

КОМПЕНСАЦІЯ АКТИВНИХ ПРИЦІЛЬНИХ ЗАВАД У РАЗІ ВИКОРИСТАННЯ БАГАТОЧАСТОТНОГО СИГНАЛУ

Розглянутий метод компенсації активних прицільних завад у разі використання багаточастотного сигналу шляхом їх подавлення у двоканальному приймальному пристрої за рахунок вибору параметрів багаточастотного гетеродина.

активні прицільні завади, багаточастотний гетеродин

Вступ

Постановка проблеми. Існуючі на сьогодні автокомпенсатори завад направлені в основному на подавлення некорельованих активних завад по бічних пелюстках діаграми спрямованості. Подавлення активних завад у головній пелюстці діаграми спрямованості натрапляє на значні труднощі в реалізації, пов'язані з необхідністю використання двохантеної системи, діаграми спрямованостей яких збігаються, а сигнали на їх виходах повинні бути ортогональні. Завдання ще більш ускладнюється при подавленні корельованих активних завад. Тому розробка методів і пристроїв компенсації активних корельованих завад по головній пелюстці діаграми спрямованості радіотехнічних систем є актуальною.

Аналіз літератури. Основні публікації з автокомпенсаторів присвячені автокомпенсаторам, що пригнічують флюктуаційні завади по бічних пелюстках діаграми спрямованості, і поляризаційній селекції по головній пелюстці [1, 2]. Більшість схем компенсаторів активних завад, що працюють із звичайними радіолокаційними сигналами, у разі використання багаточастотного сигналу є непридатними. Стосовно багаточастотних сигналів це питання має особливості. У ряді джерел [1, 2] вказана принципова можливість використання багаточастотних сигналів у цілях компенсації завад по головній пелюстці, проте схемних рішень і кількісних оцінок не приводиться.

Метою даної статті є розгляд можливості компенсації активних прицільних завад по головній пелюстці діаграми спрямованості радіотехнічних систем шляхом їх подавлення у двоканальному багаточастотному приймальному пристрої.

Основна частина

Використання в багатофункціональних радіолокаційних станціях багаточастотного сигналу, формованого методом кутової модуляції НВЧ радіоімпульсу періодичною напругою, має ряд переваг [3, 4]. Часові, спектральні і кореляційні властивості такого сигналу достатньо детально досліджені й описані у

ряді робіт [6, 7]. При цьому аналізуються оптимальні і квазіоптимальні пристрої обробки, що працюють в умовах флюктуаційних завад у надпороговій області [5]. У [6] показана можливість побудови схеми обробки багаточастотного сигналу з компенсацією флюктуаційних завад, що надходять по головній пелюстці діаграми спрямованості. Але використання такого пристрою обмежене в умовах корельованих вузькосмугових активних завад.

Під активною прицільною завадою у разі багаточастотного сигналу будемо розуміти сигнал, середня частота якого близька до середньої частоти будь-якої з частотних складових багаточастотного сигналу, а смуга менше або дорівнює ширині спектру цієї частотної складової. Оскільки передбачається використання когерентного багаточастотного сигналу, то очевидно, що найбільшу небезпеку представлятиме монохроматична активна завада на частоті, яка збігається з частотою однієї або декількох складових багаточастотного сигналу. У даній статті пропонується компенсаційний метод подавлення активних прицільних завад у двоканальному багаточастотному приймальному пристрої з багаточастотним гетеродином, частотна розстановка частотних складових якого в кожному каналі зрушена на частоту модуляції багаточастотного сигналу F_M .

Для пояснення методу припустимо, що на вході радіолокаційного приймача діє суміш сигналу й активної прицільної завади:

$$u(t) = U_c(t) + U_n(t), \quad (1)$$

де $U_n(t)$ – активна прицільна завада:

$$U_n(t) = U_n \exp[j(2\pi f_0 t + 2\pi\gamma F_M t)], \quad (2)$$

де $U_c(t)$ – багаточастотний сигнал тривалістю $\tau_1 = 1/kF_M = kT_M$ (де $k = 1, 2, \dots, K$), формований методом кутової модуляції НВЧ радіоімпульсу гармонічною напругою частотою F_M :

$$U_c(t) = A_0 \sum_{\gamma=-\infty}^{\infty} \dot{U}_0(t) J_{\gamma}(M_{\varphi}) \times \exp[j(2\pi f_0 t + 2\pi\gamma F_M t + \varphi_0)] \quad (3)$$

спектр якого можна записати:

$$\dot{B}(2\pi f) = A_0 \sum_{\gamma=-\infty}^{\infty} J_{\gamma}(M_{\phi}) \dot{B}_{\gamma}(2\pi f), \quad (4)$$

де $A_0, f_0, \phi_0, \dot{U}_0(t)$ – амплітуда, частота, початкова фаза, комплексна обвідна центральної (нульової) частотної складової багаточастотного сигналу; γ' – номер частотної складової багаточастотного сигналу, на яку впливає завада; $J_{\gamma}(M_{\phi})$ – функція Бесселя першого роду γ порядку з індексом фазової модуляції M_{ϕ} як аргумент; $\dot{B}_{\gamma}(2\pi f)$ – спектр γ -ої частотної складової МЧ сигналу.

Аналіз виразів (3), (4) показує, що спектр такого сигналу дискретний (багаточастотний), складається з нескінченної кількості частотних складових, що повторюють за формою спектр початкового сигналу і зрушених відносно один до одного за частотою на F_M .

При $F_M \gg 1/\tau_n$ ці спектральні складові не перекриваються [6, 7].

