Українська державна академія залізничного транспорту

Мартиненко Михайло Васильович

УДК 621.391.2:621.396.96

СИСТЕМИ ПРИЙОМУ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ІНТЕГРАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЕНЬ

05.12.02 – Телекомунікаційні системи та мережі

АВТОРЕФЕРАТ

дисертації на здобуття наукового ступеня

кандидата технічних наук

Харків - 2007

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 інформаційної безпеки».

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

кандидат технічних наук, **Хорунжий** Віталій Андрійович, Харківський національний університет радіоелектроніки, доцент кафедри «Мікроелектроніка».

Захист відбудеться 200_ р. о ____ год. на засіданні спеціалізованої вченої ради Д. 64.820.01 при Українській державній академії залізничного транспорту за адресою: 61050, м. Харків, майдан Фейєрбаха, 7.

З дисертацією можна ознайомитися в бібліотеці Української державної академії залізничного транспорту Міністерства транспорту та зв'язку України за адресою: 61050, м. Харків, майдан Фейєрбаха, 7.

Відгук на автореферат просимо надсилати за адресою:
Україна, 61050, м. Харків, майдан Фейєрбаха, 7.

Автореферат розісланий 2007 р.

Вчений секретар спеціалізованої
вченої ради Д 64.820.01,
кандидат технічних наук, доцент Книгавко М.В.

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Актуальність проблеми підвищення завадостійкості радіотехнічних засобів зростає разом з кількістю радіовипромінювань та «тісноти в ефірі». Слід зазначити, що завадове оточення в конкретній точці нашої планети характеризується наявністю великої кількості завад з різною структурою та спектральним складом. Природно припускати, що превалюючи на достатньо короткому відрізку часу з'являються декілька видів завад, в основному станційні. В таких умовах під час синтезу оптимальних приймальних систем можна запропонувати до використання узагальнену спектральну теорію сигналів, яку добре систематизовано у роботі А.М. Трахтмана [Введение в обобщенную спектральную теорию сигналов. –М.: Сов. радио, 1972.]. Перші спроби її використання під час дослідження частотно-модульованих та амплітудно-модульованих сигналів та модульованих фільтрів містяться, зокрема, у роботах Вінницького А.С. [Модулированные фильтры и следящий прием ЧМ сигналов. –М.: Сов. радио, 1969.] та Полякова П.Ф. [К теории модулированных фильтров // Респ. межвед. научно-техн. сб. «Радиотехника», 1971. Вып. 16.].

Використання узагальненої спектральної теорії сигналів для синтезу радіоприймальних систем відкриває нові цікаві можливості підвищення їх завадостійкості як до адитивних, так і до мультиплікативних завад та, особливо, дозволяє реалізувати нові методи та системи оптимального прийому сигналів у багатопроменевих каналах зв'язку.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Робота виконувалась згідно з Концепцією розвитку ЄНСЗ в Україні, Концепцією розвитку телекомунікаційних систем на залізничному транспорті України, Програмою створення в системі Міністерства транспорту та зв'язку України Єдиної транспортної мережі зв'язку.

Результати роботи використовувались в науково-дослідних роботах кафедри «Транспортний зв'язок» Української Державної академії залізничного транспорту, які виконувались за держбюджетним та госпрозрахунковим планами (НДР 21/2, 21/3, №№ 0197И003555; 0196И001423).

Мета і завдання дослідження. Метою дисертаційної роботи є розробка методів та систем прийому сигналів у багатопроменевих каналах при наявності завмирань та впливу сукупності адитивних завад (зосереджених у спектрі та імпульсних) на основі використання інтегральних перетворень.

Відповідно до поставленої мети в дисертаційній роботі вирішуються такі основні задачі дослідження:

1. Створення методів і систем прийому сигналів при наявності в каналах зв'язку сукупності адитивних (флуктуаційних, імпульсних і зосереджених у спектрі) завад на основі інтегральних перетворень.
2. Створення методів і систем прийому сигналів в каналах із частотно-селективними завмираннями (багатопроменевих каналах) і адитивними завадами на основі інтегральних перетворень.
3. Синтез оптимальних систем прийому сигналів у багатопроменевих каналах.

Об'єктом дослідження в дисертаційній роботі є процеси обробки сигналів у каналах зв'язку з багатопроменевістю та адитивними завадами.

Предметом дослідження є оптимальні методи та системи прийому сигналів у багатопроменевих каналах при наявності сукупності адитивних завад.

Методами дослідження є математична статистика і теорія ймовірностей, марківська теорія оптимальної нелінійної фільтрації, теорія функціонального аналізу, статистична теорія зв'язку.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в наступному:

1. Уперше розроблено методи і системи прийому сигналів у каналах із частотно-селективними завмираннями та адитивними завадами.
2. Удосконалено методи й системи прийому сигналів при впливі адитивних флуктуаційних, зосереджених у спектрі та імпульсних завад на основі інтегральних перетворень.
3. Уперше синтезовано системи апаратурного перетворення Фур'є, проведений аналіз похибки перетворення та її вплив на завадостійкість прийому.

Практичне значення одержаних результатів полягає в доведенні здобувачем отриманих наукових результатів до конкретних інженерно-технічних рішень задачі прийому сигналів у каналах із частотно-селективними завмираннями й адитивними завадами.

Практичне значення одержаних результатів полягає в тому, що на основі запропонованих методів розроблено інженерні алгоритми та схемні рішення систем прийому й обробки частотно-модульованих сигналів, які пройшли багатопроменевий канал зв'язку.

На підставі проведених досліджень і запропонованих алгоритмів обробки сигналів одержано такі практичні результати:

1. Розроблена модель багатопроменевого каналу зв'язку, яка дозволяє синтезувати приймальні системи радіосигналів у каналах з «пам'яттю» та адитивними завадами.

2. Розроблені фізично реалізовані методи та алгоритми прийому й обробки сигналів у каналах з «пам'яттю» на основі марківської теорії нелінійної фільтрації, які можуть бути використані для розробки завадостійких радіоприймальних пристроїв систем радіозв'язку.
3. Розроблені методи та системи прийому сигналів забезпечують достатньо реальну завадостійкість прийому; що дуже важливо при розробці нових виробів для систем радіозв'язку, які працюють в умовах багатопроменевого розповсюдження радіохвиль.
4. Одержані в роботі результати найшли практичне впровадження при проектуванні та розробці нового покоління систем радіозв'язку «Транспорт», що підтверджується висновком розробника та виготовлювача систем радіозв'язку «Транспорт».
5. Методи та алгоритми прийому сигналів у багатопроменевих каналах використовуються в навчальному процесі УкрДАЗТ у курсі «Теорія електричного зв'язку».

Особистий внесок здобувача полягає в постановці і вирішенні теоретичних та експериментальних задач, пов'язаних з оптимізацією телекомунікаційних систем із застосуванням апаратурного прямого та зворотного перетворювання Фур'є та розповсюдження його на випадок дії в каналі із завмираннями адитивних завад довільної структури при прийомі складних сигналів. Робота виконана на кафедрі «Транспортний зв'язок» УкрДАЗТ. У друкованих працях, написаних у співавторстві, здобувачеві належить: [4] – метод підвищення завадостійкості систем прийому сигналів шляхом застосування перетворювача Фур'є з відслідковуванням за частотою; [7] – вирішення задачі частотної фільтрації із застосуванням перетворювача Фур'є; [8] - виведення точної формули відгуку дисперсійного фільтра на лінійно частотно-модульований радіоімпульс прямокутної форми.

