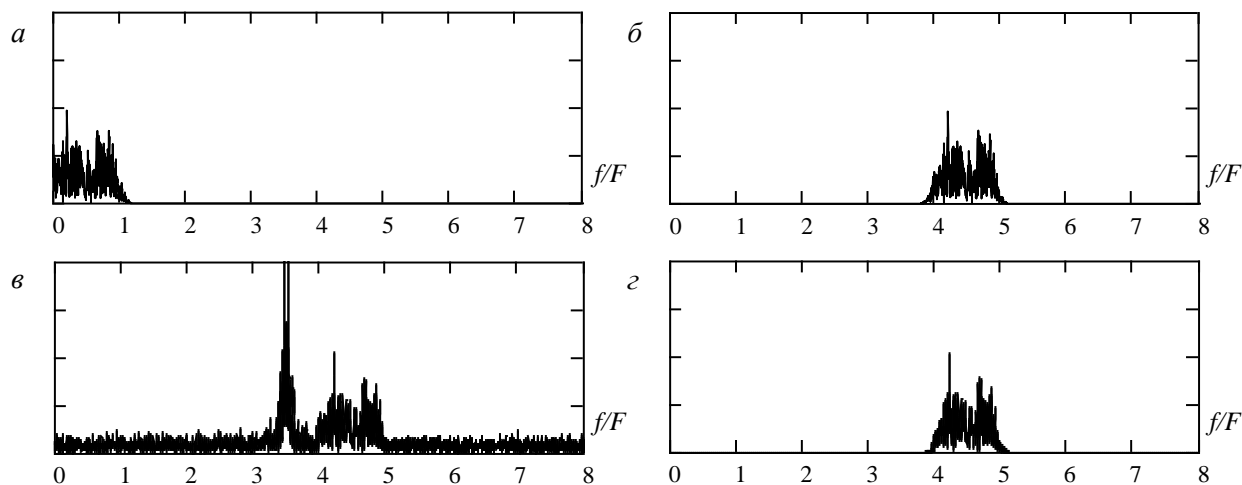


Рис. 3

Дослідження завадостійкості

1. Гауссовий канал. Перший етап досліджень полягає в порівнянні завадостійкості різних методів формування-обробки сигналу на фоні гауссового адитивного шуму (1) $v(t) = 0$, $n(t) \neq 0$). Результати обчислювальних експериментів показали, що всі методи дають еквівалентний результат, окрім 4-го (балансна модуляція без зворотного перетворення частот).

Експериментальні криві залежності імовірності помилки передачі-прийому інформаційного біта P_b від відношення сигнал-завада $h^2 = E_b/N_0$ для варіантів 1, 2, 3 і 5 показують втрату завадостійкості на 0,5 дБ порівняно з теоретичними розрахунками [3]. Ці втрати пов'язані з неідеальністю імпульсних характеристик фільтрів, застосованих в моделі.

При застосуванні 4-го варіанту обробки сигналу спостерігаються додаткові втрати, які становлять близько 1,5 дБ.

Розрахунки проведено за наступних значень параметрів: $N_x = 32$, $f_0 = 4F$. Зауважимо, що для даної системи N_x визначає базу сигналу, оскільки $B = 2T \cdot F = 2T/(2t_\Delta) = N_x$.

2. Квазігармонічна завада. На другому етапі, навпаки, покладемо в (1) $n(t) = 0$, а $v(t) \neq 0$. При цьому потужність завад встановлюємо рівною еквівалентній потужності БГШ в полосі частот корисного сигналу при заданому значенні відношення сигнал-завада h^2 . Такий підхід дозволить проаналізувати залежність імовірності помилки від взаємного положення спектрів корисного широкополосного сигналу та квазігармонічної завади.

Для встановлення центральної частоти спектру завад використовуємо формулу $f_v = f_0 + k \cdot F/2$. Залежно від варіанту формування-обробки сигналу (відповідно до полоси частот корисного сигналу) k пробігає наступні значення:

Варіант 1. $k = 1, 2, 3, 4$, при цьому вважаємо $f_0 = 0$.

Варіанти 2, 3, 4. $k = -4, -3, \dots, 4$.

Варіант 5. $k = -2, -1, \dots, 4$.

Для ширини полоси частот завад будемо використовувати три значення $F_v = 0,05 \cdot F$, $F_v = 0,1 \cdot F$ та $F_v = 0,2 \cdot F$.

На рис. 4 наведено приклади отриманих залежностей P_b від h^2 . На всіх графіках цього рисунку для полегшення порівняння (лінією —) показано криву теоретичної залежності $P_b = P_b(h^2)$ для гауссового каналу.

Рис. 4,а дозволяє проаналізувати вплив методу формування і обробки сигналу на завадостійкість системи. Варіант обробки відображає вид лінії:

1) ----; 2) — —; 3) ◇◇◇; 4) - - -; 5) +++.

