

8. Антипов И. Е. Развитие теории и совершенствование радиометеорных систем связи и синхронизации / Антипов И. Е., Коваль Ю. А., Обельченко В. В. – Харьков : Коллегиум, 2006. – 308 с.
9. Гужва Ю. Г. Синхронизация часов по сигналам «ГЛО-НАСС» / Гужва Ю. Г., Геворкян А. Г., Богданов П. П., Овчинников В. В. // Радионавигация и время. – 1994. – № 1. – С. 11–14.
10. Антипов И. Е. Исследование стабильности канала прямой видимости в городских условиях / Антипов И. Е., Бондарь Е. Ю., Коваль Ю. А., Нестеренко Г. В., Ткачук А. А. // Материалы 7-й Международ. научно-практической конф. «Современные информационные и электронные технологии» (СИЭТ-2006). – Одесса, 2006. – Т. 1. – С. 214.
11. Бондарь Е. Ю. Об использовании сверхширокополосного радиоканала прямой видимости в задачах высокоточного сличения шкал времени / Бондарь Е. Ю., Нестеренко Г. В. // Материалы 17-й Международ. крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2007), Севастополь, 10–14 сентября 2007 г. – Севастополь, 2007. – С. 257–258.
12. Кашеев Б. Л. Распространение сигналов синхронизации / Кашеев Б. Л., Коваль Ю. А., Кундюков С. Г. // Діловий кур'єр. – 1998. – № 36. – С. 7 ; Зв'язок. – 1998. – № 38. – С. 4.
13. Кашеев Б. Л. О возможности использования радиометеорного канала для синхронизации национальной сети связи Украины / Кашеев Б. Л., Коваль Ю. А., Кундюков С. Г. // Зв'язок. – 1999. – № 5. – С. 32–36.
14. Антипов И. Е. Прием телевизионных сигналов времени и частоты по метеорному радиоканалу / Антипов И. Е., Бавыкина В. В., Коваль Ю. А. [и др.] // Радиотехника : всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2001. – Вып. 117. – С. 42–45.
15. Домбругов Р. М. Телевидение : учебник для студентов вузов / Домбругов Р. М. – Киев : Вища школа, Головное изд-во, 1979. – 176 с.

Надійшла 6.10.2008

Виконано аналіз можливостей методу загального охопту (МЗО) для високоточної синхронізації стандартів часу і частоти в межах прямої видимості. Оцінено доцільність використання для виміру зрушення шкал часу і частоти взаємкореляційної обробки сигналів. Проаналізовано можливість використання телевізійних сигналів для реалізації МЗО.

The analysis of a "common view" method capabilities for highly precise synchronization of standards of time and frequency on radio channels of direct visibility is carried out. The rationality of the method implementation for measuring time scales shifts and intercorrelational signal processing frequency is being estimated. The possibility to use television signals for realization a "common view" method is analyzed.

УДК 621.396.931

Д. М. Піза, О. П. Залевський, Б. М. Бондарев

ВПЛИВ НЕЛІНІЙНИХ СПОТВОРЕНЬ НА ЕФЕКТИВНІСТЬ РОБОТИ АДАПТИВНИХ ПРОСТОРОВИХ ТА ПОЛЯРИЗАЦІЙНИХ ФІЛЬТРІВ

Проведено аналіз ефективності роботи просторово-го та поляризаційного фільтра в умовах дії потужних активних шумових завад. Отримані залежності коефіцієнту придушення в просторовому фільтрі від потужності активної завади, що діє, шляхом імітаційного моделювання та в ході натурного експерименту. Запропоновано алгоритм розширення динамічного діапазону РЛС, який засновано на оцінках рівня завади з подальшим адаптивним синхронним керуванням рівня завад на входах просторового фільтра.