Апробація результатів дисертації. Матеріали дисертаційної роботи доповідались та обговорювались на трьох міжнародних конференціях:

- 16 Міжнародна науково-технічна конференція «Перспективні інформаційно-керуючі системи на залізничному, промисловому та міському транспорті», Алушта, 2003;
- 66 Міжнародна науково-технічна конференція кафедр академії спеціалістів залізничного транспорту і підприємств, Харків, 2004 р.
- 67 Міжнародна науково-технічна конференція кафедр академії спеціалістів залізничного транспорту і підприємств, Харків, 2005 р.

Публікації. За матеріалами дисертації опубліковано 8 робіт, у тому числі 6 робіт у спеціалізованих виданнях ВАК України.

Структура та обсяг дисертації. Робота складається із вступу, чотирьох розділів, висновку, списку використаної літератури. Загальний обсяг дисертації складає 154 сторінки: 134 основного

тексту, 23 рисунки й 132 бібліографічних джерел на 12 сторінках.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У вступі обґрунтовано актуальність теми дисертаційної роботи, сформульовано методи та задачі дослідження, наведено 4 пункти наукової новизни одержаних результатів та інші необхідні підрозділи щодо змісту роботи.

У першому розділі проводиться аналіз стану проблеми прийому радіосигналів в каналах із частотно-селективними завмираннями та комплексом адитивних завад. Систематизовані публікації за основними напрямками прийому радіосигналів в каналах із частотно-селективними завмираннями, сформульовані задачі досліджень і визначене місце щодо результатів вирішення задач прийому радіосигналів, одержаних у даній роботі.

Аналіз показує, що відома в літературі модель селективних завмирань і модель багато променевого розповсюдження радіохвиль досить повно і ефективно описують лінійний канал зв'язку. Вони є класичними. На основі цих моделей вченими розроблено доволі велику кількість алгоритмів оптимального і квазіоптимального прийому сигналів, які пройшли канал з параметрами, що залежать від частоти, і зі швидкими завмираннями. Для більшості випадків при неперервному каналі алгоритми виявляються досить складними в практичній реалізації. З другого боку, запропоновані алгоритми і системи прийому сигналів, які прості в технічній реалізації, основані на корекції каналу або сигналу. Такі системи передбачають використання на прийомній стороні в явній або неявній формі оцінювача поточного стану каналу (імпульсної характеристики або комплексного коефіцієнта передачі каналу) і пристрою, що відновлює втрачену форму системної характеристики (коректор каналу зв'язку) або інформаційний параметр сигналу (коректор сигналу). Критерієм точного настроювання коректора сигналу є величина похибки відновлення інформаційного параметра під час вибірки. Цьому напрямку присвячена досить велика кількість робіт (початок цьому напрямку, що називається нині адаптивною компенсацією, поклали роботи Л.М. Гольденберга й Д.Д. Кловського, 1959 р.). Достатньо актуальною є задача дослідження можливостей адаптивної компенсації при наявності в каналі (на вході приймального пристрою) адитивних завад, що зосереджені в спектрі або часі.

Крім аналізування моделей каналів здійснено аналізування моделей складних сигналів та розглянуті властивості складних сигналів; розглянуті особливості частотно-часової структури складних сигналів; систематизовано результати досліджень у галузі формування складних сигналів.

Другий розділ присвячений синтезу систем апаратурного перетворювання Фур'є та аналізу похибки перетворення.

Розглянуто можливість технічної реалізації інтегрального розкладання Фур'є функції S(t) за системою тригонометричних базисних функцій на основі лінійних пристроїв. При цьому розкладання функції коливання S(t) в інтеграл Фур'є зводиться до відображення спектру у часі в тригонометричний базис.

У дисертації вирішено задачу синтезу пристрою (Рис.1), що реалізує інтегральне перетворення Фур'є функцій класу $L_2\left(-\frac{\mathrm{T}}{2},\frac{\mathrm{T}}{2}\right)$. При цьому

$$\bar{S}_3(t)=\lambda\int_{\alpha_o-\alpha}^{\alpha_o+\alpha}\bar{S}(x)\bar{\mathrm{K}}(t',x)dx,\quad \bar{\mathrm{K}}(t',x)=\bar{\mathrm{K}}_c(t',x)e^{j\frac{\pi\mathrm{B}}{2}t'x}. \tag{1}$$

де $t'=2t/T; x=2\pi f/F; \lambda=F; B=FT; \alpha_0=2\pi f_0/F$ і α - середня частота та робоча смуга Фур'є перетворювача; $\bar{\mathrm{K}}_c(t',x)$– коефіцієнт передавання Фур'є перетворювача. По суті вираження (1) є інтегральним рівнянням Фредгольма першого роду з ядром $\bar{\mathrm{K}}(t',x)$. Єдине відтворююче ядро $\bar{\mathrm{K}}(t',x)$ на інтервалі $(-\infty,\infty)$ є перетворювання Фур'є індикаторної функції інтервалу $\left(-\frac{\mathrm{T}}{2},\frac{\mathrm{T}}{2}\right)$ тобто

$$\bar{\mathrm{K}}_1(t',x)=\frac{\sin\frac{\pi\mathrm{B}}{2}(t'-x)}{t'-x}=\mathrm{K}_1(t',x). \tag{2}$$

Із (1) та (2) слідує, що лінійна система з коефіцієнтом передавання $\bar{\mathrm{K}}_c(t',x)=\bar{\mathrm{K}}_1(t',x)\exp(-j\frac{\pi\mathrm{B}}{2}t',x)$, $t',x\in(-\infty,\infty)$ здійснює інтегральне розкладання Фур'є функцій класу L_2.

Рис. 1. Структурна схема перетворювача Фур'є

Слід відзначити, що практична реалізація перетворювача Фур'є згідно з структурною схемою, яку наведено на рис. 1, ускладнено. По-перше, реалізувати лінійну систему (блок 3 на рис. 1) з імпульсною характеристикою

$$\bar{g}_{зс}(t_1', \tau') = \lambda e^{j\frac{\pi B}{4}(t_1' - \tau')^2}, \quad t_1' \in (-\infty, \infty), \quad \tau' \in (-1,1), \tag{3}$$

де $t_1' = t' - t_0'; t_0' = 2t_0 / T; \tau' = 2\tau / T; t_0$ – затримка перетворювача Фур'є, є неможливим при $x_1, t_1' \in (-\infty, \infty)$. По-друге, ускладнено реалізацію оператора Φ_4 (Рис.1, блок 4),оскільки для цього необхідна лінія затримки на час $t_0 \to \infty$ в діапазоні частот $f \in (-\infty, \infty)$. По-третє, коливання $S_г(t)$, $t \in (-\infty, \infty)$, має нескінчену енергію, тобто, реалізація неможлива. У зв'язку з цим представляє академічний та практичний інтерес визначення умов фізичної реалізації перетворювача Фур'є функцій класу $L_2\left(-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}\right)$ та аналіз похибки перетворення.

