

Міністерство транспорту та зв'язку України
Українська державна академія залізничного транспорту

Трубчанінова Карина Артурівна

УДК 621.391.22:621.396.96

**СИНТЕЗ СИСТЕМ ПРИЙОМУ СИГНАЛІВ У КАНАЛАХ
ЗВ'ЯЗКУ З «ПАМ'ЯТТЮ»**

05.12.02 – Телекомунікаційні системи та мережі

АВТОРЕФЕРАТ

дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Харків – 2008

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана в Українській державній академії залізничного транспорту Міністерства транспорту та зв'язку України.

Науковий керівник: - доктор технічних наук, професор
Поляков Петро Федорович, Державний економіко-технологічний університет транспорту, завідувач кафедри «Менеджмент захисту інформації».

Офіційні опоненти: - доктор технічних наук, професор
Колпаков Федір Федорович, Національний аерокосмічний університет «ХАІ» ім. М.С. Жуковського, професор кафедри «Прийом, передача та обробка сигналів»;

- кандидат технічних наук,
Сиващенко Сергій Іванович, Харківський університет повітряних сил ім. І. Кожедуба, заступник начальника кафедри «Авіаційні радіотехнічні системи навігації і посадки».

Захист відбудеться «11» червня 2008 року о 14.00 годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 64.820.01 Української державної академії залізничного транспорту, 61050, м. Харків, майдан Фейєрбаха, 7.

З дисертацією можна ознайомитися в бібліотеці Української державної академії залізничного транспорту за адресою: **61050, м. Харків, майдан Фейєрбаха, 7.**

Автореферат розісланий «7» травня 2008 р.

*Вчений секретар
спеціалізованої вченої ради,
к.т.н., доцент*

С.І. Приходько

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. В теперішній час достатньо добре розвита марківська теорія нелінійної фільтрації, яка є конструктивною при рішенні задач синтезу систем прийому та обробки сигналів у каналах з адитивними завадами. При цьому використовується гауссівська апроксимація апостеріорної щільності розподілу ймовірностей. На основі цієї теорії отримані рішення багатьох задач прийому сигналів з адитивними завадами.

Сучасні системи зв'язку використовують, як правило, фізичні канали зі статистично неоднорідними середовищами, які мають «пам'ять» (інтервал часу багатопроменевості). Однак, як відомо, безпосереднє використання результатів марківської теорії нелінійної фільтрації, яка була сформована до 70-х років і стала сьогодні класичною, для каналів з «пам'яттю» неможливе. Крім цього, для використання марківської теорії нелінійної фільтрації необхідні обширні апріорні відомості про параметри сигналів та завад у каналі зв'язку, про характер їх взаємодії. На практиці розробник системи зв'язку часто не має можливості мати необхідні апріорні дані. В зв'язку з цим актуальним є рішення задачі розробки методів подолання апріорної невизначеності відносно невідомих та випадкових параметрів сигналів, завад та каналів зв'язку. В цьому напрямку отримані значні результати в наукових працях вітчизняних та закордонних вчених (Тихонов В.І., Стратонович Р.Л., Ван Трис Гарри Л., Шахгільдян В.В., Лохвицький М.С., Сосулін Ю.Г., Кловський Д.Д., Мамаєв Д.Д., Тартаковський Г.П., Поляков П.Ф., Поповський В.В., Сойфер В.А., Фінк Л.М., Сейдж Е.П., Мелса Дж.Л. та ін.). При цьому можливість рішення задачі адаптивного прийому на основі марківської теорії нелінійної фільтрації сигналів, що пройшли канал з «пам'яттю» та адитивними завадами не досліджувалася.

Актуальність теми дисертаційних досліджень обумовлюється необхідністю синтезу систем прийому сигналів, які пройшли канал зв'язку з «пам'яттю» та адитивними завадами в умовах апріорної невизначеності (адаптивного прийому), для підвищення завадостійкості прийому.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дослідження, результати яких подано у дисертаційній роботі, проводилися в межах наукових досліджень кафедр «Транспортного зв'язку» та «Менеджменту організації на транспорті» Української державної академії залізничного транспорту згідно з планом науково-дослідної роботи з держбюджетних тем: «Дослідження та визначення методів та засобів радіомоніторингу на залізницях України» (№ДР 0107U007062), «Економічне обґрунтування шляхів реформування телекомунікаційної галузі залізничного транспорту відповідно до Концепції Державної програми реформування залізничного транспорту України» (№ДР 0107U009676), «Розробка економічної моделі управління якістю послуг системи зв'язку на залізничному транспорті» (№ДР 0106U009864).

Мета і задачі досліджень. Метою дисертаційної роботи є підвищення завадостійкості адаптивних систем прийому та обробки сигналів, які пройшли канал зв'язку з «пам'яттю» та адитивними завадами при довільних випадкових параметрах сигналу та завади.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

1. Подальший розвиток марківської моделі сигналу на виході багатопроменевого каналу зв'язку.

2. Розробка методів та алгоритмів прийому сигналів на виході каналу з «пам'яттю» при наявності адитивних завад та неповній апріорній інформації відносно параметрів сигналу та завади.

3. Синтез алгоритмів і систем прийому радіосигналів на виході багатопроменевого каналу зв'язку з адитивними завадами при неповній апріорній інформації відносно параметрів сигналу та завади.

4. Дослідження завадостійкості прийому та розрахунок виграшу у зменшенні відносної середньоквадратичної похибки фільтрації адаптивного приймача.

Об'єкт дослідження. Процес перетворення сигналів в каналах з «пам'яттю» та адитивними завадами.

Предмет дослідження. Оптимальні алгоритми та системи прийому сигналів в каналах з «пам'яттю» при дії адитивних завад.

Методи дослідження. Теорія функціонального аналізу, теорія випадкових процесів, теорія ймовірностей, математична статистика.

Наукова новизна отриманих результатів. Головним новим науковим результатом дисертаційної роботи є рішення задачі статистичного синтезу оптимальних методів і систем прийому сигналів, які пройшли канал зв'язку з «пам'яттю» при наявності адитивних завад при невідомих постійних параметрах сигналу та завад на базі марківського підходу.

У межах головного результату отримані наступні наукові результати:

1. Отримала подальший розвиток марківська модель сигналу на виході багатопроменевого каналу зв'язку при неповній апріорній інформації відносно параметрів сигналу та завади;
2. Вперше розроблений метод оптимального прийому АМ радіосигналів в каналах з «пам'яттю» при наявності адитивних завад з випадковими початковою фазою та коефіцієнтом зносу корисного повідомлення;
3. Вперше розроблений метод оптимального прийому АМ радіосигналів в каналах з «пам'яттю» при наявності структурних вузькосмугових та широкосмугових адитивних завад з випадковими початковою фазою, затримкою, коефіцієнтом зносу корисного повідомлення та фазою і затримкою структурної завади.

Практичне значення отриманих результатів досліджень полягає в наступному:

1. Синтезовані схеми оптимальних прийомних систем сигналів в каналах з «пам'яттю» при наявності адитивних завад з випадковими початковою фазою та коефіцієнтом зносу корисного повідомлення, що дозволило на порядок зменшити відносну похибку фільтрації у зрівнянні з випадком відомої початкової фази;
2. Синтезовані схеми оптимальних прийомних систем сигналів в каналах з «пам'яттю» при наявності структурних вузькосмугових та широкосмугових адитивних завад з випадковими початковою фазою, затримкою, коефіцієнтом зносу корисного повідомлення та фазою і затримкою структурної завади, завадостійкість яких підвищилась на порядок у зрівнянні з умовами відомості параметрів сигналу та завади;
3. Проведений порівняльний аналіз алгоритмів, схем та завадостійкості систем адаптивного та неадаптивного прийому АМ сигналів;
4. Здійснений розрахунок виграшу у завадостійкості адаптивного прийому, який показав зменшення відносної середньоквадратичної похибки фільтрації адаптивного приймача у декілька разів по відношенню з неадаптивним при умові суттєвої апріорної невизначеності;
5. Отримані результати використані у навчальному процесі Української державної академії залізничного транспорту у дисципліні «Теорія електричного зв'язку» для студентів спеціальностей «Телекомунікаційні системи та мережі», «Автоматика та автоматизація на транспорті» та слухачів Інституту перепідготовки та підвищення кваліфікації кадрів.

Особистий внесок автора. Всі основні наукові положення, результати, висновки та рекомендації отримані автором самостійно. Роботи [2-5] були опубліковані без співавторів. У статті [1], написаної у співавторстві, автором виконано обґрунтування критерію оптимальності прийому та методу синтезу оптимальних приймачів складних аналогових сигналів.

Апробація результатів дисертації. Основні результати дисертації доповідалися і були схвалені на наступних науково-технічних конференціях і семінарах:

- 67-69-й міжнародних науково – технічних конференціях кафедр академії та спеціалістів залізничного транспорту і підприємств, УкрДАЗТ, м. Харків, 2005-2007 рр.
- 18-20-й міжнародних науково – практичних конференціях "Перспективні системи управління на залізничному, промисловому і міському транспорті", м. Алушта: Крим, 2005-2007 рр.;
- III науковій конференції ХУПС ім. І. Кожедуба, м. Харків, 2007р.;
- I міжнародній конференції "Ресурсозберігаючі технології в експлуатації засобів транспорту в умовах реформування залізниць України", м. Євпаторія, 2007р.

Публікації. Основні положення та результати дисертаційного дослідження опубліковано у 8 роботах, з них 5 статей – в наукових виданнях, включених у перелік ВАК України (2 статі у

науково-технічних журналах, 3 статті – у збірниках наукових праць), 3 тез-доповідей на наукових конференціях.

Об'єм і структура роботи. Дисертаційна робота складається зі вступу, чотирьох розділів, висновку, переліку літератури і додатків. Повний обсяг роботи складає 166 сторінок, в тому числі 38 рисунків, 3 додатки на 28 сторінках, перелік використаних літературних джерел складається з 155 найменування на 15 сторінках. Дисертація написана українською мовою.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У ВСТУПІ розкрито зміст та стан проблеми, обґрунтовується актуальність теми дослідження, визначається зв'язок роботи з науковими програмами і темами, формулюються мета та завдання дослідження, визначаються об'єкт, предмет та методи дослідження, формулюється наукова новизна та практичне значення отриманих результатів.

У ПЕРШОМУ РОЗДІЛІ проведений аналіз моделей каналів зв'язку, який показав, що найбільш конструктивною є марківська модель сигналу на виході каналу. Вона дозволяє використовувати марківський підхід для синтезу оптимальних (адаптивних) систем прийому радіосигналів. При цьому при невідомих постійних параметрах сигналу та каналу зв'язку принципово вирішується задача адаптивного прийому радіосигналів шляхом збільшення розмірності вектору параметрів, що оцінюються.

Узагальнену модель каналу зв'язку представимо у вигляді чотирьохполюсника з передаточною характеристикою $K(j\omega, t)$. Схема каналу зв'язку приведена на рис. 1 (тут $S(t)$ та $S_1(t)$ - відповідно сигнали на вході та виході каналу).

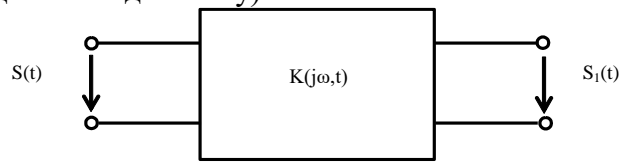


Рис. 1. Схема заміщення каналу зв'язку

Зауважимо, що передаточна характеристика $K(j\omega, t)$ є випадкова функція двох змінних: часу t та частоти ω . Якщо на вході чотирьохполюсника діє сигнал $S(t) = A(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0]$, то на його

виході формується сигнал $S_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega, t)e^{j\omega t} d\omega$.

Для широкопasmової моделі каналу зв'язку амплітудні та фазові флуктуації сигналу при розповсюдженні можна вважати статистично незалежними. Тому для її передаточної функції $K(j\omega, t)$ у вигляді $K(j\omega, t) = K(\omega, t)e^{j\varphi_k(\omega, t)}$ розкладемо функції $K(\omega, t)$ і $\varphi_k(\omega, t)$ у ряд Тейлора по аргументу ω поблизу несучої частоти ω_0 . У результаті отримаємо

$$K(j\omega, t) = [K^{(0)}(\omega_0, t) + K^{(1)}(\omega_0, t)(\omega - \omega_0) + K^{(2)}(\omega_0, t)(\omega - \omega_0)^2 + \dots] \exp \{ j[\varphi_k^{(0)}(\omega_0, t) + \varphi_k^{(1)}(\omega_0, t)(\omega - \omega_0) + \varphi_k^{(2)}(\omega_0, t)(\omega - \omega_0)^2 + \dots] \} \quad (1)$$

де $K^{(i)}(\omega_0, t) = \left. \frac{\partial^i K(\omega, t)}{i! \partial \omega^i} \right|_{\omega = \omega_0}$; $\varphi_k^{(i)}(\omega_0, t) = \left. \frac{\partial^i \varphi_k(\omega, t)}{i! \partial \omega^i} \right|_{\omega = \omega_0}$.