ВСТУП

Сучасні бойові дії з застосуванням авіації характеризуються широким використанням засобів радіопротидії. Завдяки бурхливому розвитку електроніки, вдосконалюються і засоби радіопротидії: зростає ефективна потужність випромінювання, збільшуються можливості щодо створення різних типів завад, які можуть бути використані в бойових діях. В якості постановників завад, як правило, застосовують потужні та надпотужні генератори шумових сигналів, які

можуть бути розміщені на літаках чи автомобілях або бути розміщені стаціонарно.

Для захисту від засобів радіопротидії в РЛС використовують адаптивні просторово(поляризаційно)-часові фільтри, що дозволяють пригнічувати активні завади. В якості просторових фільтрів використовуються адаптивні антенні решітки та автокомпенсатори завад, в якості часових фільтрів, часто використовують пристрої доплерівської фільтрації. Але впровадження адаптивних просторових фільтрів в реальні радіолокаційні системи не призвело до реалізації їх потенційних можливостей.

За час проведення випробувань та експлуатації в зонах бойових конфліктів РЛС, в яких при побудові було застосовано просторово(поляризаційно)-часові фільтри було виявлено, що в умовах впливу активних шумових завад з високою потужністю ефективність пригнічення завад та виділення корисних сигналів суттєво знижується. Зниження ефективності пригнічення завад погіршує ефективність виявлення корисних сигналів із прийнятої суміші та веде до збільшення кількості хибних тривог.

© Піза Д. М., Залевський О. П., Бондарев Б. М., 2009

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

В літературі є велика кількість публікацій, присвячених дослідженню ефективності роботи просторових, часових та просторово-часових фільтрів при впливі на них активних, пасивних чи комбінованих завод. Також існує багато праць, присвячених проходженню потужних сигналів крізь приймальний тракт, досконально досліджені явища інтермодуляційних спотворень [1], виникнення комбінаційних частот, впливу потужного сигналу на підсилювачі. Але, незважаючи на велику кількість публікацій, практично відсутні результати досліджень ефективності роботи просторово-часових фільтрів в умовах інтенсивної радіопротидії. Певним виключенням є робота [2], але в ній проведено аналіз обмежень, обумовлених нелінійними ефектами при формуванні вагових коефіцієнтів фільтрів.

Розглянемо вплив на вхідний підсилювач (нелінійну систему) двох вузькосмугових сигналів. Один з вузькосмугових сигналів є корисним сигналом, відбитим від цілі, а інший є вузькосмуговою заводою:

$$u_c(t) = x(t)\cos(\omega_c t + \varphi_c(t)),$$

$$u_3(t) = y(t)\cos(\omega_3 t + \varphi_3(t)),$$

де $u_c(t)$, $u_3(t)$ – корисний та заводовий сигнал, відповідно, $x(t)$, $y(t)$ – амплітуда корисного сигналу та заводу, ω_c , ω_3 та $\varphi_c(t)$, $\varphi_3(t)$ – частота та фаза корисного та, відповідно, заводового сигналів. Таким чином, на вході підсилювача діє адитивна суміш корисного та заводового сигналів

$$U_{\text{вх}}(t) = u_3(t) + u_c(t).$$

Як відомо, прохідну характеристику нелінійного елемента з достатньою точністю можна апроксимувати поліномом

$$i_{\text{вх}}(t) = \sum_{j=0}^m a_j U_{\text{вх}}(t)^j,$$

де a_j – параметри апроксимації.

Проаналізуємо, що буде на виході підсилювача при впливі на вході корисного сигналу та вузькосму-

гової заводу. Для цього перенесемо прохідну характеристику так, щоб робоча точка знаходилася у початку координат, тобто в нулі, та апроксимуємо прохідну характеристику:

$$\begin{aligned} i_{\text{вх}}(t) &= f(U_{\text{вх}}) = a_0 + a_1 U_{\text{вх}}(t) + a_2 U_{\text{вх}}^2(t) + \dots + a_n U_{\text{вх}}^n(t) = \\ &= \sum_{j=0}^m a_j c_m^j x^j(t) y^{m-j}(t) \cos^j(\omega_c t + \varphi_c(t)) \cos^{m-j}(\omega_3 t + \varphi_3(t)), \end{aligned} \quad (1)$$

де $c_m^j = \frac{m!}{j!(m-j)!}$, $m \in 0, 1, 2, \dots$ – біноміальні коефіцієнти.