Показано, що визначені вище три умови, що ускладнюють реалізацію перетворювача Фур'є, породжено одним – нескінченою смугою пропускання лінійної системи, що реалізує це перетворення. При припущенні, що смуга пропускання F кінцева, згідно вираження

$$\bar{S}_3(t') = \lambda \int_{\alpha_o - \alpha}^{\alpha_o + \alpha} \bar{S}(x) \bar{K}(t', x)\, dx,$$

де

$$\bar{K}(t', x) = \bar{K}_c(t', x) e^{j\frac{\pi B}{2} t' x}, \tag{4}$$

аналітичне коливання на виході лінійної системи з коефіцієнтом передавання

$$\bar{K}_c(t', x) = \bar{K}_1(t', x) e^{-j\frac{\pi B}{2} t' x}, t', x \in (-\infty, \infty) \tag{5}$$

за умови кінцевого значення смуги пропускання та впливу S(t) на її вході має вид

$$S_3^{\alpha}(t_1') = \lambda \int_{\alpha_o - \alpha}^{\alpha_o + \alpha} \bar{S}(x) \frac{\sin \frac{\pi B}{2}(t' - x)}{t' - x} dx, t', x \in (\alpha_o - \alpha, \alpha_o + \alpha). \tag{6}$$

Ядро $\bar{\mathrm{K}}_1(t',x)=\dfrac{\sin\dfrac{\pi\mathrm{B}}{2}(t'-x)}{t'-x}=\mathrm{K}_1(t',x)$ інтегрального рівняння (5) є відтворюючим тільки на нескінченому інтервалі, тобто, якщо α→∞. При кінцевому α ядро не є відтворюючим, тобто, лінійна система з коефіцієнтом передавання $\bar{\mathrm{K}}_c(t',x)=\bar{\mathrm{K}}(t',x)e^{-j\frac{\pi\mathrm{B}}{2}t'x}$ при $x_1\in(-\alpha,\alpha)$, $\alpha<\infty$ буде реалізовувати перетворення Фур'є з деякою похибкою. Похибку визначено наступним чином.

Враховуючи, що

$$\bar{S}(x)=\int_{-\mathrm{T}/2}^{\mathrm{T}/2}S(y)e^{-j\frac{\pi\mathrm{B}}{2}x\frac{2y}{\mathrm{T}}}dy,\quad y\in\left(-\frac{\mathrm{T}}{2},\frac{\mathrm{T}}{2}\right),\quad x\in(-\infty,\infty),$$

вираження (6) можна представити у вигляді $\left(y'=2y/\mathrm{T}\right)$

$$\bar{S}_3^{\alpha}(t')=\frac{\lambda\mathrm{T}}{2}\int_{-1}^{1}S(y')e^{-j\frac{\pi\mathrm{B}}{2}t'y'}\int_{\alpha_0-\alpha}^{\alpha_0+\alpha}\frac{\sin\dfrac{\pi\mathrm{B}}{2}(t'-x)}{t'-x}e^{j\frac{\pi\mathrm{B}}{2}(t'-x)y'}dxdy'.$$

Позначаючи

$$\bar{\mathrm{M}}^{\alpha}(t',y')=\int_{\alpha_0-\alpha}^{\alpha_0+\alpha}\frac{\sin\dfrac{\pi\mathrm{B}}{2}(t'-x)}{t'-x}e^{j\frac{\pi\mathrm{B}}{2}(t'-x)y'}dx,$$

отримаємо

$$\bar{S}_3^{\alpha}(t')=\frac{\lambda\mathrm{T}}{2}\int_{-1}^{1}S(y')e^{-j\frac{\pi\mathrm{B}}{2}t'y'}\bar{\mathrm{M}}^{\alpha}(t',y')dy'.$$

Очевидно, що функція $\bar{\mathrm{M}}^{\alpha}(t',y')$ повністю характеризує похибку перетворення Фур'є.

Із (6) випливає, що функція похибки є перетворення Фур'є функції $\mathrm{sing}\dfrac{\pi\mathrm{B}}{2}\xi$, при цьому межи в інтегралі Фур'є кінцеві (тривалість інтервалу дорівнює 2α) та не симетричні відносно головного максимуму функції $\mathrm{sing}\dfrac{\pi\mathrm{B}}{2}\xi$ (інтервал інтегрування зміщається відносно головного максимуму на величину t_1').

На рис. 2 (криві 1) наведено графік залежності верхньої межі оцінки похибки перетворення Фур'є лінійною системою з коефіцієнтом передавання

$$\overline{\mathrm{K}}_c(t',x)=\overline{\mathrm{K}}_1(t',x)e^{-j\frac{\pi B}{2}t'x},\quad t',x\in(-\infty,\infty)$$

та смугою пропускання α_c=1 для двох значень бази сигналу, що отримано шляхом розрахунків згідно формули $\sigma^2(t_1')\le\sigma_1^2(t_1')+\sigma_2^2(t_1')$. Із графіка випливає, що похибка перетворення, що дорівнює нулю при $t_1'=0$, зростає з ростом $|t_1'|$ сигналу достатньо повільно, потім (особливо при $t_1'\approx\alpha_c$=1) зростає різко. Крім того, із зростанням бази В похибка зменшується та при значеннях В≥80-100 у робочій смузі частот $t_1'<\alpha_c$=1 можна вважати, що вона практично дорівнює нулю, а на краях смуги похибка має вигляд голчастих функцій, тобто

$$\sigma^2(t_1')=1[t_1'-\alpha]+1[t_1'+\alpha],$$

де

$$1[t]\begin{cases}1\ при\ t=0,\\0\ при\ t\neq 0.\end{cases}$$

Рис. 2. Залежність верхньої межі похибки перетворення:

1 – перетворювач Фур'є;

2 – дисперсійний аналізатор спектру.

На рис. 2 (криві 2) наведено графік залежностей верхньої межі оцінки похибки перетворення Фур'є стаціонарною лінійною системою, який отримано в результаті розрахунків за формулою

$$\sigma_d^2(\beta t) \le \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2}\left|\frac{\overline{M}_d(y,t)}{\overline{M}_d^{\infty}(y,t)}-1\right|^2 dy',$$

при α=1 и B=10 и 100.

Із порівняння кривих 1 та 2, очевидно, що похибка перетворювача Фур'є суттєво менше, ніж у дисперсійного аналізатора спектру за умови однакових вимог до смуги пропускання.

У третьому розділі розглянуто вирішення задачі оптимального та квазіоптимального прийому сигналів в каналі з частотно-селективними завмираннями (багатопроменевому каналі) та адитивними завадами (флуктуаційними, зосередженими у спектрі та імпульсними).

При цьому:

1. Розроблено модель каналу зв'язку з частотно-селективними завмираннями, яка наведена на рис. 3. По суті, на вході та виході класичної «моделі багатопроменевого каналу» включено прямий та зворотній перетворювачі Фур'є, що розглянуті у другому розділі. Під час впливу на вході схеми (рис. 3) сигналу

$$S(t) = U(t,\lambda)\cos\left[\omega_0 t + \varphi(t,\lambda)\right]$$

на її виході отримаємо коливання

$$\overline{y}_1(t) = U(t,\lambda)\sum_{i=1}^{M_t}\sum_{n=0}^{K} rect(t-(i-1)T_\Gamma)\left\{\mu_c^{(n)}\cos\left[\omega_0 t + \varphi(t,\lambda) + \varphi_i^{(n)}(t)\right] + \right.$$
$$\left. + \mu_s^{(n)}\sin\left[\omega_0 t + \varphi(t,\lambda) + \varphi_i^{(n)}(t)\right] + n_1(t),\right.$$

де $\varphi_i^{(n)}(t) = \Omega_n\left[t-(i-1)T_\Gamma\right] - n\omega_0 T_0; \Omega_n = n\beta_\Gamma T_0; \beta_\Gamma = 2\pi F / T_\Gamma; T_\Gamma -$ тривалість інтервалу часу перетворення Фур'є, що дорівнює тривалості гетеродинного імпульсу перетворювача Фур'є; $M_t = \left]t / T_\Gamma\right[$.