Зокрема, $\varphi_k^{(1)}(\omega_0, t) = -\tau_k(t)$, яка визначається як $\tau_k(t) = -\left. \frac{\partial \varphi_k(\omega, t)}{\partial \omega} \right|_{\omega = \omega_0}$. Таким чином,

коефіцієнти передачі каналу зв'язку з «пам'яттю» дорівнюють

$$K_i(j\omega, t) = K^{(i)}(\omega_0, t)(\omega - \omega_0)^i e^{j\varphi_k(\omega, t)} \quad (2)$$

Функціональна схема багатопроменевого каналу зв'язку представлена на рис. 2.

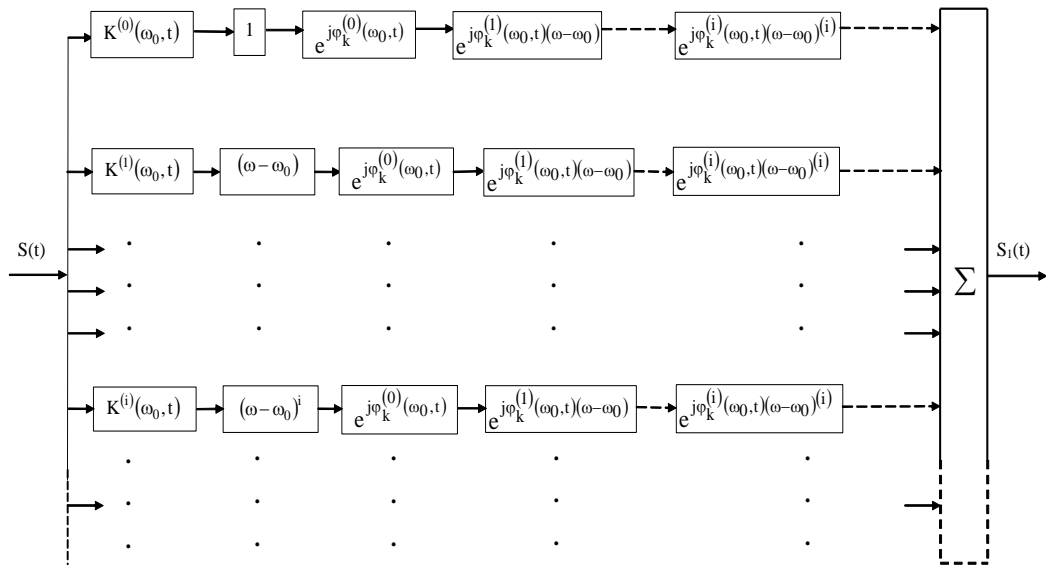


Рис. 2. Функціональна схема «багатоканального» каналу зв'язку

У результаті сигнал $S_1(t)$ можна представити як суму

$$S_1(t) = \sum_{i=0}^{\infty} S_{1i}(t), \text{ де } S_{1i}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K_i(j\omega, t) e^{j\omega t} d\omega. \quad (3)$$

Тоді з врахуванням (2) та (3) і при обмеженні чотирьох полюсників до чотирьох у кожному з парціальних каналів схеми, приведеної на рис. 2, отримаємо наступну модель сигналу у багатопроменевому каналі зв'язку (по суті це і буде марківська модель сигналу на виході каналу зв'язку з «пам'яттю»):

$$S_{1i}(t) = \frac{1}{2\pi} K^{(i)}(\omega_0, t) \exp \left[j \left[\varphi_k^{(0)}(\omega_0, t) + \omega_0 \tau_k(t) \right] \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) (\omega - \omega_0)^i \cdot \exp j\omega [t - \tau_k(t)] d\omega. \quad (4)$$

Викладена модель сигналу, використана у дисертаційній роботі, розширює можливості теорії адаптивного (оптимального) прийому радіосигналів в каналах з «пам'яттю» та адаптивними завадами.

У ДРУГОМУ РОЗДІЛІ викладені результати отримання алгоритмів для синтезу систем прийому АМ сигналів зв'язку при невідомому параметрі сигналу коефіцієнті зносу, синтезовані структурні схеми приймачів АМ сигналів, проведений аналіз завадостійкості таких систем прийому та порівняльний аналіз адаптивних та неадаптивних систем прийому АМ сигналів, отримані розрахунки виграшу у завадостійкості адаптивного приймача.

На інтервалі часу $(0, t)$ приймається адитивна суміш АМ сигналу $s(t)$ та нормального білого шуму $n(t)$:

$$y(t) = S(t) + n(t), \quad (5)$$

де шум має характеристики: $M\{n(t)\} = 0$, $M\{n(t_1)n(t_2)\} = \frac{N_0}{2} \delta(t_2 - t_1)$, N_0 - одностороння спектральна щільність білого шуму, а АМ сигнал має вигляд

$$\begin{aligned} S(t) &= S_{10}(\lambda_s(t), t) + S_{11}(\lambda_s(t), t) = \\ &= K^{(0)}(\omega_0, t) [A_0 + M_a \lambda_s(t - \tau_k)] \cos[\omega_0 t + \varphi_k^{(0)}(\omega_0, t) + \omega_0 \tau_k(t)] + \\ &+ K^{(1)}(\omega_0, t) M_a \frac{d\lambda_s(t - \tau_k)}{dt} \sin[\omega_0 t + \varphi_k^{(0)}(\omega_0, t) + \omega_0 \tau_k(t)]. \end{aligned} \quad (6)$$

Тут A_0, ω_0, M_a - відповідно амплітуда, кутова частота та глибина амплітудної модуляції АМ коливання; $\bar{\lambda}_s(t) = \{\lambda_{\alpha}(t), \lambda_{\alpha 1}(t)\}$ описується стохастичними диференціальними рівняннями:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\lambda_{\alpha}(t)}{dt} &= -\alpha\lambda_{\alpha}(t) + \alpha n_{\lambda}(t); \\ \frac{d\lambda_{\alpha_1}(t)}{dt} &= -\beta\lambda_{\alpha_1}(t) + \alpha \frac{d\lambda_{\alpha}(t)}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Тут $n_{\lambda}(t)$ - формулюючий гауссівській білий шум зі статистичними характеристиками $M\{n_{\lambda}(t)\}=0$, $M\{n_{\lambda}(t_1)n_{\lambda}(t_2)\}=\frac{N_{\lambda}}{2}\delta(t_2-t_1)$, N_{λ} - спектральна щільність формулюючого шуму.

Як і параметри каналу $K^{(0)}, K^{(1)}$, завад N_0 та ін. є невідомими та випадковими величинами. Для отримання алгоритмів адаптивного приймання використовуємо марківську теорію нелінійної фільтрації. При цьому введемо розширений вектор параметрів, що фільтруються, $\bar{\Lambda}_p(t) = \{\bar{\Lambda}(t), \bar{\alpha}, \bar{\beta}, K^{(0)}, K^{(1)}\}$ і рівняння Стратоновича вирішено для фінальної апостеріорної щільності розподілення ймовірностей $W_{ps}(t, \bar{\Lambda}_p(t)) = W_{ps}\{\bar{\Lambda}(t), \bar{\alpha}, \bar{\beta}, K^{(0)}, K^{(1)}\}$ при її гауссівській апроксимації. В результаті отримуємо систему рівнянь адаптивної нелінійної фільтрації у вигляді

$$\dot{\Lambda}_p(t) = A(t, \Lambda_p^*(t)) + K(t)F_1^*, \quad \Lambda_p^*(0) = M_{ps}\{\Lambda_{0p}\} \quad (8)$$

$$\dot{K}(t) = B + K(t)D[A(t, \Lambda_p^*(t))] + D^T[A(t, \Lambda_p^*(t))]K(t) + K(t)F_2^*K(t);$$

$$K(0) = M_{ps}\{\Lambda_{0p} - \Lambda_p^*(0)\}[\Lambda_{0p} - \Lambda_p^*(0)]^T \quad (9)$$

де

$$F_1^* = \left[\frac{\partial F(t, \Lambda_p^*(t))}{\partial \lambda_i} \right], \quad F_2^* = \left[\frac{\partial^2 F(t, \Lambda_p^*(t))}{\partial \lambda_i \partial \lambda_j} \right], \quad F(t, \bar{\Lambda}_p^*(t)) = -\frac{1}{N_0} [y(t) - S(t, \Lambda_p^*(t))]^2. \quad (10)$$

На основі теорії умовних марківських процесів за допомогою (8) отримуємо наступну систему рівнянь в стаціонарному режимі, яка описує алгоритм нелінійної фільтрації сигналу (6) на виході багатопроменевого каналу зв'язку (каналу з «пам'яттю»):

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\lambda_{\alpha}^*(t)}{dt} &= -\alpha^* \lambda_{\alpha}^*(t) + K_{\lambda\lambda}^* F_{\lambda\lambda} + K_{\lambda\lambda}^* F_{\lambda\lambda}; \\ \frac{d\lambda_{\alpha_1}^*(t)}{dt} &= -\beta\lambda_{\alpha_1}^*(t) - \alpha^* \lambda_{\alpha_2}^*(t) + K_{\lambda\lambda_1}^* F_{\lambda\lambda} + K_{\lambda_1\lambda_1}^* F_{\lambda_1\lambda_1}; \\ \frac{d\alpha^*(t)}{dt} &= K_{\alpha\lambda_1}^* F_{\lambda_1\lambda_1} + K_{\alpha\lambda}^* F_{\lambda\lambda}, \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

де кумулянти у стаціонарному режимі визначаються системою нелінійних диференціальних рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} K_{\lambda\lambda}^*{}^2 F_{\lambda\lambda} + K_{\lambda\lambda_1}^*{}^2 F_{\lambda_1\lambda_1} - 2\alpha^* K_{\lambda\lambda}^* + \frac{N_{\lambda}}{2} &= 0; \\ K_{\lambda_1\lambda_1}^*{}^2 F_{\lambda_1\lambda_1} + K_{\lambda\lambda}^*{}^2 F_{\lambda\lambda} - 2\alpha^* K_{\lambda\lambda_1}^* - 2\beta K_{\lambda_1\lambda_1}^* + \frac{N_{\lambda}}{2} &= 0; \\ 2K_{\lambda\lambda}^* K_{\lambda\lambda_1}^* F_{\lambda\lambda} + 2K_{\lambda\lambda_1}^* K_{\lambda_1\lambda_1}^* F_{\lambda_1\lambda_1} - \alpha^* (K_{\lambda\lambda_1}^* + K_{\lambda\lambda}^*) - \beta K_{\lambda\lambda_1}^* + \frac{N_{\lambda}}{2} &= 0; \\ K_{\alpha\lambda}^*{}^2 F_{\lambda\lambda} + K_{\alpha\lambda_1}^*{}^2 F_{\lambda_1\lambda_1} &= 0; \\ -\alpha^* K_{\lambda\alpha}^* - \lambda^* K_{\alpha\alpha}^* - 2K_{\lambda\lambda}^* K_{\lambda\alpha}^* F_{\lambda\lambda} - 2K_{\lambda_1\lambda_1}^* K_{\alpha\lambda_1}^* F_{\lambda_1\lambda_1} &= 0; \\ -\alpha^* K_{\lambda_1\alpha}^* - \beta K_{\lambda_1\lambda_1}^* - \lambda_1^* K_{\alpha\alpha}^* - 2K_{\lambda\lambda}^* K_{\lambda\alpha}^* F_{\lambda\lambda} - 2K_{\lambda_1\lambda_1}^* K_{\alpha\lambda_1}^* F_{\lambda_1\lambda_1} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Тут функції F_i та F_{ij} визначаються (10).

На основі системи рівнянь (11) побудована функціональна схема адаптивного прийомного пристрою, яка приведена на рис. 2. Як видно із схеми адаптивного приймача (рис. 2), він містить інформаційний канал, на виході якого формується оцінка повідомлення $\lambda_{\alpha}^*(t)$, канал формування оціночного значення $\lambda_{\alpha_1}^*(t)$ та канал формування невідомого параметру коефіцієнта зносу

корисного повідомлення $\alpha^*(t)$. Між усіма каналами існують перехресні зв'язки, глибина яких визначається коефіцієнтами K_2, K_4, K_5, K_6 .

Викладений метод адаптивного прийому дозволяє враховувати будь-яке число невідомих постійних параметрів. Схема приймача при цьому буде містити додаткові канали оцінок невідомих постійних параметрів, аналогічних коефіцієнту зносу.

При відомій апіорній інформації відносно параметрів сигналів та завад алгоритм нелінійної фільтрації сигналу спрощується (відсутнє рівняння для визначення параметру α^*). Таким чином змінюються і схемні рішення неадаптивного приймача, а саме буде відсутній блок для оцінки параметру коефіцієнту зносу корисного повідомлення $\alpha^*(t)$.