Для побудови всіх наведених кривих застосовувався варіант (а) – без режекторного фільтра, при цьому $F_v = 0,1 \cdot F$, а для f_v використано два значення $f_v = f_0 + F/2$ (група кривих А) та $f_v = f_0 + 3F/2$ (група кривих Б).

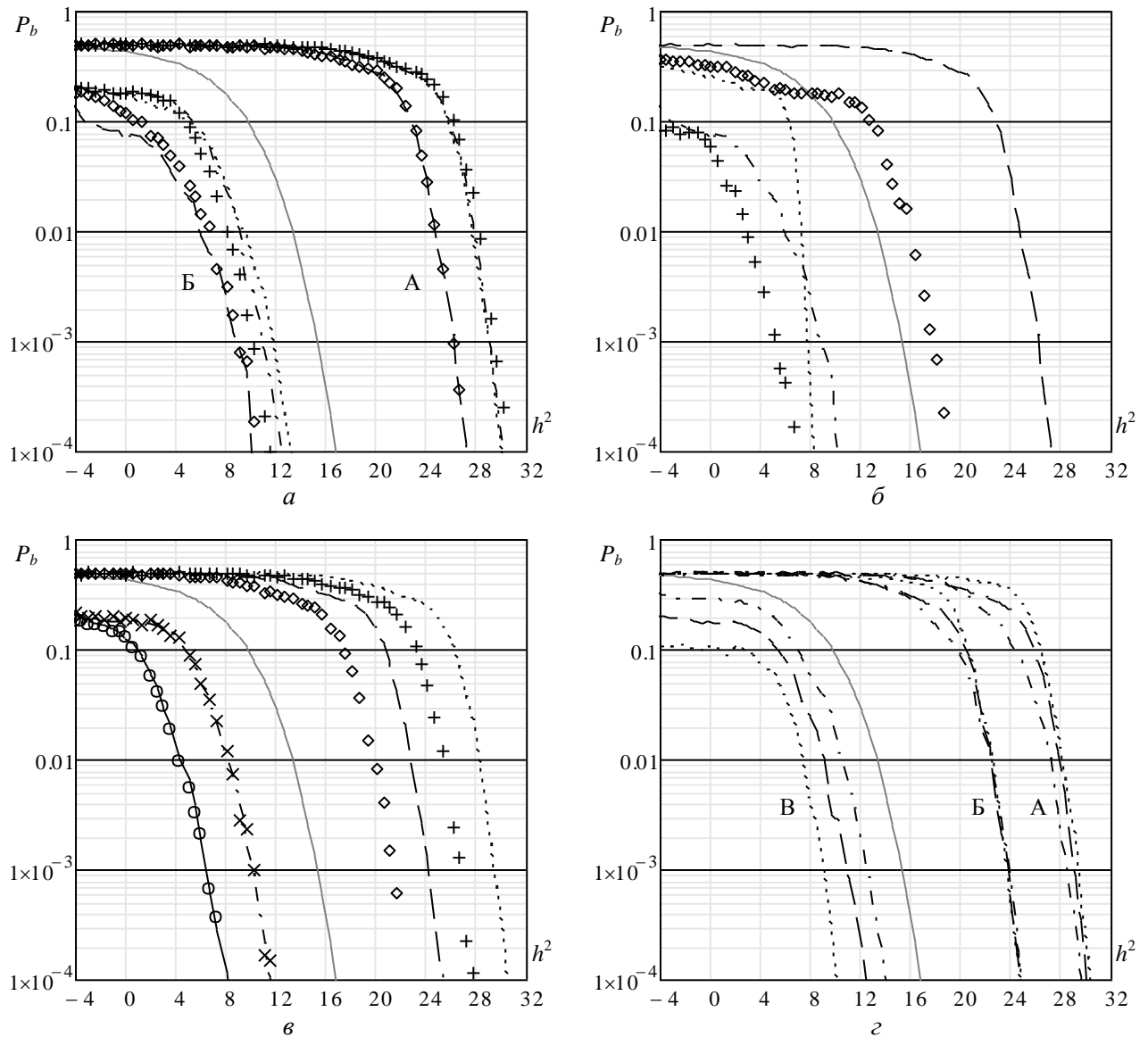


Рис. 4

Криві рис. 4,б побудовано для одного й того ж варіанту обробки сигналу 2,а при $F_v = 0,1 \cdot F$, але для різних значень центральної частоти завади f_v .

Вид ліній позначає наступне:

---- $f_v = f_0$; — — $f_v = f_0 + F/2$; ◇◇◇ $f_v = f_0 + F$; - - - $f_v = f_0 + 3F/2$;
+++ $f_v = f_0 + 2F$.

Рис. 4,в ілюструє вплив наявності в структурі приймача режекторного фільтра на завадостійкість системи. Криві побудовані для варіанту обробки 5 при $F_v = 0,1 \cdot F$.