Із виразу (1) можливо зазначити, що в випадку нелінійної характеристики підсилювача ($m > 2$), огинаюча вихідного сигналу на несучій частоті являє собою складну комбінацію коливань $x(t)$ та $y(t)$. Також слід відзначити, що чим більші амплітуди сигналів $x(t)$ та $y(t)$, тим більше буде членів полінома, та тим складнішою стає функція $i_{\text{вх}}(t)$.

Зазвичай для спрощення аналізу в інтерполяційному поліномі достатньо обмежитись третім ступенем. Тоді поліном можна записати у наступному вигляді [3]:

$$\begin{aligned} i_{\text{вх}}(t) &= \frac{a_2}{2} [x^2(t) + y^2(t)] + \\ &+ a_2 x(t)y(t) \cos((\omega_c - \omega_3)t + \varphi_c(t) - \varphi_3(t)) + \\ &+ \left[a_1 x(t) + \frac{3}{2} a_3 x(t)y^2(t) + \frac{3}{4} a_3 x^3(t) \right] \cos((\omega_c)t + \varphi_c(t)) + \\ &+ \left[a_1 y(t) + \frac{3}{2} a_3 y(t)x^2(t) + \frac{3}{4} a_3 y^3(t) \right] \cos((\omega_3)t + \varphi_3(t)) + \\ &+ \frac{3}{4} a_3 y(t)x^2(t) \cos((2\omega_c - \omega_3)t + 2\varphi_c(t) - \varphi_3(t)) + \\ &+ \frac{3}{4} a_3 x(t)y^2(t) \cos((2\omega_3 - \omega_c)t + 2\varphi_3(t) - \varphi_c(t)) + \\ &+ a_2 x(t)y(t) \cos((\omega_c + \omega_3)t + \varphi_c(t) + \varphi_3(t)) + \\ &+ \frac{a_3}{4} x(t)^3 \cos(3\omega_c t + 3\varphi_c(t)) + \frac{a_3}{4} y(t)^3 \cos(3\omega_3 t + 3\varphi_3(t)) + \\ &+ \frac{3a_3}{4} x(t)y^2(t) \cos((2\omega_3 - \omega_c)t + 2\varphi_3(t) + \varphi_c(t)) + \\ &+ \frac{3a_3}{4} x^2(t)y(t) \cos((2\omega_c + \omega_3)t + 2\varphi_c(t) + \varphi_3(t)). \end{aligned} \quad (2)$$

На рис. 1 зображено спектр вихідного сигналу $S(\omega)$ при перевантаженому підсилювачі, за умови апроксимації перехідної характеристики підсилювача полі-