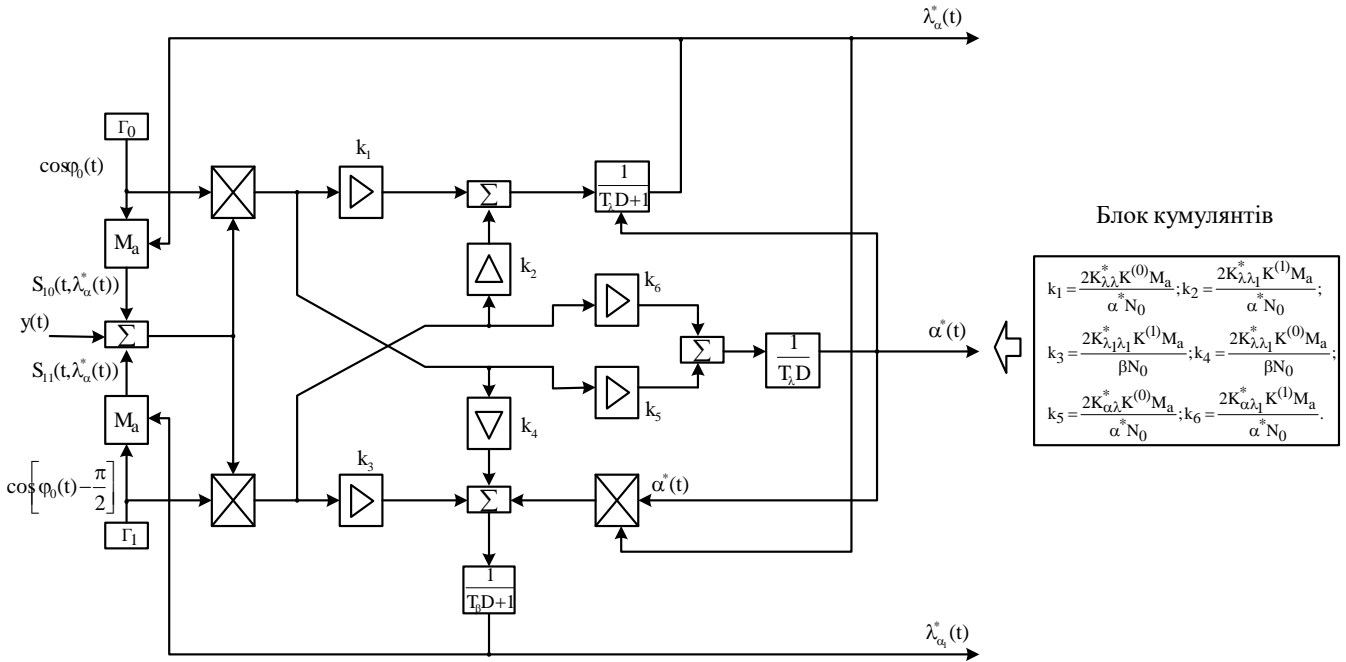


Рис. 2. Схема адаптивного приймача сигналів в каналах з «пам'яттю» з відомою початковою фазою

Завадостійкість прийому оцінюється за допомогою відносної середньоквадратичної похибки фільтрації параметру сигналу $\lambda_{\alpha}^*(t)$. Використовуючи рівняння (12) і проводячи нормування кожного з рівнянь системи, отримуємо наступну систему рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} 1 - \delta_0^2 - q(\delta_0^2)^2 - q(\delta_2^2)^2 \Delta^{*2} &= 0; \\ 1 - \delta_1^2 - \delta_2^2 - q(\delta_2^2)^2 - q(\delta_1^2)^2 \Delta^{*2} &= 0; \\ 1 - \delta_2^2 - 0.5\delta_0^2 - 2q\delta_0^2\delta_2^2 - 2q\delta_1^2\delta_2^2 \Delta^{*2} &= 0; \\ -q(\delta_3^2)^2 - q(\delta_4^2)^2 \Delta^{*2} &= 0; \\ -0.5\delta_3^2 - 0.5\delta_5^2 - 2q\delta_0^2\delta_3^2 - 2q\delta_1^2\delta_4^2 \Delta^{*2} &= 0; \\ -0.5\delta_4^2 - 0.5\delta_1^2 - 0.5\delta_5^2 - 2q\delta_0^2\delta_3^2 - 2q\delta_1^2\delta_4^2 \Delta^{*2} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

де

$$\delta_0^2 = \frac{K_{\lambda\lambda}^*}{\sigma_{\lambda}^2}; \delta_1^2 = \frac{K_{\lambda_1\lambda_1}^*}{\sigma_{\lambda_1}^2}; \delta_2^2 = \frac{K_{\lambda\lambda_1}^*}{\sigma_{\lambda}\sigma_{\lambda_1}}; \delta_3^2 = \frac{K_{\alpha\lambda}^*}{\sigma_{\alpha}\sigma_{\lambda}}; \delta_4^2 = \frac{K_{\alpha\lambda_1}^*}{\sigma_{\alpha}\sigma_{\lambda_1}}; \delta_5^2 = \frac{K_{\alpha\alpha}^*}{\sigma_{\alpha}^2}; \sigma_{\lambda_1}^2 = \frac{N_{\lambda}}{4(\alpha^* + \beta)}; q = \frac{(M_a K^{(0)} \sigma_{\lambda})^2}{2\alpha^* N_0}; \Delta^* = \frac{K^{(1)} \alpha^*}{K^{(0)}}.$$

На рис. 3а, рис. 3б та рис. 3в приведені результати розрахунків за формулою (13) відносної похибки δ_0^2 фільтрації повідомлення $\lambda_{\alpha}(t)$ при прийомі АМ сигналів з відомою початковою фазою

для різноманітних значень параметра Δ та коефіцієнта амплітудної модуляції на ЕОМ за допомогою програми Mathcad.

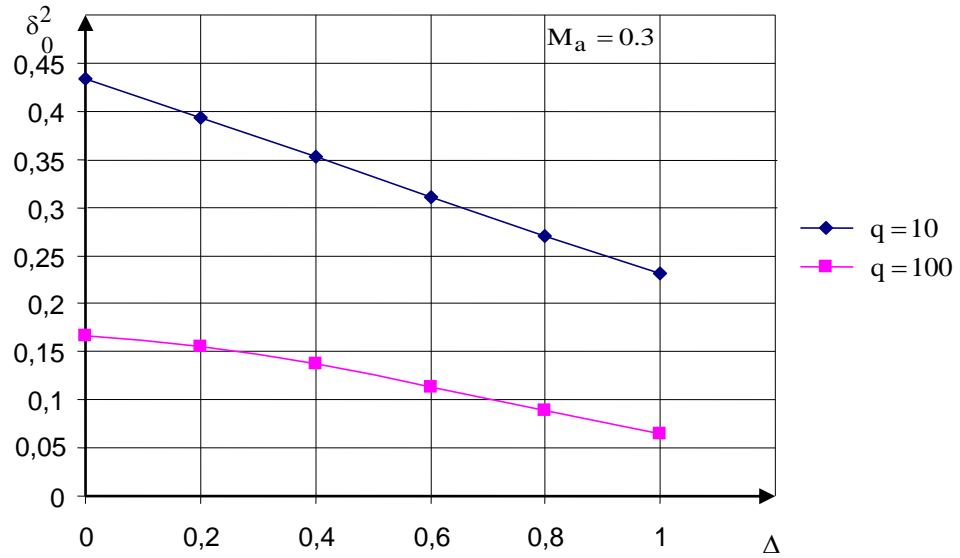


Рис. 3а. Залежність відносної похибки фільтрації від параметру «багатопрореневості»

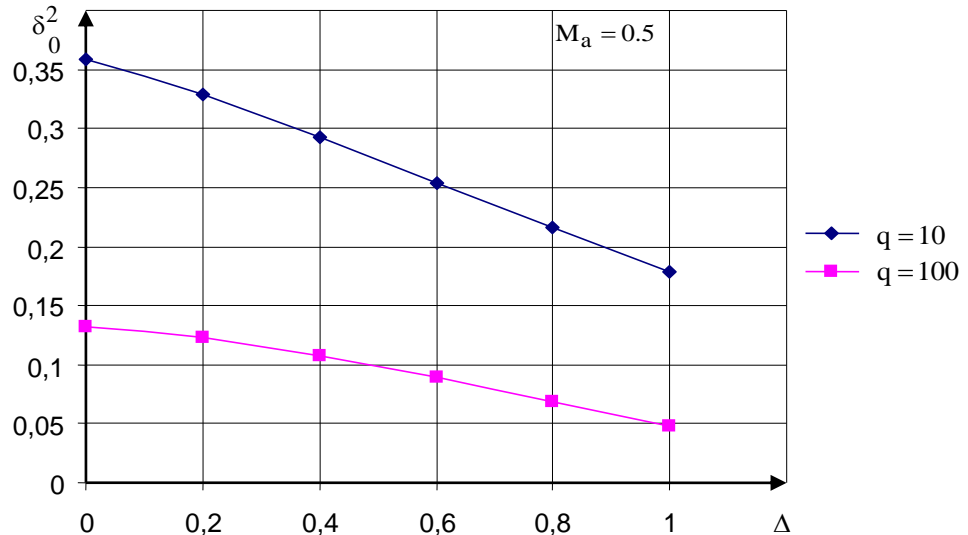


Рис. 3б. Залежність відносної похибки фільтрації від параметру «багатопрореневості»

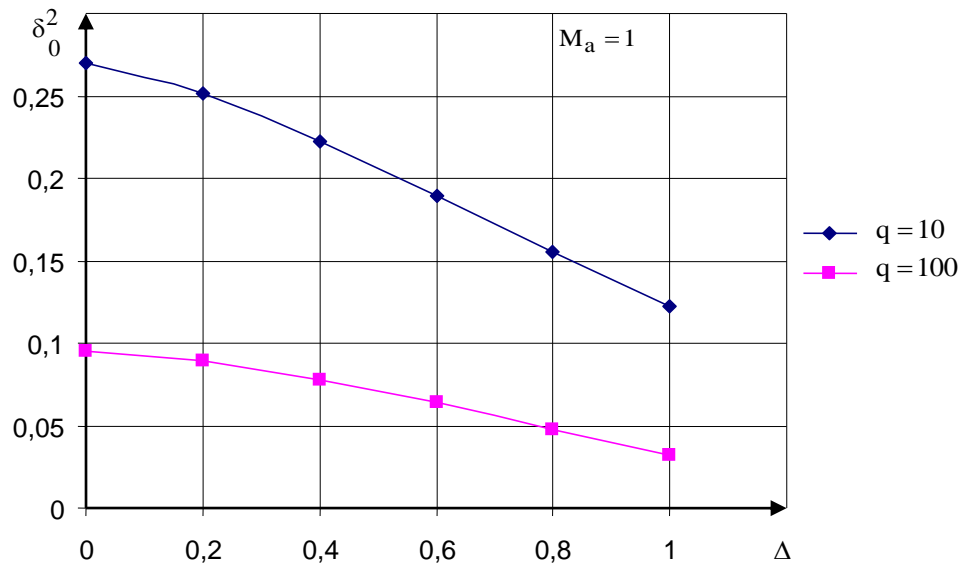


Рис. 3в. Залежність відносної похибки фільтрації від параметру «багатопрореневості»

Аналіз графіків показує, що зі збільшенням значення параметра Δ відносна похибка δ_0^2 фільтрації зменшується при будь-яких заданих значеннях сигнал/шум q та коефіцієнту амплітудної модуляції M_a . Це зв'язано з тим, що зі збільшенням значення параметра Δ збільшується інтенсивність променя багатопроменевого сигналу. Таким чином синтезований алгоритм (11) та відповідна йому схема прийомного пристрою (рис. 2) забезпечує адаптивний прийом багатопроменевого повідомлення (6) на фоні флуктуаційного гауссівського білого шуму $n(t)$.

З метою установлення виграшу у завадостійкості адаптивного приймача у зрівнянні з неадаптивним (неоптимальним при невідомих постійних параметрах повідомлення, сигналу та завади) визначимо відносну середньоквадратичну похибку фільтрації неадаптивним приймачем:

$$\left. \begin{aligned} 1 - \bar{\delta}_0^2 - q(\bar{\delta}_0^2)^2 \bar{C}_\alpha - q(\delta_2^2)^2 \Delta^{*2} \bar{C}_\alpha &= 0; \\ 1 - \delta_1^2 - \delta_2^2 - q(\delta_2^2)^2 \bar{C}_\alpha - q(\delta_1^2)^2 \Delta^{*2} \bar{C}_\alpha &= 0; \\ 1 - \delta_2^2 - 0.5\bar{\delta}_0^2 - 2q\bar{\delta}_0^2 \delta_2^2 \bar{C}_\alpha - 2q\delta_1^2 \delta_2^2 \Delta^{*2} \bar{C}_\alpha &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

де $\bar{C}_\alpha = \bar{\alpha}/\alpha$.