Таким чином, модель, яка наведена на рис.3, відповідає каналу з загальними завмираннями, тобто, використання перетворювача Фур'є надає можливість «керування» моделлю канала зв'язку. При частотно-селективних завмираннях у фізичному каналі отримуємо загальні завмирання при використанні марківської моделі каналу Рис. 3.

Рис. 3. Керована модель каналу

Показано, що збільшення T_Γ за умови незмінного періоду складної несучої, що дорівнює Т призводить до зменшення швидкості загальних завмирань. Тут параметр T_Γ, по суті, означає величину перетворюваного відрізку сигналу.

Для більшості реальних радіоканалів справедлива модель рис.3, коли $\mu^{(n)}(t)$ є випадковим процесом.

При цьому:

$$\overline{y}_1(t) \approx U(t,\lambda)\sum_{i=1}^{M_t} A_i(t) rect(t-(i-1)T_\Gamma) \times \cos\left[\omega_0 t + \varphi(t,\lambda) + \varphi_i(t)\right] + n_1(t),$$

де

$$A_i^2(t) = \left\{\sum_{n=0}^{\kappa}\left[\mu_c^{(n)}(t)\cos\varphi_i^n(t) + \mu_s^{(n)}(t)\sin\varphi_i^n(t)\right]\right\}^2 +$$

$$\left\{\sum_{n=0}^{\kappa}\left[\mu_s^{(n)}(t)\cos\varphi_i^n(t) + \mu_c^{(n)}(t)\sin\varphi_i^n(t)\right]\right\}^2,$$

$$\varphi_i^n(t) = -arctg\frac{\sum_{n=0}^{\kappa}\left[\mu_c^{(n)}(t)\cos\varphi_i^n(t) + \mu_s^{(n)}(t)\sin\varphi_i^n(t)\right]}{\sum_{n=0}^{\kappa}\left[\mu_s^{(n)}(t)\cos\varphi_i^n(t) + \mu_c^{(n)}(t)\sin\varphi_i^n(t)\right]}.$$

Статистичні характеристики процесів $A_i(t)$ та $\varphi_i(t)$ визначені за умови, що функції $\mu_n(t)$ для різних променів статистично незалежні, а фази $\varphi_{in}(t)$ розподілені рівномірно на інтервалі $(0,2\pi)$. Така умова виправдовується для більшості багатопроменевих радіоканалів. При цьому відповідно до центральної граничної теореми теорії імовірності $A_{ic}(t)$ та $A_{is}(t)$ розподілені по

гаусовському закону та мають нульові середні значення та однакові дисперсії (кількість променів l припускається достатньо великим). З врахуванням цього $A_i(t)$ розподілені по закону Релея з одномірною щільністю розподілення ймовірностей

$$\omega(A_i) = \frac{A_i}{\sigma_A^2} \exp\left(-\frac{A_i^2}{2\sigma_A^2} \right),$$

де

$$2\sigma_A^2 = \left\langle A_i^2 \right\rangle = \sum_{n=1}^{l} \mu_n^2,$$

а фаза $\varphi_i(t)$ розподілена рівномірно на відрізку $(0,2\pi)$.

Досить важливою є отримана можливість опису багатопроменевого каналу зв'язку марківською моделлю, тобто,

$$\left.\begin{aligned} &\dot{A}(t) = -\alpha_A A(t) + \frac{1}{4A(t)} N_A + n_A(t); \\ &\dot{\lambda}(t) = -\alpha\lambda(t) + \alpha n_\lambda(t); \\ &\dot{\tau}_k(t) = \Omega_K(t); \dot{\Omega}_K(t) = -\alpha_{\Omega_K}\Omega_K(t) + n_{\Omega_K}(t); \\ &\Theta_K(t) = n_{\Theta_K}(t); \end{aligned}\right\},$$

де $\alpha_A, \alpha_{\Omega_K}, \alpha -$ коефіцієнти зносу процесів відповідно $A(t), \Omega_K(t)$ та $\lambda(t)$; $n_A(t), n_{\Omega_K}(t), n_\lambda(t)$ та $n_{\Theta_K}(t)$ - формуючі білі гаусовські шуми зі спектральними щільностями відповідно $N_A(t), N_{\Omega_K}(t)$, $N_\lambda(t)$ та $N_{\Theta_K}(t)$.

В дисертаційній роботі модель (рис.3) використана під час вирішення задач синтезу оптимальних і квазіоптимальних методів та систем прийому сигналів в багатопроменевих каналах зв'язку з адитивними завадами.

Таким чином, модель багатопроменевого каналу зв'язку, що розроблено в дисертації, дозволяє використовувати марківський підхід для вирішення задачі оптимального прийому сигналів при наявності адитивних завад та частотно-селективних завмирань у каналі зв'язку. Цей підхід при створенні моделі є новим та, враховуючи останнє, достатньо конструктивним.

2. З використанням отриманої моделі канала зв'язку вирішена задача прийому сигналів при наявності зосереджених у спектрі та імпульсних завад. Під час впливу на вході приймальної системи коливання

$$y(t) = S_0(t) + S_{П}(t) + S_{И}(t) + n(t), t > 0$$

на її виході

$$y_1(t) = S_{0Ф}(t) + S_{ПФ}(t) + S_{ИФ}(t) + n_{Ф}(t),$$

де

$$\left.\begin{aligned}
&S_{0Ф}(t) = S_0(t') - \frac{U_0}{\sqrt{2}}\,\mathrm{Re}\sum_{k=-n}^{n} П_k(t') e^{i\left[\omega_0(t'-kT)+\gamma\frac{(t'-kT)^2}{2}+\frac{\pi}{4}\right]};\\
&S_{ПФ}(t) = \frac{U_0}{2\pi}\left[Si\frac{\Delta\omega_{ДВ}T_Г}{2}\left(1+\frac{2t'}{T_Г}\right) - Si\frac{\Delta\omega_{ДВ}\Delta t_1}{2}\left(1+\frac{2t'}{T_Г}\right) + \right.\\
&\left. +Si\frac{\Delta\omega_{ДВ}T_Г}{2}\left(1-\frac{2t'}{T_Г}\right) - Si\frac{\Delta\omega_{ДВ}\Delta t_1}{2}\left(1-\frac{2t'}{T_Г}\right)\left[\cos\left(\omega_П t' + \psi_П\right)\right]\right];\\
&S_{ИФ}(t) = \frac{U_0\tau_{0И}\Delta\omega}{\pi}\left[\frac{\sin\frac{\Delta\omega}{2}(t'-t_И)}{\frac{\Delta\omega}{2}(t'-t_И)} - \frac{\Delta t_1}{T_Г}\frac{\sin\frac{\Delta\omega_{ДВ}\Delta t_1}{2T_Г}(t'-t_И)}{\frac{\Delta\omega_{ДВ}\Delta t_1}{2T_Г}(t'-t_И)}\right]\cos\left(\omega_0 t' + \psi_И\right);
\end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

$$t' = t - t_Т - T_Г; t \in \left(t_Т, t_Т + 2T_Г\right); t_И = t_Т + \frac{T_Г}{2} - t_{0И};$$

$$П_k(t) = C\left(y_В\right) - C\left(y_Н\right) - i\left[S\left(y_В\right) - S\left(y_Н\right)\right]; y_{В,Н} = \pm\sqrt{2B}\,\frac{\Delta t_1}{T}\left[1 \pm \frac{T_Г}{\Delta t_1}\left(\frac{t'}{T} - k\right)\right];$$