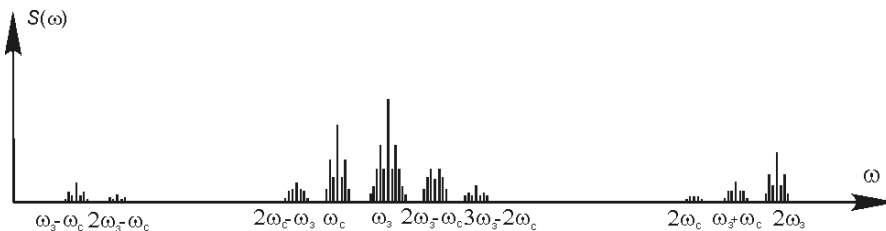


Рисунок 1 – Спектр сигналу на виході підсилювача в режимі обмеження

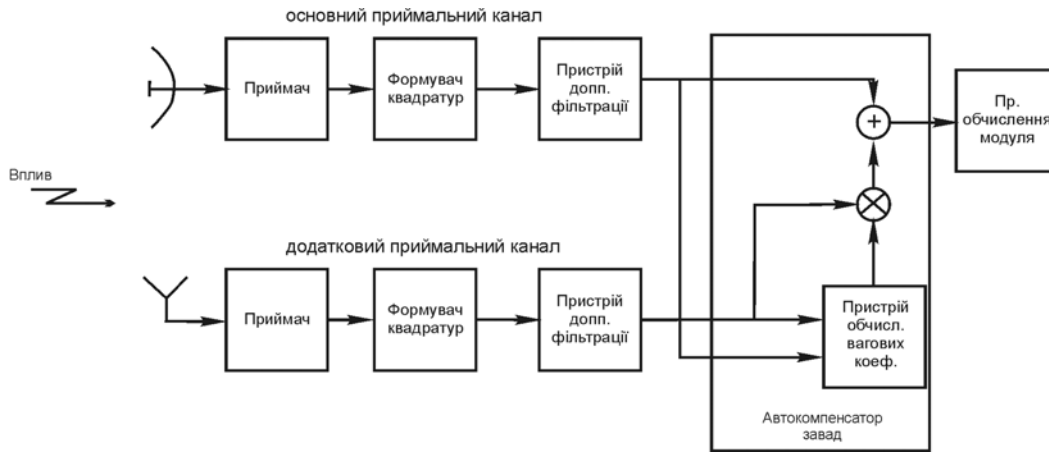


Рисунок 2 – Схема просторового фільтра

номом 3-го ступеня. Можна зазначити, що спектр вихідного сигналу на багато ширший, ніж на вході. Також з (2) видно, що частина спектра на частоті корисного сигналу є складною функцією, що залежить від корисного та завадового сигналу на вході. Таким чином, при проходженні сигналів, які перевищують динамічний діапазон приймальних каналів адаптивного фільтра, в спектрах вихідних сигналів виникають комбінаційні та інтермодуляційні складові, що спотворюють спектр корисного сигналу та завади.

Оцінимо вплив нелінійних спотворень на ефективність роботи просторового фільтра, при впливі потужної шумової завади, що перевищує динамічний діапазон вхідного підсилювача. Для цього, проведемо математичне моделювання роботи просторово-частотного фільтра з врахуванням нелінійних спотворень, що виникають у вхідних підсилювачах. Припустимо, що кількість додаткових каналів адаптивного просторового фільтра дорівнює одиниці. В якості вхідного впливу застосуємо модель активної шумової завади з широким та вузьким спектром. На рис. 2 наведено схему, за якою проводилось моделювання.

Математична модель активної шумової завади являє собою випадковий процес з нормальним законом розподілу, дисперсією σ^2 та нульовим середнім

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right).$$

Моделювання обмеження спектру активної завади було зроблено шляхом пропускання активної шумової завади крізь смуговий фільтр з заданими параметрами. В якості математичної моделі смугового фільтру було використано цифровий фільтр з скінченною імпульсною характеристикою (СІХ-фільтр), який було розраховано виходячи із параметрів завади, яку треба було отримати на вході приймальних каналів.

На рис. 3 позначено $x(n)$ – вхідні часові відліки, $h(n)$ – коефіцієнти фільтра, $y(n)$ – вихідні відліки.