Виграш адаптивного приймача по відношенню до неадаптивного будемо визначати наступним чином

$$V_{AM} = \frac{\bar{\delta}_{AM}^2}{\delta_{AM}^2} = \frac{\bar{\delta}_0^2}{\delta_0^2}, \quad (15)$$

тут $\bar{\delta}_0^2$ та δ_0^2 відповідно відносні похибки фільтрації неадаптивним та адаптивним приймачем.

На рис. 4 та рис. 5 представлені графіки залежності виграшу у завадостійкості при адаптивному прийманні АМ радіосигналів при зрівнянні з неадаптивним (неоптимальним) прийомом при повній кореляції променів (рис. 4) або при неповній (рис. 5) при $M_a = 1$ та різноманітних значеннях параметру C_α від відношення сигнал/шум. Отримані результати дають можливість зробити висновок, що адаптивний прийом АМ радіосигналів дає суттєве поліпшення завадостійкості при зрівнянні з неадаптивним. Це дає можливість будувати прийомні пристрої систем зв'язку для умов апріорної невідомості, яка завжди спостерігається на практиці.

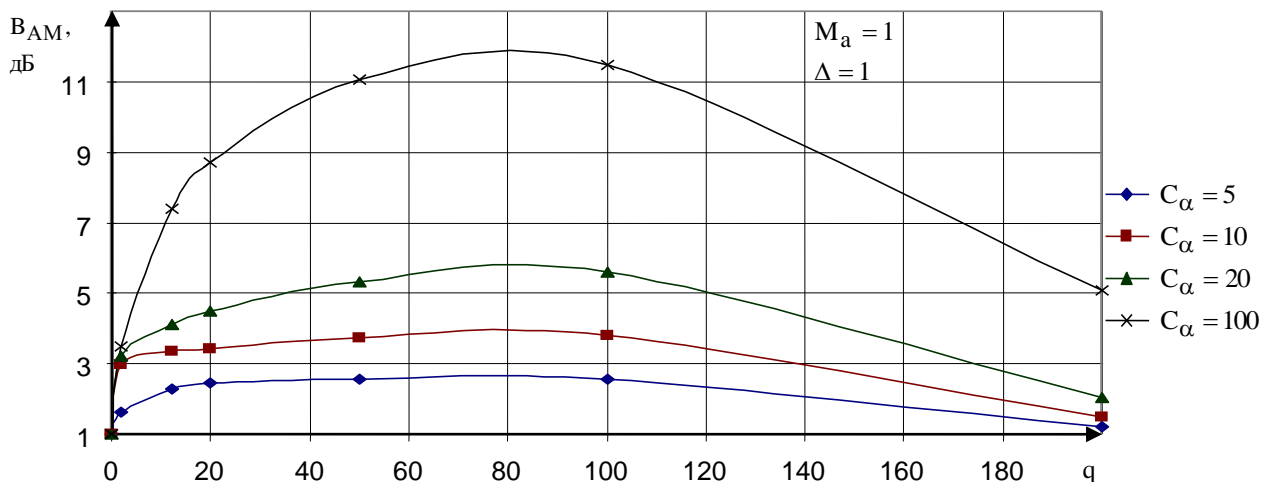


Рис. 4. Залежність виграшу від відношення сигнал/шум при $\Delta = 1$

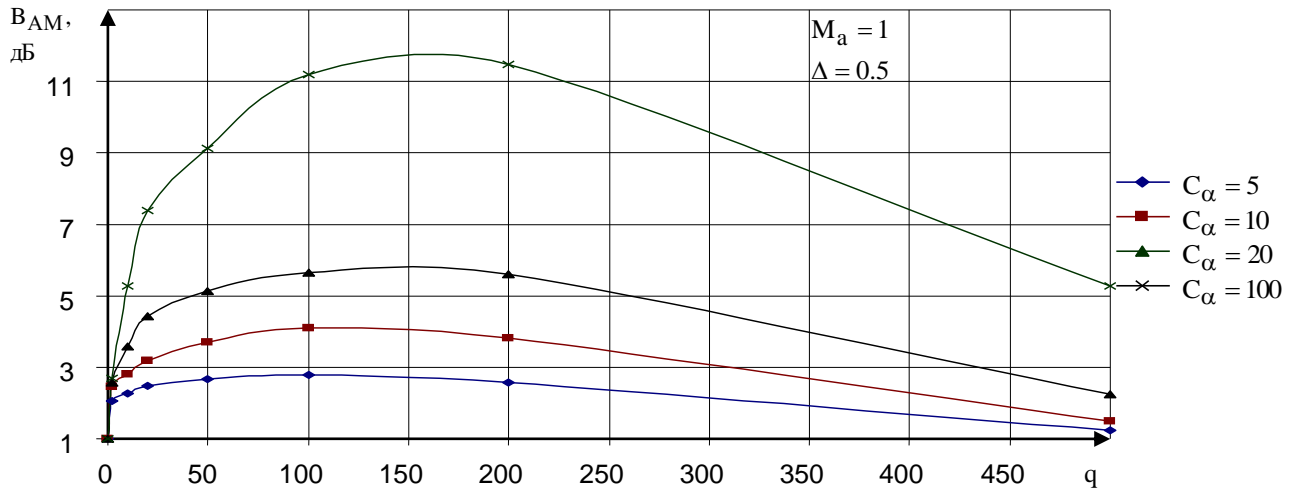


Рис. 5. Залежність виграшу від відношення сигнал/шум при $\Delta = 0.5$

радіосигналів з випадковою початковою фазою та невідомим коефіцієнтом зносу в каналах зв'язку з «пам'яттю» при амплітудній та дискретній модуляціях. На основі отриманих рівнянь нелінійної фільтрації отримані схемні рішення приймачів, кількісні оцінки відносної середньоквадратичної похибки фільтрації приймання та розрахунок виграшу у завадостійкості адаптивного прийому при випадковій початковій фазі та невідомому коефіцієнті зносу.

Модель сигналу має вигляд

$$S(t) = [A_0 + M_a \lambda_\alpha(t)] \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (16)$$

де A_0, ω_0 - апріорно відомі значення амплітуди та частоти АМ коливання; M_a - відомий у місці прийому постійний коефіцієнт; $\varphi(t)$ - складова фази сигналу, яка змінюється випадково в наслідок нестабільності частоти АМ радіосигналу.

$$\frac{d\lambda_\alpha(t)}{dt} = -\alpha \lambda_\alpha(t) + \alpha n_\lambda(t); \quad \frac{d\varphi(t)}{dt} = n_\varphi(t), \quad \varphi(t) = \varphi_0 + \int_0^t n_\varphi(t) dt, \quad (17)$$

де $n_\varphi(t)$ - деякий білий гауссівський шум з характеристиками:

$$M\{n_\varphi(t)\} = 0; \quad M\{n_\varphi(t_1)n_\varphi(t_2)\} = \frac{N_\varphi}{2} \delta(t_2 - t_1), \quad (18)$$

N_φ - спектральна щільність формуючого білого шуму $n_\varphi(t)$.

Конкретизуємо рівняння нелінійної фільтрації (8) з врахуванням (16)-(18). В результаті отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\lambda_\alpha^*(t)}{dt} &= -\alpha^* \lambda_\alpha^*(t) + K_{\lambda\lambda_1}^* F_{\lambda_1} + K_{\lambda\lambda}^* F_\lambda + K_{\lambda\varphi}^* F_\varphi; \\ \frac{d\lambda_{\alpha_1}^*(t)}{dt} &= -\beta \lambda_{\alpha_1}^*(t) - \alpha^* \lambda_{\alpha_2}^*(t) + K_{\lambda\lambda_1}^* F_\lambda + K_{\lambda_1\lambda_1}^* F_{\lambda_1} + K_{\lambda_1\varphi}^* F_\varphi; \\ \frac{d\varphi^*(t)}{dt} &= K_{\varphi\varphi}^* F_\varphi + K_{\varphi\lambda}^* F_\lambda + K_{\lambda_1\varphi}^* F_{\lambda_1}; \\ \frac{d\alpha^*(t)}{dt} &= K_{\alpha\lambda_1}^* F_{\lambda_1} + K_{\alpha\lambda}^* F_\lambda + K_{\alpha\varphi}^* F_\varphi. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

де кумулянти визначаються системою нелінійних диференціальних рівнянь за допомогою (9), похідні від функцій $F(t, \lambda_\alpha(t), \lambda_{\alpha_1}(t))$ можна знайти використовуючи (10).

Схема адаптивного прийомного пристрою, яка моделює систему рівнянь (19), приведена на рис. 6. Схема прийомного пристрою рис. 6 суттєво відрізняється від схеми адаптивного приймача рис. 2 при відомій початковій фазі. Як і при відомій початковій фазі адаптивний приймач містить інформаційний канал, на виході якого формується оцінка повідомлення $\lambda_\alpha^*(t)$, канал формування

оціночного значення $\lambda_{\alpha_1}^*(t)$ та канал формування невідомих значень параметрів коефіцієнта зносу корисного марківського повідомлення $\alpha^*(t)$. У зв'язку з тим, що фаза $\varphi(t)$ є випадковим процесом, приймач містить канал формування оціночного значення випадкової початкової фази $\varphi^*(t)$. Причому, між усіма каналами формування оціночних значень $\lambda_{\alpha}^*(t)$, $\lambda_{\alpha_1}^*(t)$, $\alpha^*(t)$ та $\varphi^*(t)$ існують перехресні зв'язки, глибина яких визначається значеннями відповідних кумулянтів $K_{\lambda\lambda}, K_{\lambda\lambda_1}, K_{\lambda\varphi}, K_{\lambda\alpha}, K_{\lambda_1\lambda_1}, K_{\lambda_1\alpha}, K_{\lambda_1\varphi}, K_{\alpha\alpha}, K_{\alpha\varphi}, K_{\varphi\varphi}$. Значення кумулянтів формуються у «блоці кумулянтів» у відповідності з алгоритмами (регулюючи зв'язки від блоку кумулянтів до відповідних підсилювачів, що регулюються, на схемі рис. 6 не показані, але очевидно, що це легко зробити).

Суттєвим фактором є наявність у схемі адаптивного приймача петлі фазової автопідстроювання частоти. Наявність її природна, так як початкова фаза АМ радіосигналу є випадковим процесом $\varphi(t)$.

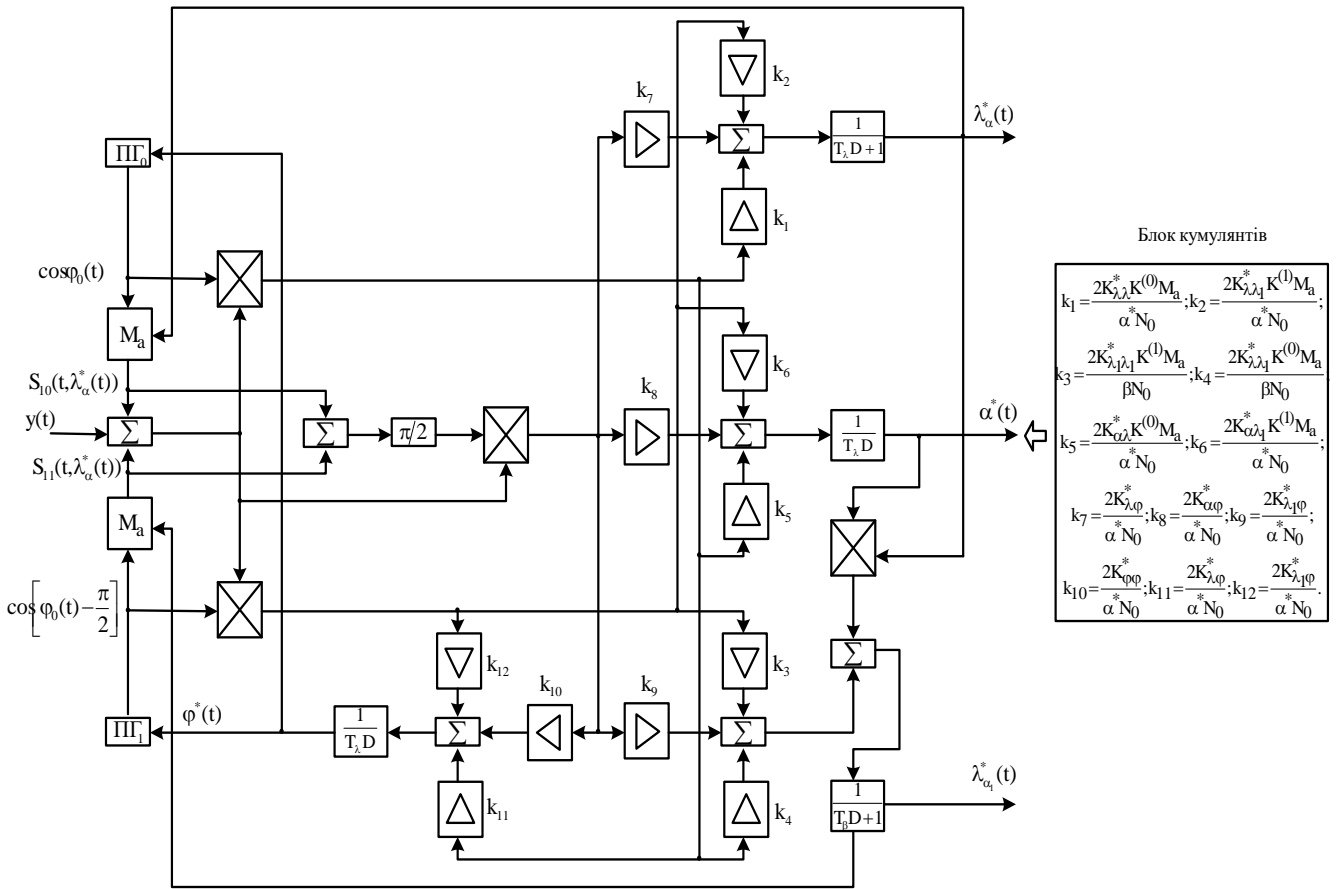


Рис. 6. Схема адаптивного приймача сигналів в каналах з «пам'яттю» з випадковою початковою фазою