$Si(\square)$ - інтегральний синус, $C(\square)$ и $S(\square)$ інтеграли Френеля; $t_Т$ — час затримки тракта приймача на частоті ω_0; $n_{Ф}(t)$ - флуктуаційний шум з рівномірною спектральною щільністю у смузі частот $\Delta\omega$, що дорівнює $N_0\left(1-\Delta t_1 / T_Г\right)$; Δt_1 - часовий проміжок режекції зосередженої завади на виході прямого перетворювача Фур'є; 2n+1 - число періодів складної несучої, що вміщуються на відрізку часу $T_Г$, що дорівнює тривалості гетеродинного імпульсу перетворювача Фур'є (тут це число є цілим). Під час запису (7) було прийнято $\omega_П = \omega_0$, тобто частоти зосередженої завади та складної несучої співпадають, а також $\tau_{0П} > T_Г$, тобто завада діє на протязі всього часу перетворення Фур'є.

Із (7) випливає, що за умови великої бази складної несучої сигнальну складову на виході можливо з достатнім наближенням представити у вигляді

$$S_{0\Phi}(t)=U_0\sum_{k=-n}^{n}\left[1-\Pi_k(t')\right]\cos\left[\omega_0\left(t'-kT\right)+\gamma\frac{\left(s'-kT\right)^2}{2}\right],t'\in\left(-\frac{T_\Gamma}{2},\frac{T_\Gamma}{2}\right), \quad (8)$$

де

$$\Pi_k(t')=\begin{cases}1,t'\in\left(kT-\dfrac{\Delta t_1}{2}\dfrac{T}{T_\Gamma},kT+\dfrac{\Delta t_1}{2}\dfrac{T}{T_\Gamma}\right);\\ 0,t'\notin\left(kT-\dfrac{\Delta t_1}{2}\dfrac{T}{T_\Gamma},kT+\dfrac{\Delta t_1}{2}\dfrac{T}{T_\Gamma}\right),\end{cases}$$

тобто огинаюча складної несучої вже не є постійною і в інтервалах часу $\left(kT-\frac{\Delta t_1}{2}\frac{T}{T_\Gamma},kT+\frac{\Delta t_1}{2}\frac{T}{T_\Gamma}\right),k=\overline{-n,n}$ приймає нульові значення за умови зроблених припущень. Складова зосередженої завади (7) незначно осцилує відносно нуля в інтервалі часу $t_1\in\left(-0,5T_\Gamma,0,5T_\Gamma\right)$ та має «сплески» у моменти часу $t'_1\in-0,5T_\Gamma$ и $t'_2\in 0,5T_\Gamma$ тривалістю $\Delta t_\Pi\approx\frac{\left(2\div3\right)T_\Gamma}{\Delta\omega_{ДВ}\Delta t_1}$ і амплітудою $U_{1\Pi}=U_{2\Pi}\approx U_{0\Pi}/2$. У складової імпульсної завади незначно збільшується відносний рівень бокових пелюстків та зменшується значення головного пелюстка, тобто енергія дещо розосереджується у часі. Таке розосередження еквівалентно збільшенню тривалості імпульсної завади $в\approx\left(1+2\Delta t_1/T_\Gamma\right)$ разів по відношенню до її тривалості на вході прямого перетворювача Фур'є, що $\approx\pi/\Delta\omega$. При $\Delta t_1/T_\Gamma$ □ 1 це збільшення несуттєво.

Відношення потужності сигнальної (8) та завадової складових на виході приймача:

$$q_\Phi=\frac{h_C}{1-\Delta t_1/T_\Gamma+\dfrac{h_\Pi}{\left(1-\Delta t_1/T_\Gamma\right)^2}\left\{\dfrac{2}{\pi}\left[Si\Delta\omega_{ДВ}\Delta t_1-\dfrac{\sin^2\Delta\omega_{ДВ}T_\Gamma/2}{\Delta\omega_{ДВ}T_\Gamma/2}-\right.\right.}\rightarrow$$

$$\rightarrow\frac{}{Si\Delta\omega_{ДВ}\Delta t_1+\dfrac{\sin^2\Delta\omega_{ДВ}t_1/2}{\Delta\omega_{ДВ}t_1/2}}, \quad (9)$$

де $h_c=P_c/(P_ш+P_и)$ - відношення потужності складної несучої до суми потужностей флуктуаційного шуму $P_ш$ та імпульсної завади $P_и$ на вході; $h_п=P_п/(P_ш+P_и)$ - відношення потужності зосередженої завади до суми потужностей флуктуаційного шуму та імпульсної завади. Із (9) випливає, що відношення $q_Ф$ суттєво залежить від інтервалу часу режекції Δt_1. Легко показати, що екстремуми

функції $q_{\Phi}(\Delta t_1)$ відповідають значенням $\Delta t_{1Э}$, що задовольняють рівнянню

$$\frac{\sin \Delta\omega_{ДВ}\Delta t_{1э}/2}{\Delta\omega_{ДВ}\Delta t_{1э}/2} = \pm\frac{1}{\sqrt{2Bh_{П}T_{Г}/T}}, \tag{10}$$

якому при достатньо великих значеннях 2B $h_п$ $T_Г$ /T відповідають рішення

$$\Delta t_{1Э} = 2k\pi / \Delta\omega_{ДВ}, k = 1,2,3,... \tag{11}$$

На рис. 4 наведено графік залежності виграшу у відношенні сигнал/завада від інтервалу часу $\Delta t_{1Э}$ або його еквіваленту k по (11), який забезпечує приймач на базі Фур'є перетворювача. Розрахунок виграшу проводився за формулою $B_{ФФВ}=q_ф/q$, де q – відношення потужності сигнальної складової до потужності завадових складових коливання на вході приймача для різних значень параметрів $h_п$ и $B_Г=BT_Г/T$. Із графіків випливає, що із збільшенням потужності зосередженої завади виграш суттєво збільшується. Із збільшенням параметра $B_Г$, що еквівалентно збільшенню часу аналізування завади $T_Г$ або (та) збільшенню бази складної несучої, виграш також зростає, при цьому збільшення часу аналізування завади у більшому ступені позначається на збільшенні виграшу під час потужних зосереджених завад.

Рис. 4. Залежність виграшу у відношенні сигнал/завада

Імпульсні завади практично не змінили своєї структури при проходженні через приймальну систему, і для їхнього придушення можна використовувати будь-яку відому міру

захисту (обмеження, компенсації та ін.). Відзначимо тут дві причини, які в принципі призводять до погіршення умов ефективного придушення імпульсних завад при відносно великих інтервалах часу $\Delta t_{ИП}$. Перша з них пов'язана зі збільшенням тривалості імпульсної завади на виході приймача і розосередженням її енергії на більшому інтервалі часу дії. Друга полягає в тім, що збільшення $\Delta t_{ИП}$ приводить до збільшення тривалості функції $П_k(t)$, тобто пік-фактора сигналу. Відомо, що забезпечення рівномірно мінімального пік-фактора широкосмугових сигналів є необхідною умовою «незбільшення» впливу імпульсних завад. Таким чином, ефективність придушення зосереджених та імпульсних завад буде тим вище, чим зосередженіше ці завади відповідно на частотній і часовій осях.