Вид ліній позначає:

---- $f_v = f_0 + F/2$, без РФ; +++ з РФ; — — $f_v = f_0 + F$, без РФ; ◇◇◇ з РФ;

--- $f_v = f_0 + 3F/2$, без РФ; $\times\times\times$ з РФ; — $f_v = f_0 + 2F$, без РФ; $\circ\circ\circ$ з РФ.

Залежність завадостійкості системи від ширини полоси завад проілюстрована на рис. 4,2. Вид лінії символізує ширину полоси:

---- $F_v = 0,05 \cdot F$; — $F_v = 0,1 \cdot F$; - - - $F_v = 0,2 \cdot F$.

Група кривих А утворилась для центральної частоти завади $f_v = f_0 + F/2$, група Б – для $f_v = f_0 + F$ і група В – для $f_v = f_0 + 3F/2$. Усі криві побудовані для варіанту обробки 4,а.

Зауважимо, що в даній роботі наведено лише невелику підмножину отриманих залежностей. Обчислення були проведені для всіх можливих комбінацій способів обробки сигналу та параметрів завади (центральної частоти та ширини полоси спектру).

Із рисунку видно, що системи з подвоєнням ширини спектру при прямому перетворенні частот та зворотнім перетворенням частот на приймальній стороні (варіант 2 і 3 – амплітудна та балансна модуляція) мають переваги порівняно з іншими системами. Ця перевага сягає 3 дБ для частоти $f_v = f_0 \pm F/2$ і 8 дБ для $f_v = f_0 + F$ (на межі полоси частот корисного сигналу). Причиною цього є те, що вузькополосна завада ушкоджує лише одну із двох пелюсток спектру корисного сигналу.

Крім того системи цих двох типів дуже стійкі до завад, спектр яких зосереджений навколо центральної частоти сигналу ($f_v = f_0$).

Наявність режекторного фільтру при перетині спектральних діапазонів корисного сигналу і завади дає вигравш близько 3 дБ.

Збільшення ширини полоси спектру завади F_v може впливати на систему діаметрально протилежним чином. Якщо спектральні діапазони корисного сигналу і завади перетинаються, то збільшення F_v підвищує завадостійкість системи, і навпаки, якщо не перетинаються.

Висновки

Запропоновано математичну та імітаційну обчислювальну модель системи зв'язку з ФШМС, яка дозволила: 1) проаналізувати вплив методів формування і обробки сигналу на надійність передачі даних у гауссових каналах та в каналах із квазігармонічними завадами; 2) дослідити залежність завадостійкості системи від параметрів вузькополосної завади.

Максимальну завадостійкість демонструють системи, в яких відбувається додаткове розширення спектру при перетворенні частот сигналу на передавальній стороні та звуження спектру і зворотній перенос частот на приймальній стороні. Крім того, такі системи допускають цифрові методи демодуляції шумового сигналу.

Однак у цьому напрямку існують певні проблеми. Амплітудна модуляція знижує скритність передачі і неефективно використовує енергію сигналу за рахунок випромінювання на центральній частоті. Для системи з балансною модуляцією важко технічно реалізувати оптимальний алгоритм зворотного перетворення частот. Отже, подальші дослідження мають бути пов'язані з розробкою специфічних методів перетворення частот шумового сигналу, які позбавлені вказаних недоліків.

Список літератури: 1. Первунінський, С.М., Дідковський, Р.М., Метелла, В.В., Тобілевич, Ю.С. Математичне моделювання систем зв'язку з кореляційно-часовою модуляцією // Вісник Черкаського університету. Серія «Прикладна математика». ЧНУ. – 2006. – Вип. 83. С.112-123. 2. Дідковський, Р.М. Порівняльний аналіз завадостійкості бінарних систем зв'язку з протилежними шумовими сигналами // Вісник ДУІКТ. – 2011. – Т.9, №1. – С.40-50. 3. Первунінський, С.М., Дідковський, Р.М. Обчислення імовірності помилки приймача фазоманіпульованого шумового сигналу методом характеристичних функцій // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2011. – №1. – С.33-42. 4. Семенов, А.М., Сикарев, А.А. Широкополосная радиосвязь. – М. : Воениздат, 1970. 5. Мазурков, М.И. Системы широкополосной радиосвязи : учеб. пособие для студ. вузов. – М. : Наука и техника, 2010. 6. Тихонов, В.И., Харисов, В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем : учеб. пособие для вузов. – М. : Радио и связь, 1991. 7. Бабак, В.П., Белецкий, А.Я., Приставка, А.Ф., Приставка, Ф.А. Стохастические сигналы и спектры : учеб. пособие. – К. : КИТ, 2004. 8. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов : учебник для вузов. 2-е изд. – СПб. : Питер, 2007.

Черкаський державний
технологічний університет

Поступила в редколлегию 11.02.2012