Враховуючи умови високої апостеріорної точності $\cos[\varphi(t) - \varphi^*(t)] \approx 0$, можна показати, що стаціонарне значення кумулянту $K_{\lambda\varphi}^* = 0$. При цьому потрібно отримати формулу для визначення значення відносної середньоквадратичної похибки фільтрації δ_{α}^2 , тобто:

$$\left. \begin{aligned}
 1 - \delta_0^2 - q(\delta_0^2)^2 - q(\delta_2^2)^2 \Delta^{*2} - 2q\delta_6^2 &= 0; \\
 1 - \delta_1^2 - \delta_2^2 - q(\delta_2^2)^2 - q(\delta_1^2)^2 \Delta^{*2} - 2q\delta_7^2 &= 0; \\
 1 - q(\delta_6^2)^2 - q(\delta_7^2)^2 \Delta^{*2} - 2q\delta_8^2 &= 0; \\
 1 - \delta_2^2 - 0.5\delta_0^2 - 2q\delta_0^2\delta_2^2 - 2q\delta_1^2\delta_2^2 \Delta^{*2} - 4q\delta_6^2 &= 0; \\
 \delta_6^2 + \delta_0^2 + 4q\delta_0^2\delta_6^2 + 4q\delta_2^2\delta_7^2 \Delta^{*2} + 8q\delta_6^2 &= 0; \\
 \delta_7^2 + \delta_1^2 + 4q\delta_2^2\delta_6^2 + 4q\delta_1^2\delta_7^2 \Delta^{*2} + 8q\delta_7^2 &= 0; \\
 -q(\delta_3^2)^2 - q(\delta_4^2)^2 \Delta^{*2} - 2q\delta_9^2 &= 0; \\
 \delta_3^2 + \delta_5^2 + 4q\delta_0^2\delta_3^2 + 4q\delta_2^2\delta_4^2 \Delta^{*2} + 8q\delta_9^2 &= 0; \\
 \delta_4^2 + \delta_1^2 + 4q\delta_2^2\delta_3^2 + 4q\delta_1^2\delta_4^2 \Delta^{*2} + 8q\delta_7^2 &= 0; \\
 -2q\delta_6^2\delta_3^2 - 2q\delta_7^2\delta_4^2 \Delta^{*2} - 4q\delta_8^2 &= 0,
 \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

де

$$\begin{aligned}
 \delta_0^2 &= \frac{K_{\lambda\lambda}^*}{\sigma_\lambda^2}; \delta_1^2 = \frac{K_{\lambda_1\lambda_1}^*}{\sigma_{\lambda_1}^2}; \delta_2^2 = \frac{K_{\lambda\lambda_1}^*}{\sigma_\lambda\sigma_{\lambda_1}}; \delta_3^2 = \frac{K_{\alpha\lambda}^*}{\sigma_\alpha\sigma_\lambda}; \delta_4^2 = \frac{K_{\alpha\lambda_1}^*}{\sigma_\alpha\sigma_{\lambda_1}}; \delta_5^2 = \frac{K_{\alpha\alpha}^*}{\sigma_\alpha^2}; \delta_6^2 = \frac{K_{\lambda\varphi}^*}{\sigma_\lambda\sigma_\varphi}; \\
 \delta_7^2 &= \frac{K_{\lambda_1\varphi}^*}{\sigma_{\lambda_1}\sigma_\varphi}; \delta_8^2 = \frac{K_{\varphi\varphi}^*}{\sigma_\varphi^2}; \delta_9^2 = \frac{K_{\varphi\alpha}^*}{\sigma_\varphi\sigma_\alpha}; \sigma_{\lambda_1}^2 = \frac{N_\lambda}{4(\alpha^* + \beta)}; q = \frac{(M_a K^{(0)} \sigma_\lambda)^2}{2\alpha^* N_0}; \Delta^* = \frac{K^{(1)} \alpha^*}{K^{(0)}}.
 \end{aligned} \quad (21)$$

Результати розрахунків формули (20) показані на рис. 7а, рис. 7б та рис. 7в. Як видно із графіків, кількісні значення похибок фільтрації адаптивними приймачами при відомій та випадковій початкових фазах майже однакові. Це є слідством високої апостеріорної точності (малої апостеріорній дисперсії). У процесі адаптації, тобто у процесі переходу схеми адаптивного приймача у стаціонарний режим, алгоритми і схеми приймачів достатньо складні, причому алгоритми і схема адаптивного приймача АМ радіосигналів (рис. 6) при випадковій початковій фазі суттєво складніше, ніж алгоритми і схема приймача (рис. 2) при відомій початковій фазі.

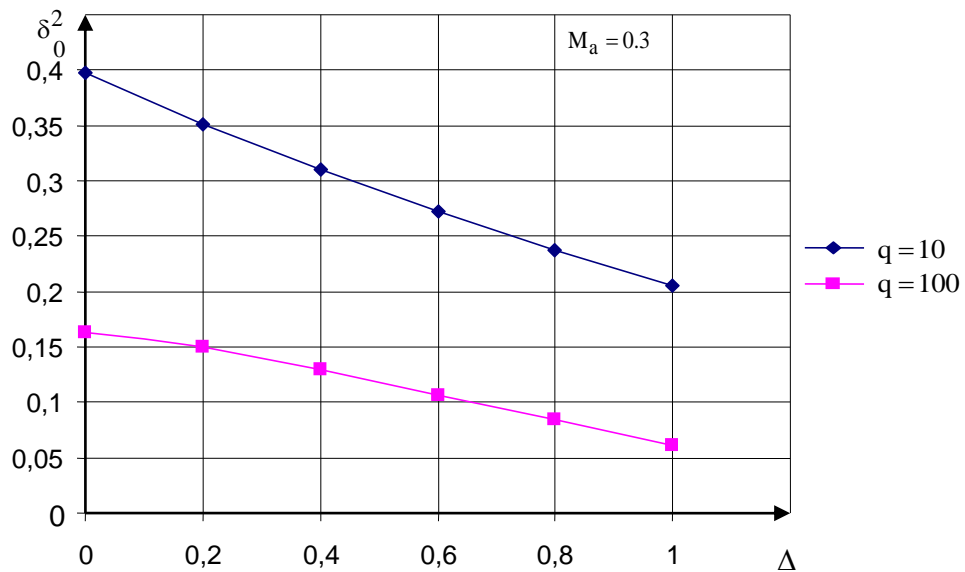


Рис. 7а. Залежність відносної похибки фільтрації від параметру «багатопроменевості»

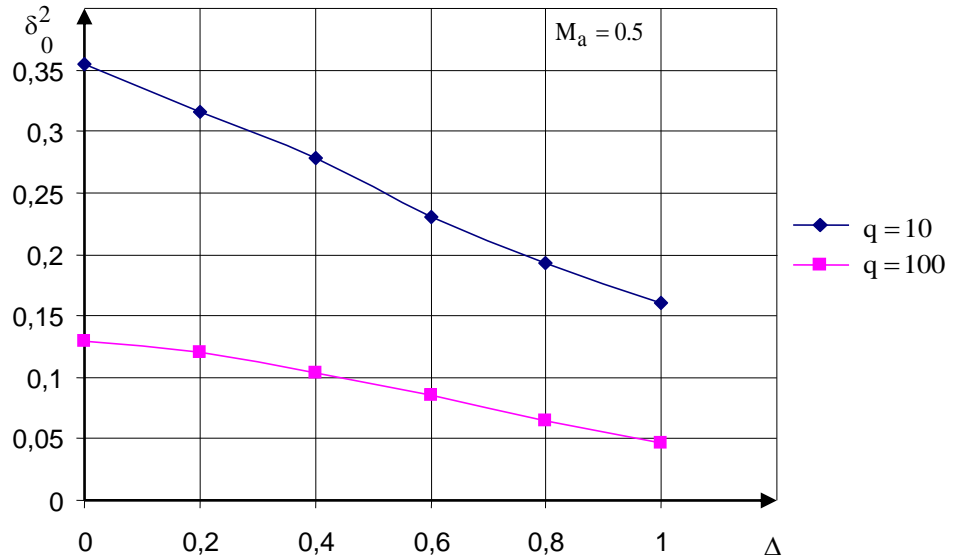


Рис. 7б. Залежність відносної похибки фільтрації від параметру «багатопрореневості»

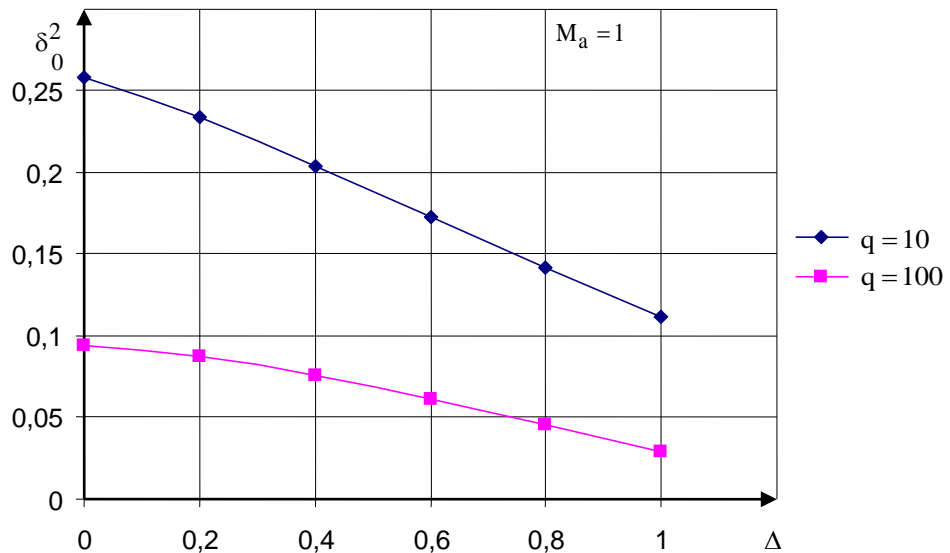
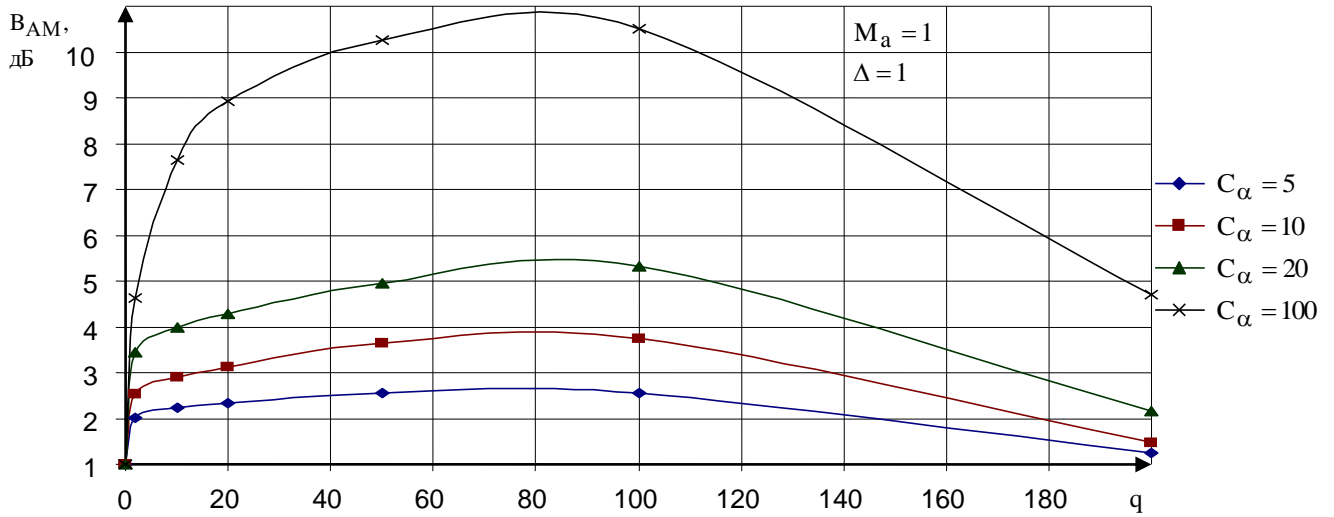
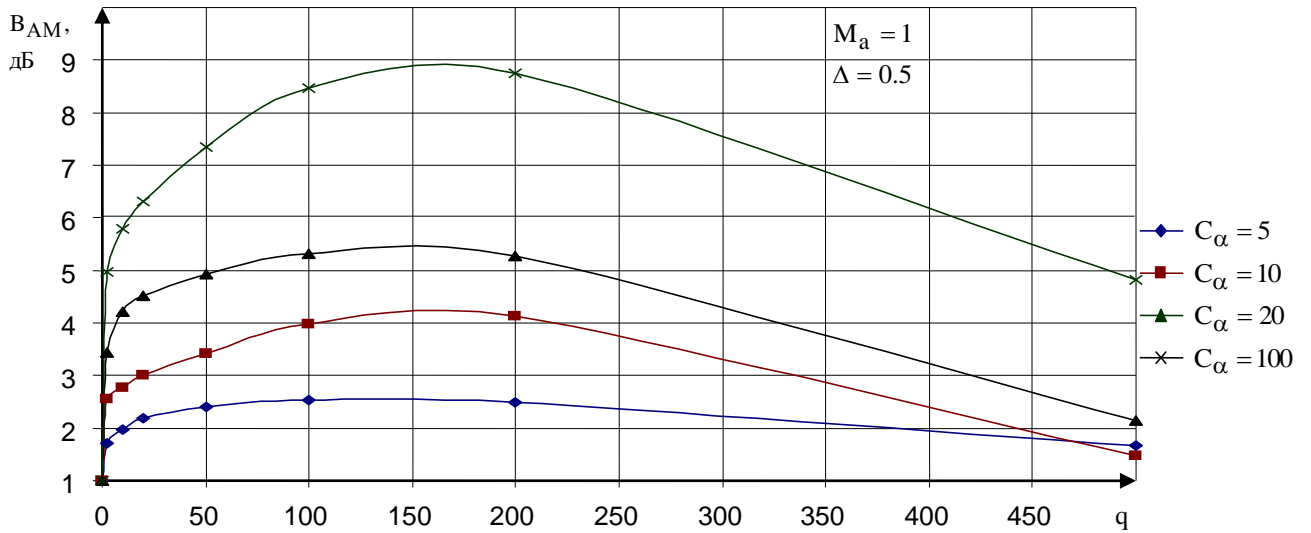