Таким чином, використовуючи багаторазове перетворення Фур'є по різних базисах (у які можуть бути зосереджені спектри завад), можливо здійснювати завадостійкий прийом сигналів в умовах впливу сукупності завад. При використанні запропонованого підходу завадостійкість тим вище, чим зосередженіше спектри завад у відповідних базисах.

Для релеєвського характеру завмирань зосередженої завади

$$W_1(U_n) = \frac{U_П}{\sigma_П^2} \exp\left(-\frac{U_П^2}{2\sigma_П^2}\right), \tag{12}$$

де $2\sigma_П^2 = \langle U_П^2 \rangle$ отримано наступне вираження для середньо-статистичного відношення

$$\langle q_n \rangle = \frac{f_1(\Delta t_1)}{f_2(\Delta t_1)\langle h_n \rangle}\left[-E_i\left(-\frac{1}{f_2(\Delta t_1)\langle h_n \rangle}\right)\right]\exp\frac{1}{f_2(\Delta t_1)\langle h_n \rangle}, \tag{13}$$

де $E_i(\square)$ - інтегральна показова функція;

$$f_1(\Delta t_1) = h_{сП}\left(1-\frac{\Delta t_1}{T_Г}\right); \langle h_П \rangle = \frac{2\sigma_П^2}{P_Ш};$$

$$f_2(\Delta t_1) = \left(1-\frac{\Delta t_1}{T_Г}\right)^{-1}\frac{2}{\pi}\left[Si\Delta\omega_{ДВ}T_Г - Si\Delta\omega_{ДВ}\Delta t_1 - \frac{\sin^2 0{,}5\Delta\omega_{ДВ}T}{0{,}5\Delta\omega_{ДВ}T} + \right.$$

$$\left. + \frac{\sin^2 0{,}5\Delta\omega_{ДВ}\Delta t_1}{0{,}5\Delta\omega_{ДВ}\Delta t_1}\right].$$

З огляду на (13) неважко одержати наступне вираження для визначення середньостатистичного значення виграшу у відношенні сигнал/завада, одержуваного при використанні перетворювачів Фур'є

$$\langle B_{ФФВ} \rangle = \frac{f_1^{'}(\Delta t_1)}{f_2^{'}(\Delta t_1)} + \langle q_n \rangle \left(1 - \frac{1}{f_2(\Delta t_1)} \right), \tag{14}$$

де $f_1^{'}(\Delta t_1) = \dfrac{f_1(\Delta t_1)}{h_{сп}}$.

На рис. 5 наведені графіки залежності виграшу (14) від інтервалу часу Δt_1 при різних значеннях $B_Г$ и $\langle h_n \rangle$.

Рис. 5. Залежність виграшу у відношенні сигнал/завада

Якщо співставити рис.4 і рис.5, то можна бачити, що у випадку завмираючих зосереджених завад виграш забезпечується трохи менший, а максимальне значення виграшу забезпечується в першому наближенні при тих же значеннях Δt_1. Відмітимо, що враховуючи оптимальне співвідношення між Δt_1 і h_n виграш можна одержати більший. При цьому необхідно здійснювати вимірювання оптимального значення інтервалу режекції за час $T_Г$, тобто здійснювати адаптацію щодо інтенсивності зосередженої завади на кожному з інтервалів перетворення Фур'є тривалістю $T_Г$.

3. Використовуючи отриману модель каналу зв’язку вирішено задачу синтезу оптимальних систем прийому частотно-модульованих сигналів.

$$y(t, \lambda(t)) = A(t)\left[\cos \omega_0 t + \psi(t)\right] + n(t), \tag{15}$$

де

$$\psi(t) = \varphi(t) + M_{ч}\int_0^t \lambda(\tau)d\tau,\ A(t) \geq 0.$$

На підставі марківської теорії нелінійної фільтрації та з врахуванням моделей випадкових параметрів в (15) отримано алгоритм оптимального прийому сигналів; у стаціонарному варіанті він має вигляд:

для апостеріорних оцінок параметрів, що фільтруються

$$\left.\begin{aligned}
\lambda^*(t) &= \frac{1}{T_\alpha D+1}\left\{\frac{2K_{\lambda\psi}}{\alpha N_0}A^*(t)y(t)\sin\left[\omega_0 t+\Psi^*(t)\right]\right\};\\
\Psi^*(t) &= \frac{1}{T_\alpha D}\left\{M_{ч}\lambda^*(t)+\frac{2K_{\psi\psi}}{\alpha N_0}A^*(t)y(t)\sin\left[\omega_0 t+\Psi^*(t)\right]\right\};\\
A^*(t) &= \frac{1}{T_\alpha D+1}\left\{\frac{N_A}{4\alpha_A A^*(t)}+\frac{2K_{AA}}{\alpha_A N_0}y(t)\cos\left[\omega_0 t+\Psi^*(t)\right]\right\};
\end{aligned}\right\} \qquad (16)$$

для апостеріорних дисперсій оцінок параметрів:

$$\left.\begin{aligned}
&2M_{ч}K_{\lambda\psi}+\frac{N_0}{2}-\frac{N_A}{2\alpha N_0}K_{\Psi\Psi}^2=0;\\
&-2\alpha K_{\lambda\lambda}+\frac{N_\lambda}{2}-\frac{N_A}{2\alpha N_0}K_{\lambda\Psi}^2=0;\\
&-\alpha K_{\lambda\psi}+M_{ч}K_{\lambda\lambda}-\frac{N_A}{2\alpha N_0}K_{\lambda\psi}2K_{\psi\psi}=0;\\
&-2\alpha_A^{'}K_{AA}+\frac{N_A}{2}-\frac{1}{N_0}K_{AA}^2=0.
\end{aligned}\right\}, \qquad (17)$$

де $n(t)$ – флуктуаційний білий гаусовський шум зі спектральною щільністю N_0 та δ - функцією кореляції; $M_{ч}$ - постійний коефіцієнт, що характеризує глибину частотної модуляції; $T_\alpha = 1/\alpha$; D– оператор диференціювання; $\varphi(t)$– випадкова начальна фаза, що апроксимована вінеровським процесом, з щільністю N_φ, K_{ij} – кумулянти, що характеризують апостеріорні дисперсії фільтрації процесів $\lambda^*(t), \Psi^*(t), A^*(t)$;

$$\alpha_A^{'} = \frac{\alpha_A}{2}\left\{3\left(1+\frac{2N_A}{9\alpha_A^2 N_0}\right)^{\frac{1}{2}}-1\right\}.$$

У результаті рішення системи рівнянь (17) одержано наступні розрахункові формули для визначення кумулянтів:

$$\left.\begin{aligned}
K_{\lambda\lambda} &= \frac{\sigma_\lambda^2 B}{2q\beta_{чМ}^2}\{1+2C-B\};\\
K_{\psi\psi} &= \frac{1}{2q}(B-1);\\
K_{\lambda\psi} &= \frac{\sigma_\lambda}{2q\beta_{чМ}}(1+2C-B);\\
C &= \left[q\left(\beta_{чМ}^2+0{,}5D_ч\right)\right]^{1/2};\\
B &= \left[1+2D_ч=4C\right]^{1/2};\\
K_{AA} &= \frac{3}{2}\alpha_A N_0\left\{\left(1+\frac{2N_A}{9\alpha_A^2 N_0}\right)^{1/2}-1\right\};\\
\alpha'_A &= \frac{\alpha_A}{2}\left\{3\left(1+\frac{2N_A}{9\alpha_A^2 N_0}\right)^{1/2}-1\right\};\\
q &= \frac{M\{A^2\}}{\alpha_A N_0}=\frac{N_A}{4\alpha\alpha_A N_0}.
\end{aligned}\right\}$$

Тут $\beta_{чМ}=\frac{M_ч\sigma_\lambda}{\alpha}$ - індекс частотної модуляції; $\sigma_\lambda^2=\frac{N_\lambda}{4\alpha}$ - дисперсія переданого повідомлення.