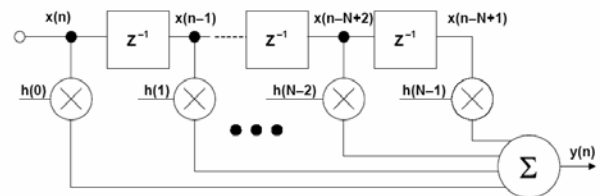


Рисунок 3 – Фільтр з скінченною імпульсною характеристикою

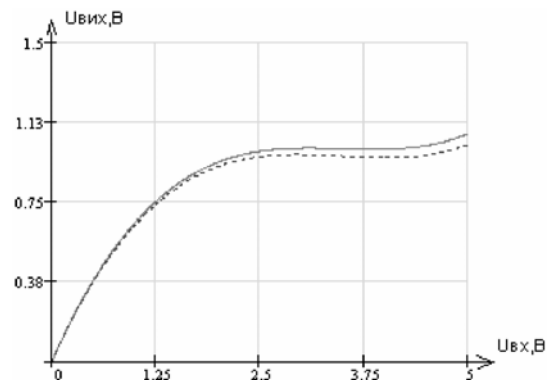


Рисунок 4 – Приклади амплітудних характеристик: суцільна лінія – основний канал, пунктирна лінія – додатковий канал

В якості математичних моделей приймальних трактів основного та додаткового каналів були використані моделі послідовно з'єднаних підсилювачів та смугових фільтрів. Виходячи з того, що необхідно визначити характер зміни амплітуд на виході підсилювального пристрою, потрібно здійснити перехід від прохідної характеристики активного пристрою до амплітудної характеристики. В якості прикладів на рис. 4 наведені експериментальні амплітудні характеристики інтерполяційних поліномів для основного та додаткового каналів:

$$U_{\text{вих_осн}}(t) = 0,9 \cdot U_{\text{вх}}(t) - 0,26 \cdot U(t)_{\text{вх}}^2 + 0,025 \cdot U(t)_{\text{вх}}^3,$$

$$U(t)_{\text{вих_дод}} = 0,88 \cdot U(t)_{\text{вх}} - 0,26 \cdot U(t)_{\text{вх}}^2 + 0,025 \cdot U(t)_{\text{вх}}^3.$$

Також треба відмітити наявність в математичній моделі незалежних власних шумів приймачів основного та додаткового каналів. В якості моделі шумів використано випадковий процес з нормальним законом розподілу. Математичні моделі сигналів на виході підсилювачів мають вигляд:

$$U_{\text{осн}}(t) = U_{\text{вих_осн}}(t) + U_{\text{вл. шумів_осн}},$$

$$U_{\text{дод}}(t) = U_{\text{вих_дод}}(t) + U_{\text{вл. шумів_дод}}.$$

Для виділення корисного сигналу з суміші на виході підсилювача сигнал пропускають крізь узгоджений смуговий фільтр, який налаштований на частоту корисного сигналу. В якості математичної моделі смугового фільтра було обрано цифровий СІХ-фільтр з заданою смугою пропускання, модель такого фільтра була описана раніше.

Математичну модель формувача квадратурних складових можна подати у вигляді наступних математичних виразів:

$$\text{Re}[i] = U[t_i] \cdot \cos(\pi \cdot i/2),$$

$$\text{Im}[i] = U[t_i] \cdot \sin(\pi \cdot i/2),$$

де i – номер елемента розрізнення по дальності, $U[t_i]$ – вхідна напруга, Re та Im – квадратурні складові прийнятих сигналів.

Математична модель пристрою фазової фільтрації, що являє собою дискретне перетворення Фур'є має вигляд

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} M_n * X(n) * W_N^{(n,k)},$$

де $X(k)$ – значення сигналу на виході k -го фазового фільтра; k – номер фазового фільтра $0 \leq k \leq N-1$; M_n – вагові коефіцієнти фільтра; N – число періодів зондування в пачці; $X(n) = \text{Re}[n] + j\text{Im}[n]$ – луна-сигнали (реальна та уявна квадратурні складові) для N періодів зондування кожного елемента розрізнення по дальності; n – номер періоду зондування;

$$W_N^{(n,k)} = e^{-j(2\pi nk)/N} = \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right)$$

– фазовий множник.