Рис. 7в. Залежність відносної похибки фільтрації від параметру «багатопрореневості»

В третьому розділі, як і у попередньому, був проведений розрахунок та аналіз виграшу у завадостійкості адаптивного приймання АМ радіосигналів з випадковою початковою фазою при повній та неповній кореляції променів. Результати розрахунків приведені відповідно на рис. 8 та рис. 9.

Також у дисертаційній роботі досліджувалося адаптивне приймання ДМ радіосигналів з випадковою початковою фазою в каналах зв'язку з «пам'яттю» та адитивним флуктуаційним шумом. Як і у випадку АМ, були отримані системи рівнянь нелінійної фільтрації для синтезу схеми приймача, а також рівняння для розрахунку відносної похибки фільтрації. Відмінною особливістю схеми адаптивного приймача ДМ радіосигналів від АМ є наявність модуляторів ДМ сигналів у каналах оцінки параметрів $\lambda_{\alpha}(t)$ та $\lambda_{\alpha_1}(t)$. Середньоквадратична похибка адаптивного прийому ДМ радіосигналів суттєво нижче середньоквадратичної похибки адаптивного прийому АМ радіосигналів (у 1.5 рази). Це зв'язано з тим, що при ДМ уся потужність випромінюваного сигналу (потужність передавача) приходить на бокові смуги. Підтвердженням цього результату додатково говорить про коректність отриманих алгоритмів адаптивного прийому ДМ радіосигналів з випадковою початковою фазою.

Рис. 8. Залежність виграшу від відношення сигнал/шум при $\Delta = 1$ Рис. 9. Залежність виграшу від відношення сигнал/шум при $\Delta = 0.5$

У ЧЕТВЕРТОМУ РОЗДІЛІ отримала рішення задача прийому складних сигналів, що пройшли канал зв'язку з «пам'яттю» та адитивними шумом і структурною завадою при невідомих параметрах сигналу та завади. На основі отриманих у розділі рівнянь нелінійної фільтрації синтезовані структурні схеми адаптивних приймачів сигналів на фоні вузько- та широкопasmових завад. Оцінка завадостійкості прийому проводилася за допомогою відносної похибки фільтрації приймачем.

На вході прийомного пристрою діє суміш

$$y(t) = s(t, \bar{\lambda}(t), \bar{\nu}(t)) + s_{\Pi}(t, \bar{\lambda}_{\Pi}(t), \bar{\nu}_{\Pi}(t)) + n(t), \quad t \in (0, T_c) \quad (22)$$

широкопasmового вхідного сигналу

$$s(t, \bar{\lambda}(t), \bar{\nu}(t)) = [A_0 + M_a \lambda(t)] \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \psi(t, \tau(t))], \quad (23)$$

вузькопasmової структурної завади

$$s_{\Pi}(t, \bar{\lambda}_{\Pi}(t), \bar{\nu}_{\Pi}(t)) = [B_{0\Pi} + M_{a\Pi} \lambda_{\Pi}(t)] \cos[\omega_{0\Pi} t + \varphi_{\Pi}(t)] \quad (24)$$

та флуктуаційного білого шуму з відомими характеристиками

$$M\{n(t)\} = 0, \quad M\{n(t_1)n(t_2)\} = \frac{N_0}{2} \delta(t_2 - t_1), \quad (25)$$

де $\psi(t, \tau(t)) = M_{\Phi\vartheta}\vartheta(t - \tau(t))$; $\phi = \varphi(t) + M_{\Phi\vartheta}\vartheta(t - \tau(t))$, $\tau(t)$ описується стохастичним диференціальним рівнянням $\dot{\tau}(t) = n_{\tau}(t)$, при $M\{n_{\tau}(t)\} = 0$, $M\{n_{\tau}(t_1)n_{\tau}(t_2)\} = \frac{N_{\tau}}{2}\delta(t_2 - t_1)$, $\omega_0, A_0, M_A, M_{\Phi\vartheta}, N_{\tau}, N_0$ - апіорі відомі величини.

На основі марківської теорії нелінійної фільтрації отримуємо наступні рівняння фільтрації:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\lambda_{\alpha}^*(t)}{dt} &= -\alpha^* \lambda_{\alpha}^*(t) + K_{\lambda\lambda_1}^* F_{\lambda_1} + K_{\lambda\lambda}^* F_{\lambda} + K_{\lambda\varphi}^* F_{\varphi} + K_{\lambda\tau}^* F_{\tau} + K_{\lambda\lambda_{\Pi}}^* F_{\lambda_{\Pi}} + K_{\lambda\varphi_{\Pi}}^* F_{\varphi_{\Pi}}; \\ \frac{d\lambda_{\alpha_1}^*(t)}{dt} &= -\beta\lambda_{\alpha_1}^*(t) - \alpha^* \lambda_{\alpha_2}^*(t) + K_{\lambda\lambda_1}^* F_{\lambda} + K_{\lambda_1\lambda_1}^* F_{\lambda_1} + K_{\lambda_1\varphi}^* F_{\varphi} + \\ &+ K_{\lambda_1\tau}^* F_{\tau} + K_{\lambda_1\lambda_{\Pi}}^* F_{\lambda_{\Pi}} + K_{\lambda_1\varphi_{\Pi}}^* F_{\varphi_{\Pi}}; \\ \frac{d\varphi^*(t)}{dt} &= K_{\varphi\varphi}^* F_{\varphi} + K_{\varphi\lambda}^* F_{\lambda} + K_{\lambda_1\varphi}^* F_{\lambda_1} + K_{\varphi\tau}^* F_{\tau} + K_{\varphi\lambda_{\Pi}}^* F_{\lambda_{\Pi}} + K_{\varphi\varphi_{\Pi}}^* F_{\varphi_{\Pi}}; \\ \frac{d\tau^*(t)}{dt} &= -\alpha^* M_{\Phi}\lambda_{\alpha}^*(t) + K_{\tau\tau}^* F_{\tau} + K_{\tau\lambda}^* F_{\lambda} + K_{\lambda_1\tau}^* F_{\lambda_1} + K_{\varphi\tau}^* F_{\varphi} + \\ &+ K_{\tau\lambda_{\Pi}}^* F_{\lambda_{\Pi}} + K_{\tau\varphi_{\Pi}}^* F_{\varphi_{\Pi}}; \\ \frac{d\alpha^*(t)}{dt} &= K_{\alpha\lambda_1}^* F_{\lambda_1} + K_{\alpha\lambda}^* F_{\lambda} + K_{\alpha\varphi}^* F_{\varphi} + K_{\alpha\tau}^* F_{\tau} + K_{\alpha\lambda_{\Pi}}^* F_{\lambda_{\Pi}} + K_{\alpha\varphi_{\Pi}}^* F_{\varphi_{\Pi}}; \\ \frac{d\lambda_{\alpha_{\Pi}}^*(t)}{dt} &= -\alpha_{\Pi}^* \lambda_{\alpha_{\Pi}}^*(t) + K_{\lambda_{\Pi}\lambda_1}^* F_{\lambda_1} + K_{\lambda_{\Pi}\lambda}^* F_{\lambda} + K_{\lambda_{\Pi}\varphi}^* F_{\varphi} + K_{\lambda_{\Pi}\tau}^* F_{\tau} + \\ &+ K_{\lambda_{\Pi}\lambda_{\Pi}}^* F_{\lambda_{\Pi}} + K_{\lambda_{\Pi}\varphi_{\Pi}}^* F_{\varphi_{\Pi}}; \\ \frac{d\varphi_{\Pi}^*(t)}{dt} &= K_{\varphi_{\Pi}\varphi}^* F_{\varphi} + K_{\varphi_{\Pi}\lambda}^* F_{\lambda} + K_{\lambda_1\varphi_{\Pi}}^* F_{\lambda_1} + K_{\varphi_{\Pi}\tau}^* F_{\tau} + K_{\varphi_{\Pi}\lambda_{\Pi}}^* F_{\lambda_{\Pi}} + K_{\varphi_{\Pi}\varphi_{\Pi}}^* F_{\varphi_{\Pi}} \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

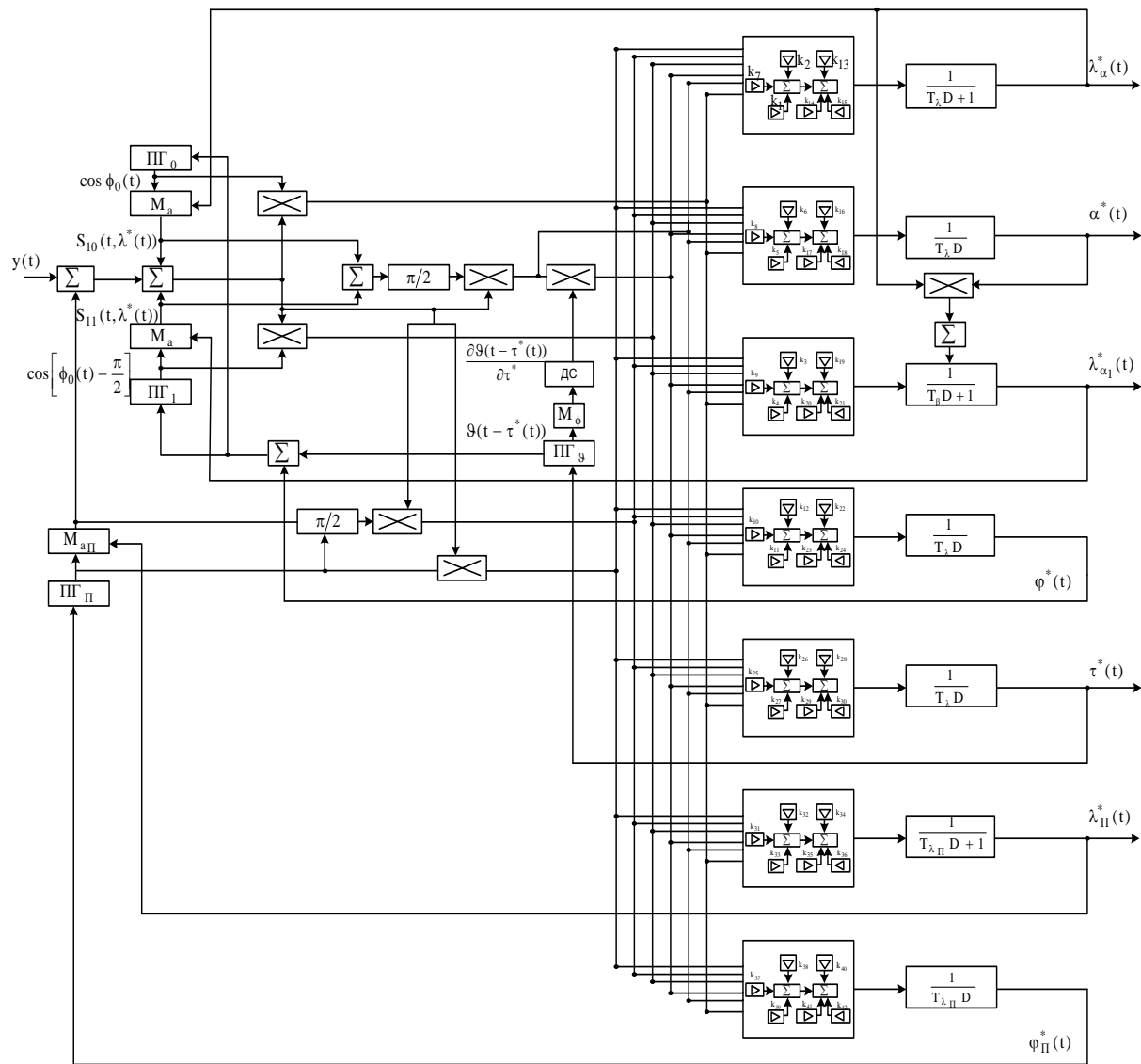
де кумулянти у стаціонарному режимі визначаються (9), а функція $F(t, \lambda_{\alpha}(t), \lambda_{\alpha_1}(t))$ та її похідні - (10).