На рис. 6 наведені графіки залежностей відносної погрішності фільтрації нелінійним оптимальним приймачем, що працює відповідно до алгоритму (16). З розгляду рис.6 можна відзначити, що зі збільшенням індексу частотної модуляції й відношення сигнал/шум погрішність фільтрації зменшується.

Рис. 6. Залежність відносної погрішності фільтрації нелінійним оптимальним приймачем

Схема оптимального нелінійного приймача, що працює відповідно до алгоритму (16) наведена на рис. 7. На ній позначене: $K_1 = \frac{2K_{\psi\psi}}{\alpha N_0}; K_2 = \frac{2K_{\lambda\psi}}{\alpha N_0}; K_3 = \frac{2K_{AA}}{\alpha_A N_0}$. Крім того, блок з позначенням «Обр.» формує величину зворотну $A^*(t)$, тобто вихідна напруга блоку з позначенням «Обр.» зворотньо пропорційна інтенсивності завмирань. Таким чином, зворотнювач з відповідним суматором, інтегратором і підсилювачем утворюють систему автоматичного регулювання посилення. Останні блоки, що наведені на рис. 7, утворюють систему фазового автопідстроювання частоти.

Рис. 7. Оптимальний нелінійний приймач системи прийому сигналів в каналах з селективними завмираннями.

Четвертий розділ містить виведення точної формули відгуку дисперсійного фільтра на лінійно частотно-модульований радіоімпульс прямокутної форми. Результати аналізу структури відгуку дозволяють оптимізувати вторинну обробку сигналів з врахуванням того, що під час реалізації перетворювача Фур'є слід мати на увазі, що структура відгуку дисперсійного фільтру за умови гармонійного вхідного впливу суттєво залежить від співвідношення параметрів дисперсійного фільтру та сигналу, оскільки при $\Delta\omega_\Phi < \Delta\omega$ частотна модуляція у відгуку дисперсійного фільтру відсутня, проте при $\Delta\omega_\Phi > \Delta\omega$ відгук має лінійну частотну модуляцію, а саме:

а) при $\Delta\omega_\Phi >> \Delta\omega (\Delta T >> T)$ можна вважати, що відгук має лінійну частотну модуляцію та огинаюча відгуку описується функцією виду $\sin C\frac{\Delta\omega}{2}(t - t_0)$;

б) при $\Delta\omega_{\Phi} << \Delta\omega(\Delta T << T)$можна вважати, що відгук не має частотної модуляції та його огинаюча описується функцією виду $\sin C\frac{\Delta\omega}{2}(t-t_0)$.

Використовуючи отриману точну формулу відгуку дисперсійного фільтра на лінійно частотно-модульований радіоімпульс

$$\overline{S}_1(t)=\frac{U_0}{2\pi}\sqrt{\frac{\pi}{\beta}}\left[\Delta\omega_\phi A\left(\frac{\Delta\omega_\phi}{\Delta\omega}\right)\frac{\sin\frac{\Delta\omega_\phi(t-t_0)}{2}}{\frac{\Delta\omega_\phi(t-t_0)}{2}}e^{j\psi_A\left(\frac{\Delta\omega_\phi}{\Delta\omega}\right)}+\Delta\omega e^{j\frac{\beta}{2}(t-t_0)^2}\times\right.$$

$$\left.\times\left\langle\overline{B}_1\left(t,\frac{\Delta\omega_\phi}{\Delta\omega}\right)\frac{e^{j\frac{\Delta\omega(t-t_0)}{2}}}{j\Delta\omega(t-t_0)}-\overline{B}_2\left(t,\frac{\Delta\omega_\phi}{\Delta\omega}\right)\frac{e^{-j\frac{\Delta\omega(t-t_0)}{2}}}{j\Delta\omega(t-t_0)}\right\rangle\right]$$

виконано аналіз тонкої структури відгуку, проведено узагальнення отриманих результатів та вирішено завдання вибору коефіцієнту передавання $\overline{G}(\Omega)$лінійного чотириполюсника таким чином, що його відгук на радіоімпульсний сигнал (у тому числі и частотно-модульований радіоімпульс) не буде містити частотної модуляції:

$$-\frac{S_н(\Omega)}{S_ч(\Omega)}=+\frac{G_н(\Omega)}{G_ч(\Omega)},$$

$$\varphi_{чG}(\Omega)=-\varphi_{чS}(\Omega)$$

де $\varphi_S(\Omega)$и $\varphi_G(\Omega)$– відповідно фазовий спектр сигналу $S(t)$та фазочастотна характеристика чотириполюсника; $S_ч(\Omega), G_ч(\Omega), S_н(\Omega)$ та $G_н(\Omega)$- відповідно парні та непарні складові спектру сигнала та лінійного чотириполюсника.

ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ РОБОТИ ТА ВИСНОВКИ

1. Вирішено задачу синтезу системи, що реалізує інтегральне розкладання Фур'є функцій класу $L_2\left(-\frac{T}{2},\frac{T}{2}\right)$. При цьому, доказано існування єдиної лінійної системи з перемінними параметрами, що реалізує оператор Фур'є, та визначено гіпотетичну структурну схему цієї системи; визначені умови фізичної реалізації перетворювача Фур'є функцій класу $L_2\left(-\frac{T}{2},\frac{T}{2}\right)$та проаналізовано похибку перетворення.
2. Розроблено нові принципи побудови систем передачі інформації на основі інтегральних перетворень.
3. Запропонована марківська модель лінійного каналу зв'язку, яку використано під час

створення оптимальних методів прийому сигналів.