В якості просторового фільтра використано автокомпенсатор завад. Особливістю побудови математичної моделі автокомпенсатора є те, що для зниження впливу пасивної завади на налагодження просторово-

часового фільтра, обчислення коефіцієнта кореляції виконувалось по завадах, які діють на виходах одноіменних фазових фільтрів, максимально віддалених від нульового (тобто по складовій активної завади, яка діє у 180° фільтрі). Крім того, для зменшення впливу пасивної завади, як це показано в нижче наведених формулах (3) та (4), обрахування квадратурних складових коефіцієнтів кореляції та вагових коефіцієнтів автокомпенсатора виконувалось починаючи з двосотого дискрета дальності, де інтенсивність пасивної завади значно спадає

$$\sum \text{Re} = \sum_{i=200}^{455} (Xoki * Xdki + Yoki * Ydki),$$

$$\sum \text{Im} = \sum_{i=200}^{455} (Yoki * Xdki - Yoki * Ydki),$$

$$\sum Mdk i^2 = \sum_{i=200}^{455} (Xdki^2 + Ydki^2), \quad (3)$$

де $Xoki$, $Xdki$ – значення реальної складової завади для 180 -градусного фільтра основного та додаткового каналів, $Yoki$, $Ydki$ – значення уявної складової сигналу для 180 -градусного фільтра основного та додаткового каналів.

Компенсація завадових сигналів моделювалась за формулою

$$\begin{aligned} & \dot{U}oki - \dot{K} * \dot{U}dki = \\ & = (Xoki - K_{\text{Re}} * Xdki + K_{\text{Im}} * Ydki) + \\ & + j * (Yoki - K_{\text{Re}} * Ydki - K_{\text{Im}} * Xdki), \end{aligned}$$

де $\dot{U}oki$, $\dot{U}dki$ – комплексна амплітуда завад в основному та додатковому каналах; $Xoki$, $Yoki$, $Xdki$, $Ydki$ – реальна та уявна частини складових відліків (для кожного дискрета дальності) основного додаткового каналів, K_{Re} , K_{Im} – значення реальної та уявної складових вагових коефіцієнтів

$$K_{\text{Re}} = (\sum \text{Re}) / (\sum Mdk i^2),$$

$$K_{\text{Im}} = (\sum \text{Im}) / (\sum Mdk i^2). \quad (4)$$

Після проходження просторового фільтра (після компенсації завади) – розраховувався модуль сигналу на виході кожного фільтра по кожному дискрету дальності:

$$A_i = \sqrt{\text{Re}_i^2 + \text{Im}_i^2}.$$

Надалі інформація про модулі використовувалась для обчислення середньоквадратичного значення рівня активної завади на виході просторового фільтра,

необхідного для оцінки коефіцієнта придушення активної завади в просторовому фільтрі.

РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ

Умови моделювання були прийняті наступними: середньоквадратичне значення власних шумів приймальних каналів – 10 мВ, діапазон регулювання потужності завади від 0 до 60 дБ, динамічний діапазон приймальних трактів 40 дБ, кількість фазових каналів в пристрої доплерівської фільтрації – 8.

Результати моделювання наведені на рис. 5, де пунктирною кривою вказано залежність коефіцієнта пригнічення $K_{\text{п}}$ від нормованого по власним шумам рівня вузькосмугової завади ($\Delta f = 20$ МГц), а суцільною кривою – для широкосмугової завади ($\Delta f = 0,6$ ГГц). Проаналізувавши рис. 5, можливо відмітити, що ефективність пригнічення завади в просторовому (поляризаційному) фільтрі починає суттєво зменшуватись

при впливі потужної завади. За результатами моделювання встановлено, що зменшення коефіцієнта пригнічення шумової завади виникає за наявності нелінійних перетворень при перевищенні завадою динамічного діапазону приймальних трактів РЛС.