Схема адаптивного прийомного пристрою сигналів у стаціонарному режимі при невідомих початковій фазі, затримці, коефіцієнті зносу корисного повідомлення та фази вузькосмугової завади, яка моделює систему рівнянь (26), приведена на рис. 10.

Із аналізу рис. 10 видно, що схема адаптивного приймача при невідомих параметрах широкосмугового сигналу та вузькосмугової завади набагато складніше схеми адаптивного приймача сигналу тільки при невідомих коефіцієнту зносу та початковій фазі сигналу (рис. 6).

Так як крім початкової фази і коефіцієнту зносу випадковими величинами є також затримка сигналу та інформаційний параметр завади $\lambda_{\Pi}(t)$ і її початкова фаза $\varphi_{\Pi}(t)$, то приймач буде мати ще додаткові три канали для формування оцінок перелічених параметрів сигналу та завади, а саме: канал автоматичного автопідстроювання затримки $\tau^*(t)$, канал формування оціночного значення завади, що фільтрується, $\lambda_{\Pi}^*(t)$ та канал фазової автопідстроювання частоти завади $\varphi_{\Pi}^*(t)$. Причому, між усіма каналами формування оціночних значень існують перехресні зв'язки, глибина яких визначається значеннями відповідних кумулянтів. Значення кумулянтів формуються у «блоці кумулянтів».

Для дослідження завадостійкості прийому будемо використовувати величину відносної середньоквадратичної похибки фільтрації корисного повідомлення при прийомі АМ радіосигналів з випадковою початковою фазою та затримкою, що пройшло канал зв'язку з «пам'яттю» при дії на вході приймача вузькосмугової завади та адитивного шуму (система рівнянь для визначення кількісних значень середньоквадратичної похибки фільтрації у авторефераті не приведена).



Блок кумулянтів

$$\begin{aligned}
 k_1 &= \frac{2K_{\lambda\lambda}^* K^{(0)} M_a}{\alpha^* N_0}; k_2 = \frac{2K_{\lambda\lambda_1}^* K^{(1)} M_a}{\alpha^* N_0}; k_3 = \frac{2K_{\lambda_1\lambda_1}^* K^{(1)} M_a}{\beta N_0}; k_4 = \frac{2K_{\lambda_1}^* K^{(0)} M_a}{\beta N_0}; k_5 = \frac{2K_{\alpha\lambda}^* K^{(0)} M_a}{\alpha^* N_0}; \\
 k_6 &= \frac{2K_{\alpha\lambda_1}^* K^{(1)} M_a}{\alpha^* N_0}; k_7 = \frac{2K_{\lambda\alpha\alpha}^*}{\alpha^* N_0}; k_8 = \frac{2K_{\alpha\alpha\alpha}^*}{\alpha^* N_0}; k_9 = \frac{2K_{\lambda_1\alpha\alpha}^*}{\alpha^* N_0}; k_{10} = \frac{2K_{\alpha\alpha\alpha}^*}{\alpha^* N_0}; k_{11} = \frac{2K_{\lambda\alpha\alpha}^*}{\alpha^* N_0}; \\
 k_{12} &= \frac{2K_{\lambda_1\alpha\alpha}^*}{\alpha^* N_0}; k_{13} = \frac{2K_{\lambda_1\alpha\alpha}^*}{\alpha^* N_0}; k_{14} = \frac{2K_{\lambda\lambda\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{15} = \frac{2K_{\lambda\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{16} = \frac{2K_{\alpha\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{17} = \frac{2K_{\alpha\lambda\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; \\
 k_{18} &= \frac{2K_{\alpha\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{19} = \frac{2K_{\lambda_1\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{20} = \frac{2K_{\lambda_1\lambda\Pi}^*}{\beta N_0}; k_{21} = \frac{2K_{\lambda_1\alpha\Pi}^*}{\beta N_0}; k_{22} = \frac{2K_{\alpha\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{23} = \frac{2K_{\alpha\lambda\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; \\
 k_{24} &= \frac{2K_{\alpha\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{25} = \frac{2K_{\alpha\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{26} = \frac{2K_{\lambda_1\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{27} = \frac{2K_{\lambda_1\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{28} = \frac{2K_{\alpha\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{29} = \frac{2K_{\alpha\lambda\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; \\
 k_{30} &= \frac{2K_{\alpha\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{31} = \frac{2K_{\alpha\lambda\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{32} = \frac{2K_{\lambda_1\lambda\Pi}^*}{\beta N_0}; k_{33} = \frac{2K_{\lambda_1\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{34} = \frac{2K_{\alpha\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{35} = \frac{2K_{\alpha\lambda\Pi}^*}{\beta N_0}; \\
 k_{36} &= \frac{2K_{\lambda_1\alpha\Pi}^*}{\beta N_0}; k_{37} = \frac{2K_{\alpha\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{38} = \frac{2K_{\lambda_1\alpha\Pi}^*}{\beta N_0}; k_{39} = \frac{2K_{\lambda_1\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{40} = \frac{2K_{\alpha\alpha\Pi}^*}{\alpha^* N_0}; k_{41} = \frac{2K_{\lambda_1\alpha\Pi}^*}{\beta N_0}; k_{42} = \frac{2K_{\alpha\lambda\Pi}^*}{\beta N_0}.
 \end{aligned}$$

Рис. 10. Схема адаптивного приймача сигналів в каналах з «пам'яттю» при дії вузькосмугової завади

На рис. 11а, рис. 11б та рис. 11в приведені результати розрахунків відносної похибки δ_0^2 фільтрації повідомлення $\lambda_\alpha(t)$ при прийомі АМ сигналів з невідомою початковою фазою, затримкою для різноманітних значень параметру Δ та коефіцієнту амплітудної модуляції при дії вузькосмугової завади на ЕОМ за допомогою програми Mathcad.

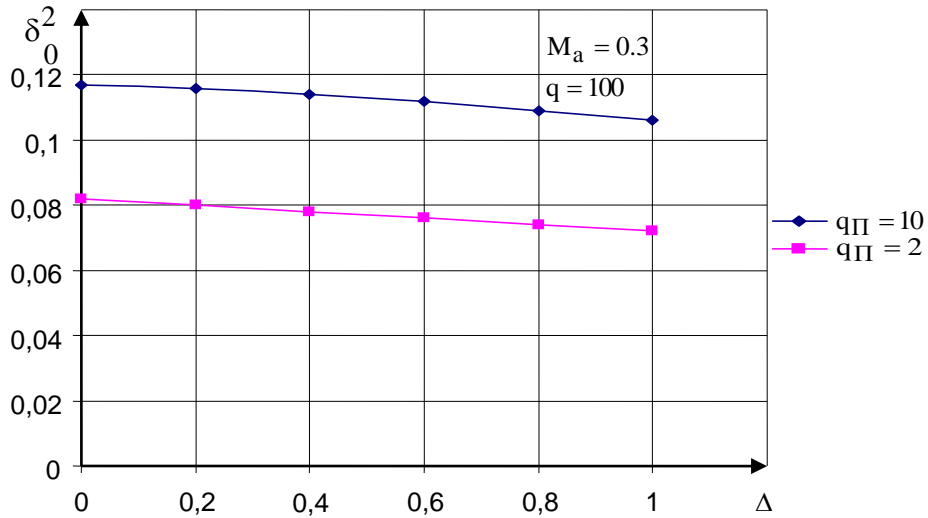


Рис. 11а. Залежність відносної похибки фільтрації від параметру «багатопроменевості»

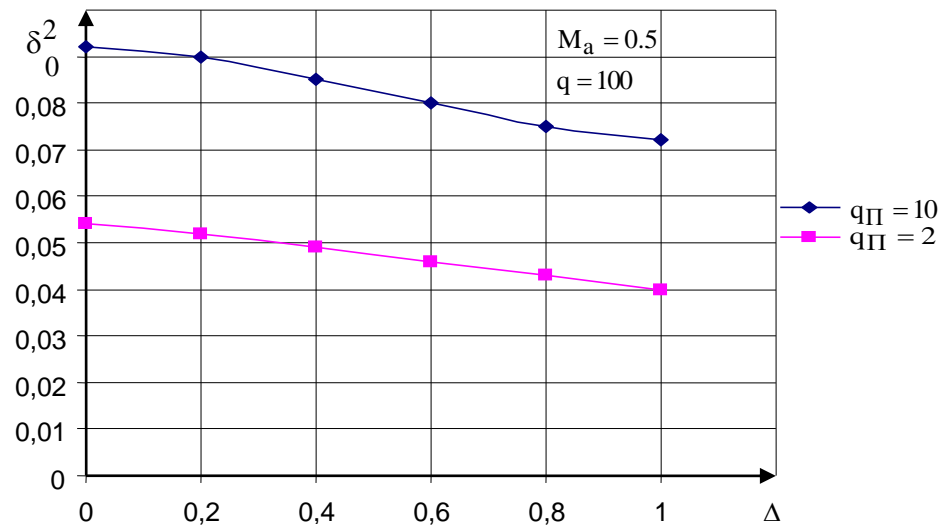


Рис. 11б. Залежність відносної похибки фільтрації від параметру «багатопроменевості»

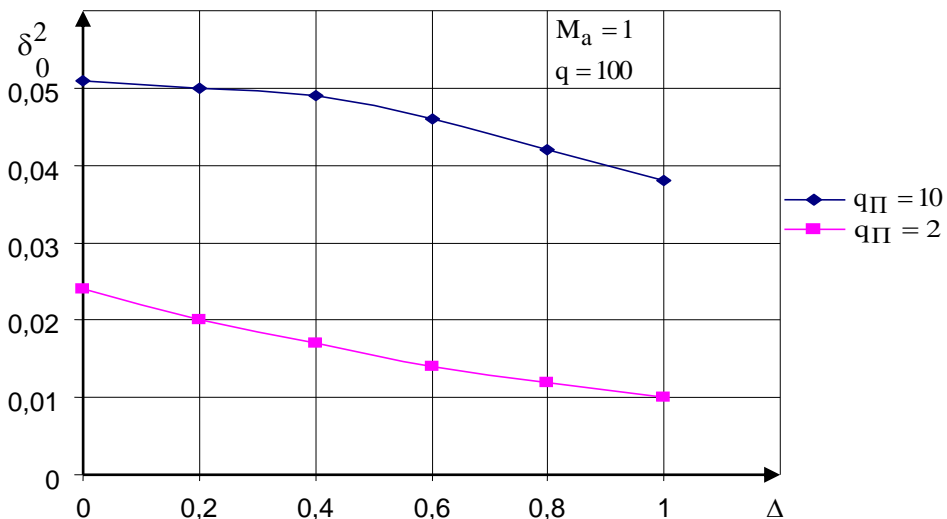


Рис. 11в. Залежність відносної похибки фільтрації від параметру «багатопроменевості»

Ускладнення схеми і збільшення розмірності вектору параметрів, що оцінюються, позначилися і на значенні середньоквадратичної похибки фільтрації, яка по зрівнянню з адаптивним приймачем (рис. 6) зменшилася майже у чотири рази, що ще раз доводить актуальність запропонованих у дисертаційній роботі методів оптимального прийому.