4. Розроблено методи й системи прийому сигналів при впливі адитивних флуктуаційних, зосереджених у спектрі та імпульсних завад на основі інтегральних перетворень.
5. Синтезовано системи прийому сигналів у каналах із частотно-селективними завмираннями та адитивними завадами на основі марківського підходу.
6. Синтезовано системи апаратурного перетворення Фур'є, проведений аналіз похибки перетворення та її вплив на завадостійкість прийому.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Мартиненко М.В. Статистическое моделирование алгоритмов приема сигналов в многолучевых каналах//Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – Харків. 2003. №5. –С. 51.
2. Мартиненко М.В. Перетворення Фур'є й обробка сигналів. Аналогові методи. Частина 1. Синтез перетворювача Фур'є//Телекомунікаційні системи та мережі на залізничному транспорті: Міжвуз. зб. наук. праць –Харків: - УкрДАЗТ, 2005. – Вип.71. –С.158-166.
3. Мартиненко М.В. Перетворення Фур'є й обробка сигналів. Аналогові методи. Частина 2. Аналіз похибки перетворення//Телекомунікаційні системи та мережі на залізничному транспорті: Міжвуз. зб. наук. праць –Харків: - УкрДАЗТ, 2005. – Вип.71. –С.167-176.
4. Поляков В.П., Мартиненко М.В. Преобразование Фурье и обработка сигналов. Аналоговые методы. Реализация преобразователей Фурье класса (-T/2, T/2)//Телекомунікаційні системи та мережі на залізничному транспорті: Міжвуз. зб. наук. праць –Харків: - УкрДАЗТ, 2006. – Вип.78. –С.66-76.
5. Мартиненко М.В. Особливості синтезу систем при негаусівських моделях. Тези докладів 66 міжнародної науково-технічної конференції кафедр Академії та спеціалістів залізничного транспорту і підприємств, Харків, 23-25 листопада 2004р., с.42.
6. Мартиненко М.В. Системи акустоелектронної обробки сигналів у системах зв'язку. Тези докладів 67 міжнародної науково-технічної конференції кафедр Академії та спеціалістів залізничного транспорту і підприємств, Харків, 13-14 жовтня 2005р., с.9.
7. Поляков В.П., Мартиненко М.В. Преобразование Фурье и обработка сигналов. Аналоговые методы. Частотно-временная фильтрация//Телекомунікаційні системи та мережі на залізничному транспорті: Міжвуз. зб. наук. праць –Харків: - УкрДАЗТ, 2006. – Вип.78. – С.90-102.
8. Поляков П.Ф., Мартиненко М.В. Аналіз структури відгуку фільтра на радіоімпульс. Частина.1 Виведення точного вираження, що описує відгук фільтра//Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007.- Вип. 148. С. 217-223.

АНОТАЦІЯ

Мартиненко М.В. Системи прийому сигналів на основі інтегральних перетворень. - Рукопис.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук із спеціальності 05.12.02 – телекомунікаційні системи і мережі. Українська державна академія залізничного транспорту. Харків, 2007.

Дисертація присвячена розробці оптимальних і квазіоптимальних систем прийому сигналів у багатопроменевих каналах при наявності сукупності адитивних флуктуаційних, зосереджених у спектрі та імпульсних завад.

Розроблено нову модель багатопроменевого каналу зв'язку, що дозволяє перетворити один вид завмирань в інший, зокрема перетворити частотно-селективні завмирання в завмирання в часі. Таке перетворення дозволяє одержати марківську модель каналу зв'язку, і відповідно використовувати при синтезі оптимальних систем прийому сигналів марківський підхід.

На основі запропонованої марківської моделі каналу зв'язку:

1. Розроблено нові принципи побудови систем передачі інформації на основі інтегральних перетворень.
2. Розроблено методи й системи прийому сигналів при впливі адитивних флуктуаційних, зосереджених у спектрі та імпульсних завад на основі інтегральних перетворень.
3. Синтезовано системи прийому сигналів у каналах із частотно-селективними завмираннями й адитивними завадами.

Ключові слова: перетворювач Фур’є, канал зв’язку, частотно-селективне завмирання, нелінійна фільтрація, нелінійна обробка сигналів, алгоритм обробки, квазіоптимальний, оптимальний прийом радіосигналів, дисперсія, кумулянт, похибка фільтрації.

АННОТАЦИЯ

Мартыненко М.В. Системы приёма сигналов на основе интегральных преобразований. - Рукопись.

Диссертация на соискание научной степени кандидата технических наук по специальности 05.12.02 – телекоммуникационные системы и сети. Украинская государственная академия железнодорожного транспорта. Харьков, 2007.

Диссертация посвящена разработке оптимальных и квазиоптимальных систем приема сигналов в многолучевых каналах при наличии совокупности аддитивных флуктуационных, сосредоточенных по спектру и импульсных помех. Предложен новый принцип построения

системы передачи информации, когда на приемной и передающей сторонах используется интегральный преобразователь Фурье. Разработана новая модель многолучевого канала связи, которая позволяет преобразовать один вид замираний в другой, в частности преобразовать частотно-селективные замирания в замирания во времени. Такое преобразование позволяет получить марковскую модель канала связи, и, соответственно, использовать при синтезе оптимальных систем приема сигналов марковский подход. Это весьма существенно, так как такой подход позволяет получить оптимальные и квазиоптимальные (в стационарном режиме) практически реализуемые системы приема сигналов на фоне произвольных помех.

В диссертационной работе достаточно строго исследована марковская (преобразованная) модель канала связи, достаточно корректно решена задача аппаратурного синтеза системы преобразования Фурье, выполнен достаточно детальный расчет и анализ погрешности преобразования Фурье и исследовано влияние погрешности преобразования на помехоустойчивость приема сигналов.

На основе предложенной марковской модели канала связи:

1. Разработаны новые принципы построения систем передачи информации на основе интегральных преобразований.
2. Разработаны методы и системы приема сигналов при воздействии аддитивных флуктуационных, сосредоточенных по спектру и импульсных помех на основе интегральных преобразований.
3. Синтезированы системы приема сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями и аддитивными помехами.

Ключевые слова: преобразователь Фурье, канал связи, частотно-селективные замирания, нелинейная фильтрация, нелинейная обработка сигналов, алгоритм обработки, квазиоптимальный, оптимальный приём радиосигналов, дисперсия, кумулянт, погрешность фильтрации.

SUMMARY

Martynenko M.V. Signal receiving systems based on integral transformations.- Manuscript.

Thesis for the candidate’s degree of technical science in speciality 05.12.02 – Telecomunication systems and networks. Ukrainian state academy of railway transport. Kharkov, 2007.

The thesis is devoted to designing of optimal and quasi-optimal signal reception systems in multipath channels are influenced by a set of additive fluctuating, concentrated in spectrum and pulse disturbances.

It was developed a new model of a multipath communication channel make possible transformation of one kind fading to another kind, specifically, frequency selective fading can be transformed to fading

in time. The transformation makes possible to create a Markovian communication channel model and therefore to apply Markovian approach in designing of optimal signal reception systems.

On the basis of the proposed Markovian communication channel model there were:

1. formatted new principles of designing of data-transmission system based on integral transformation;
2. developed methods and systems of signal receiving under influencing of additive fluctuating, concentrated in spectrum and pulse disturbances based on integral transformation;
3. synthesized signal reception system for channels with frequency selective fadings and additive disturbances.

Keywords: Fourier transformer, communication channel, frequency selective scintillation, nonlinear filtration, nonlinear signal processing, processing algorithm, quasi-optimal and optimal radio signal receiving, dispersion, accumulant, filtering error.

Мартиненко Михайло Васильович

СИСТЕМИ ПРИЙОМУ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ІНТЕГРАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЕНЬ

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. Головко

Підписано до друку _____

Формат 60 × 84 1/16. Папір для множних апаратів.
Ум. друк. Арк. 1,0. Обл., - вид. Арк. 1,25 Безкоштовно.
Замовлення №_____. Тираж 100 прим.

Видавництво УкрДАЗТу. Свідоцтво ДК № 112 від 06.07.2000 р.
Друкарня УкрДАЗТу: 61050, м. Харків, майдан Фейєрбаха, 7