Крім імітаційного моделювання авторами проведено експериментальні дослідження впливу нелінійних спотворень на ефективність адаптивних фільтрів в умовах інтенсивної радіопротидії. В ході експерименту було задіяно одну з сучасних РЛС та постановник потужної шумової завади. На рис. 6 зображено схему проведення експерименту. В якості постановника шумової завади було застосовано послідовно з'єднані генератор шумового сигналу, фільтр зі смугою пропускання, що може регулюватися, проміжний підсилювач, керований атенюатор, потужний підсилювач та рупорну антену. Смуговий фільтр забезпечував формування активної завади з необхідною шириною спектра. Керований атенюатор використовувався для

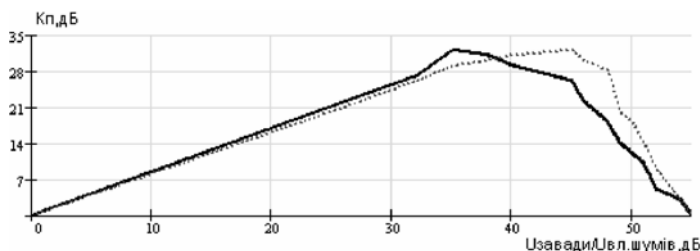


Рисунок 5 – Залежність коефіцієнта пригнічення шумової завади від її рівня (результати моделювання)

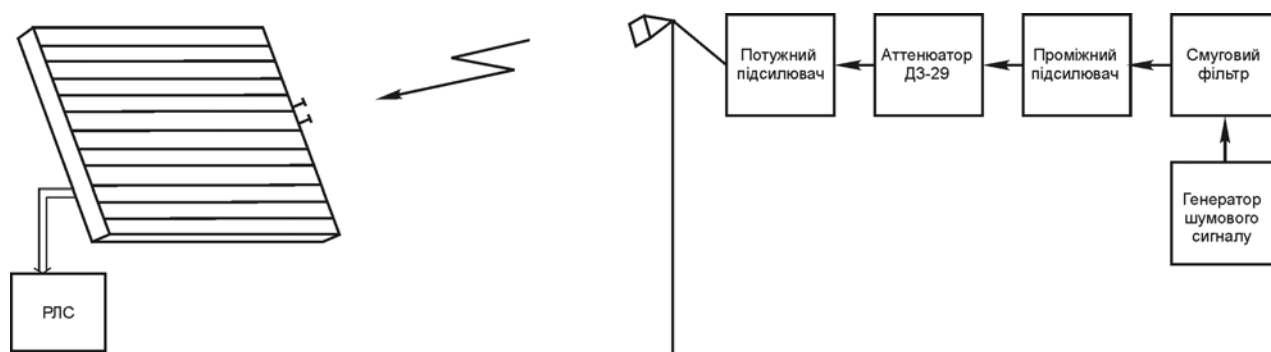


Рисунок 6 – Схема проведення натурального експерименту

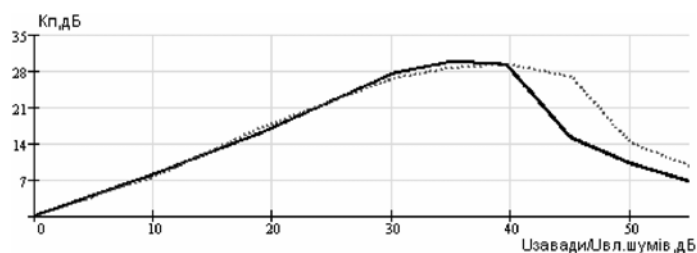


Рисунок 7 – Залежність коефіцієнта пригнічення шумової завади від її рівня (натурний експеримент)

регулювання потужності активної завади. В якості вимірювального комплексу було використано РЛС, що мала в своїй структурі просторовий фільтр з основним та додатковим каналами приймання.

Результати експериментальних досліджень наведені на рис. 7, де пунктирною кривою наведено залежність коефіцієнта пригнічення K_{Π} від рівня вузькосмугової завади ($\Delta f = 20$ МГц), а суцільною кривою – широкосмугової завади ($\Delta f = 0,6$ ГГц).