У четвертому розділі розглянуто питання синтезу приймачів АМ сигналів з невідомими постійними параметрами, такими як початкова фаза та затримка сигналів та завад, у випадку дії ширококугової структурної завади. Були отримані системи рівнянь для синтезу схеми адаптивного приймача, а також системи рівнянь для оцінювання завадостійкості за допомогою відносної похибки фільтрації приймачем. У дисертаційній роботі були отримані кількісні оцінки відносної похибки фільтрації параметрів сигналу у вигляді графіків залежності відносної похибки фільтрації від параметру «багатопроменевості» при різних значеннях коефіцієнту амплітудної модуляції та відношення завада/шум. Із аналізу графіків легко зауважити, що зі збільшенням значення параметру Δ відносна похибка фільтрації δ_0^2 зменшується при будь-яких заданих значеннях сигнал/шум, завада/шум та значеннях коефіцієнту M_a . Схема адаптивного приймача буде більш складною, ніж у випадку вузькосмугової завади, але як показують результати дослідження, відносна похибка фільтрації δ_0^2 збільшується незначно при врахуванні великої кількості каналів.

У четвертому розділі розглянуто питання синтезу приймачів АМ сигналів з невідомими постійними параметрами, такими як початкова фаза та затримка сигналів та завад, у випадку дії ширококугової структурної завади. Були отримані системи рівнянь для синтезу схеми адаптивного приймача, а також системи рівнянь для оцінювання завадостійкості за допомогою відносної похибки фільтрації приймачем. У дисертаційній роботі були отримані кількісні оцінки відносної похибки фільтрації параметрів сигналу у вигляді графіків залежності відносної похибки фільтрації від параметру «багатопроменевості» при різних значеннях коефіцієнту амплітудної модуляції та відношення завада/шум. Із аналізу графіків легко зауважити, що зі збільшенням значення параметру Δ відносна похибка фільтрації δ_0^2 зменшується при будь-яких заданих значеннях сигнал/шум, завада/шум та значеннях коефіцієнту M_a . Схема адаптивного приймача буде більш складною, ніж у випадку вузькосмугової завади, але як показують результати дослідження, відносна похибка фільтрації δ_0^2 збільшується незначно при врахуванні великої кількості каналів.

ОСНОВНІ ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі проведено теоретичне узагальнення й отримане нове рішення наукової задачі синтезу систем прийому сигналів, які пройшли канал зв'язку з «пам'яттю» з адитивними завадами в умовах апіорної невизначеності (адаптивного прийому). У ході дисертаційної роботи були отримані такі наукові та практичні результати:

1. На основі проведеного аналізу моделей каналів зв'язку виявлено, що найбільш конструктивною є марківська модель сигналу на виході багатопроменевого каналу, що дозволяє використовувати марківський підхід для синтезу оптимальних (адаптивних) систем прийому радіосигналів.

2. Збільшилася розмірність вектору параметрів, що оцінюються, для вирішення задачі адаптивного прийому радіосигналів, що пройшли канал зв'язку з «пам'яттю» при невідомих постійних параметрах сигналу та завади.

3. На основі розробленого у дисертаційній роботі методу оптимального прийому АМ радіосигналів в каналах з «пам'яттю» при наявності адитивних завад з випадковими початковою фазою та коефіцієнтом зносу корисного повідомлення отримані алгоритми та схемні рішення адаптивного прийому.

4. Зрівняльний аналіз адаптивних приймачів АМ сигналів та ДМ показав, що завадостійкість адаптивного прийому ДМ радіосигналів вище завадостійкості прийому АМ радіосигналів у півтори рази.

5. Розроблений метод оптимального прийому АМ радіосигналів в каналах з «пам'яттю» при наявності структурних вузькосмугових та широкосмугових адитивних завад з випадковими початковою фазою, затримкою, коефіцієнтом зносу корисного повідомлення та фазою і затримкою структурної завади. На основі методу отримані алгоритми та функціональна схема адаптивного прийому, яка дозволила зменшити середньоквадратичну похибку фільтрації по зрівнянню з адаптивним приймачем з відомими параметрами сигналу та завади у декілька разів.

6. Порівняльний аналіз адаптивних приймачів з неадаптивними показав збільшення завадостійкості адаптивних приймачів при суттєвій апріорній невизначеності на порядок, що дає можливість будувати прийомні пристрої систем зв'язку сигналів, що пройшли реальний канал зв'язку.

7. Отримані методи оптимального прийому сигналів дозволяють враховувати будь-яке число невідомих постійних параметрів.

Обґрунтованість отриманих результатів заснована на коректному застосуванні основних положень теорії функціонального аналізу, теорії випадкових процесів, теорії ймовірностей, математичної статистики.

Достовірність отриманих результатів підтверджується збіжністю теоретичних результатів і результатів по обробці експериментальних даних, отриманих у ході функціонування розробленої програмної моделі.

ОСНОВНІ НАУКОВІ РЕЗУЛЬТАТИ ДИСЕРТАЦІЇ ОПУБЛІКОВАНІ В НАСТУПНИХ ПРАЦЯХ

1. Поляков П.Ф. Оптимальний та квазіоптимальний прийом складних аналогових сигналів у каналах з постійними параметрами та флуктуаційним шумом. Частина 1. Обґрунтування критерію оптимальності прийому та метода синтезу оптимальних приймачів складних аналогових сигналів / П.Ф. Поляков, К.А. Трубочанінова // Телекомунікаційні системи та мережі на залізничному транспорті: зб. наук. праць – Х., 2005. – Вип. 71. – С. 202 – 214.

2. Трубочанінова К.А. Оптимальне та квазіоптимальне приймання складних аналогових сигналів у каналах з постійними параметрами та флуктуаційним шумом Частина 2. Синтез приймачів А-ФМ складних аналогових сигналів / К.А. Трубочанінова // Телекомунікаційні системи та мережі на залізничному транспорті: зб. наук. праць – Х., 2006. – Вип. 78. – С. 52 – 66.

3. Трубочанінова К.А. Оптимальне та квазіоптимальне приймання складних аналогових сигналів у каналах з постійними параметрами та флуктуаційним шумом Частина 3. Синтез приймачів А-ЧМ складних аналогових сигналів / К.А. Трубочанінова // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2007. – №3 – С. 74 – 78.

4. Трубочанінова К.А. Адаптивне приймання АМ сигналів в каналах зв'язку з «пам'яттю» / К.А. Трубочанінова // Вісник Кременчужського державного політехнічного університету ім. Остроградського. – 2008. - №1(48) – С. 23 – 29.

5. Трубочанінова К.А. Синтез квазіоптимального приймача складних аналогових сигналів на фоні узкополосної помехи і гауссового білого шуму / К.А. Трубочанінова // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2008. – №1 – С. 40 – 47.

6. Перспективні системи управління на залізничному, промисловому і міському транспорті: матеріали доповідей 19-й міжнародної науково-практичної конференції [«Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті»], (Алушта, 11-16 вересня 2006 р.) / Укр. держ. акад. заліз. тр-ту. - Х.: Укр. держ. акад. заліз. тр-ту, 2006. – №4 - С. 19.

7. Ресурсозберігаючі технології в експлуатації засобів транспорту в умовах реформування залізниць України: тези доповідей Першої міжнародної конференції, (Євпаторія, 22-25 травня 2007 р.) / Укр. держ. акад. заліз. тр-ту. - Х.: Укр. держ. акад. заліз. тр-ту, 2007. – С. 49.

8. Перспективні системи контролю і управління на залізничному транспорті: матеріали доповідей 20-й міжнародної науково-практичної конференції [«Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті»], (Алушта, 1-6 жовтня 2007 р.) / Укр. держ. акад. залізн. тр-ту. - Х.: Укр. держ. акад. залізн. тр-ту, 2007. – №4 - С. 48.

АНОТАЦІЯ

Трубчанинова К.А. Синтез систем прийому сигналів у каналах зв'язку з «пам'яттю». – Рукопис.

Дисертація на здобуття вченого ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – Телекомунікаційні системи і мережі. – Українська державна академія залізничного транспорту, Харків, 2008.

Дисертаційна робота присвячена розробці методів прийому сигналів на виході каналів зв'язку з «пам'яттю» при наявності адитивних завад при неповній апріорній інформації відносно параметрів сигналів та завад на основі марківської теорії нелінійної фільтрації сигналів. Отримані методи дозволяють забезпечити оптимальний прийом при великій кількості каналів у моделі, при цьому отриманий значний вигравш у завадостійкості адаптивного прийому, особливо, при суттєвій апріорній невизначеності параметрів сигналу та завад.

Ключові слова: канал зв'язку з «пам'яттю», система зв'язку, «багатопроменевість», нелінійна фільтрація, адаптивний, неадаптивний прийом сигналів, кумулянти, похибка фільтрації.

АННОТАЦИЯ

Трубчанинова К.А. Синтез систем приема сигналов в каналах связи с «памятью». – Рукопись.

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.02 – Телекоммуникационные системы и сети. – Украинская государственная академия железнодорожного транспорта, Харьков, 2008.

Диссертационная работа посвящена разработке методов приема сигналов на выходе каналов связи с «памятью» при наличии аддитивных помех при неполной априорной информации относительно параметров сигналов и помех на основе марковской теории нелинейной фильтрации сигналов.

Получила дальнейшее развитие модель сигнала на выходе многолучевого канала связи на базе марковского подхода, что позволило применить принципы адаптивного приема в условиях априорной неопределенности относительно параметров сигналов и помех. Впервые разработан метод оптимального приема АМ радиосигналов в каналах с «памятью» при наличии аддитивных помех со случайной начальной фазой и коэффициентом сноса полезного сообщения, метод оптимального приема АМ радиосигналов в каналах с «памятью» при наличии структурных узкополосных и широкополосных аддитивных помех со случайной начальной фазой, задержкой, коэффициентом сноса полезного сообщения, а также фазой и задержкой структурной помехи. Синтезированы схемы оптимальных приемных систем сигналов в каналах с «памятью» при наличии аддитивных помех со случайной начальной фазой и коэффициентом сноса полезного сообщения, что позволило уменьшить относительную среднеквадратическую погрешность фильтрации почти в полтора раза по сравнению со случаем известной начальной фазой. Синтезированы схемы оптимальных приемных систем сигналов в каналах с «памятью» при наличии структурных узкополосных и широкополосных аддитивных помех со случайной начальной фазой, задержкой, коэффициентом сноса полезного сообщения, а также фазой и задержкой структурной помехи, помехоустойчивость которых увеличилась в четыре раза по сравнению с условиями, при которых известны параметры сигналов и помехи.

Осуществлен расчет выигрыша в помехоустойчивости адаптивного приема, который показал уменьшение относительной среднеквадратической погрешности фильтрации адаптивного приемника по сравнению с неадаптивным на порядок при условиях существенной априорной

неопределенности.

На основе разработанных в диссертационной работе методов существует возможность создания инженерных устройств приема сигналов в многолучевых каналах связи при априорной неопределенности относительно параметров сигналов и помех, например, в системах поездной и станционной радиосвязи.

Ключевые слова: канал связи с «памятью», система связи, «многолучевость», нелинейная фильтрация, адаптивный, неадаптивный прием сигналов, куммулянты, погрешность фильтрации.

SUMMARY

Trubchaninova K.A. Synthesis of the systems of reception of signals in channels of connection with «memory». - Manuscript.

Dissertation on the competition of graduate degree of candidate of technical sciences on specialty 05.12.02 –Telecommunication systems and networks. - Ukrainian State Academy of Railway Transport, Kharkov, 2008.

Dissertation work is devoted development of methods of reception of signals on the output of channels of connection with «memory» at presence of additive hindrances at aprioristic incomplete information in relation to the parameters of signals and hindrances on the basis of Markov's theory of nonlinear filtration of signals. The got methods allow to provide an optimum reception at plenty of channels in a model, the considerable winning is here got in antijammingness of adaptive reception, especially, at aprioristic substantial vagueness of parameters of signals and hindrances.

Keywords: communication channel with «memory», communication network, «muchrays», nonlinear filtration, adaptive, non-adaptive reception of signals, cummulents, error of filtration.

Трубчанінова Карина Артурівна

**СИНТЕЗ СИСТЕМ ПРИЙОМУ СИГНАЛІВ У КАНАЛАХ
ЗВ'ЯЗКУ З «ПАМ'ЯТТЮ»**

05.12.02 – Телекомунікаційні системи та мережі

АВТОРЕФЕРАТ

дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Надруковано згідно з оригіналом автора

Відповідальний за випуск

зав. лаб. В.М. Головка

Підписано до друку 05.05.08 р.

Формат 60 × 84 1/16. Папір для множних апаратів.

Ум. друк. арк. 0,9. Обл., - вид. арк. 1,15 Безкоштовно.

Замовлення № 231. Тираж 100 прим.

Видавництво УкрДАЗТу. Свідоцтво ДК № 2874 від 12.06.2007 р.

Друкарня УкрДАЗТу: 61050, м. Харків, майдан Фейєрбаха, 7