Порівняння експериментальних результатів з результатами моделювання, при якому було враховано динамічний діапазон реальних приймальних каналів, дає підстави зробити висновок щодо їх хорошого співпадіння.

За результатами дослідження були запропоновані конкретні схемні рішення, які дозволяють забезпечити ефективну роботу адаптивних фільтрів в умовах інтенсивної радіопротидії. В основі запропонованих технічних рішень лежить оцінка рівня завади на виходах приймальних каналів та на основі отриманої апостеріорної інформації пропонується виконувати синхронне регулювання рівня завад на вході основного та додаткового каналів. Синхронне ослаблення завадових сигналів на входах приймальних каналів дозволяє зберегти міжканальні співвідношення, що не потребує додаткового регулювання вагових коефіцієнтів в автокомпенсаторі після нормування сигналів в каналах.

ВИСНОВКИ

За результатами проведених досліджень можна зробити висновок, що нелінійні спотворення, що виникають в приймальних трактах РЛС при впливі потужної активної завади, є причиною зменшення

ефективності пригнічення активної шумової завади в просторовому чи поляризаційному фільтрі. Ефективну роботу адаптивних фільтрів в умовах інтенсивної радіопротидії можна забезпечити шляхом оперативної оцінки рівня завад на виходах приймальних каналів та синхронного адаптивного регулювання завад на їх входах, для забезпечення лінійного режиму роботи.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Конюхов В. В. Помехоустойчивость многоканальных систем ОФТ при перекрестных помехах / Конюхов В. В. // Вопросы радиоэлектроники. – 1968. – Сер. XII, вып. 25. – С. 56.
2. Піза Д. М. Адаптация поляризационных фильтров с учетом ограничений / Піза Д. М., Чернобородов М. П., Бондарев Б. М. // Радиоэлектроника, информатика, управління. – 2002. – № 1. – С. 29–31.
3. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. – М.: Сов. радио, 1966. – 677 с.

Надійшла 17.10.2008

Проведен анализ эффективности работы пространственного и поляризационного фильтра в условиях воздействия мощных активных помех. Получены зависимости коэффициента подавления в пространственном фильтре от мощности действующей активной помехи путем имитационного моделирования и в ходе натурного эксперимента. Предложен метод расширения динамического диапазона РЛС, основанный на оценке уровня помехи, с последующим адаптивным синхронным управлением уровнем помех на входах пространственного фильтра.

The analysis efficiency of spatial and polarization filters under the effect of active power distortion is made. The relationship between the suppression factor of spatial filter and power of operating active distortion in the way of simulation modelling and full scale experiment is obtained. The method of dynamic range RDS expansion based on estimation of distortion level with the following adaptive synchro-controlling on a spatial filter inputs is suggested.

УДК 658.562.012.1

О. В. Томашевський, В. В. Погосов

ПРО КРИТЕРІЇ ЕФЕКТИВНОСТІ УПРАВЛІННЯ ЯКІСТЮ ІНТЕГРОВАНІХ МІКРОСХЕМ НА ЕТАПІ ВИРОБНИЦТВА

На етапі виробництва якість інтегрованих мікросхем багато в чому визначається стабільністю технологічних процесів. Для дослідження ефективності виявлення розлагодження технологічних процесів запропоновано використовувати теорію випадкового блукання броунівської частинки. Отримано інтегральні рівняння Фредгольма 2-го роду для оцінки середніх довжин серій вибірок налагодженого чи розлагодженого процесів й імовірності першого виходу траєкторій за нижню межу.

© Томашевський О. В., Погосов В. В., 2009

ВСТУП

Для підвищення якості інтегрованих мікросхем (ІМС) широке використання знайшли статистичні методи управління якістю, що дозволяють обґрунтовано приймати рішення при управлінні якістю за обмеженим числом спостережень.

Одним з таких методів є статистичне регулювання технологічного процесу, під яким розуміють ко-