Пропонована схема приймального пристрою з подавленням завад, що складається з вхідного фільтра, багаточастотного гетеродина, суматора і двох каналів обробки, представлена на рис. 1.

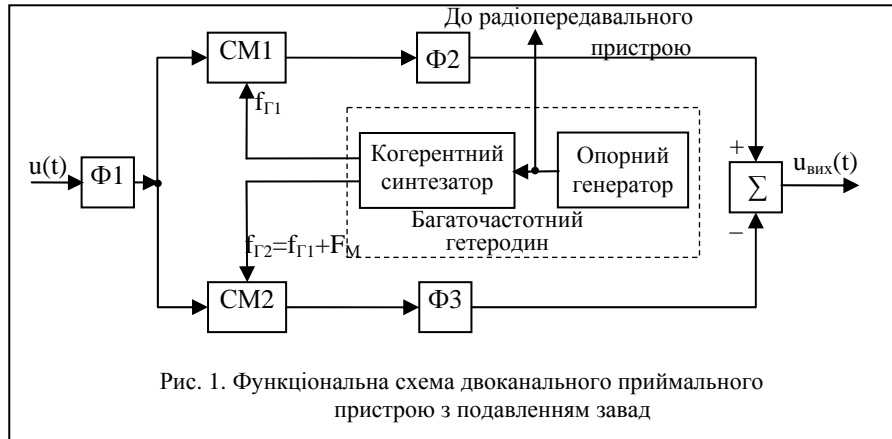


Рис. 1. Функціональна схема двоканального приймального пристрою з подавленням завад

Після проходження смугового фільтра Φ_1 (рис. 1) із смугою пропускання, яка дорівнює смузі зонduючого багаточастотного сигналу, суміш сигналу й активної прицільної завади надходить на перші входи змішувачів CM_1 і CM_2 . На другі входи змішувачів подаються опорні безперервні сигнали багаточастотного гетеродина. Сигнали багаточастотного гетеродина є різночастотними когерентними монохроматичними коливаннями однакової амплітуди, кількість яких дорівнює кількості частотних складових зонduючого багаточастотного сигналу, і віддалені один від одного за частотою на частоту модуляції F_M . Різниця між сигналами $f_{Г1}$ і $f_{Г2}$ полягає в тому, що центральна частота другого гетеродина зміщена на частоту модуляції F_M відносно центральної частоти першого гетеродина:

$$u_{Г1}(t) = U_{Г1} \sum_{\mu=-N}^N A_{\mu} \exp[j(2\pi f_{Г1} t + 2\pi \mu F_M t + \phi_{Г1})]; \quad (5)$$

$$u_{Г2}(t) = U_{Г2} \sum_{\mu=-N}^N A_{\mu} \exp[j(2\pi f_{Г2} t + 2\pi \mu F_M t + 2\pi F_M t + \phi_{Г2})]. \quad (6)$$

Без порушення спільності міркувань надалі вважатимемо, що

$$\phi_0 = \phi_{Г1} = \phi_{Г2} = 0.$$

Також враховуватимемо лише частотні складові гетеродина і сигналу з однаковими номерами ($\gamma = \mu$). Комбінаційні складові ($\gamma \neq \mu$) відфільтруються в процесі обробки.

При цьому на виходах змішувачів коливання будуть дорівнювати:

– на виході змішувача першого каналу

$$u_{CM1}(t) = KU_c U_{Г1} \sum_{\gamma=-N}^N \sum_{\mu=-N}^N J_{\gamma}(M_{\phi}) A_{\mu} \exp[j(2\pi f_{пп} t + 2\pi \gamma F_M t + 2\pi \mu F_M t)] + KU_{П} U_{Г1} \sum_{\mu=-N}^N A_{\mu} \exp[j(2\pi f_{пп} t + 2\pi \mu F_M t + 2\pi \gamma' F_M t)]; \quad (7)$$

– на виході змішувача другого каналу

$$u_{CM2}(t) = KU_c U_{Г2} \sum_{\gamma=-N}^N \sum_{\mu=-N}^N J_{\gamma}(M_{\phi}) A_{\mu} \exp[j(2\pi(f_{пп} + F_M)t + 2\pi \gamma F_M t + 2\pi \mu F_M t)] + KU_{П} U_{Г2} \sum_{\mu=-N}^N A_{\mu} \exp[j(2\pi(f_{пп} + F_M)t + 2\pi \mu F_M t + 2\pi \gamma' F_M t)]. \quad (8)$$

Тут $f_{\text{пр}} = f_{r_1} - f_c$ – проміжна частота; $K = \text{const}$ – масштабний коефіцієнт, залежний від схеми реалізації змішувачів.

Оскільки фільтри $\Phi 2$ і $\Phi 3$ настроєні на проміжну частоту $f_{\text{пр}}$ і мають смугу пропускання Δf меншу за F_m , то корисний сигнал, що знімається з виходу змішувача першого каналу, проходить через фільтр $\Phi 2$ (у вигляді згортки) разом з сигналом завади, який опинився на проміжній частоті:

$$u_{\phi 1}(t) = KU_c U_{r_1} \sum_{\gamma=-N}^N J_{\gamma}(M_{\phi}) \exp[j(2\pi f_{\text{пр}} t)] + KU_{\text{п}} U_{r_1} A_{\mu} \exp[j(2\pi f_{\text{пр}} t)]. \quad (9)$$

Корисний сигнал, що знімається з виходу змішувача другого каналу, не проходить через фільтр $\Phi 3$, тому що він виявився зміщеним на частоту F_m відносно проміжної частоти, а на виході фільтра $\Phi 3$

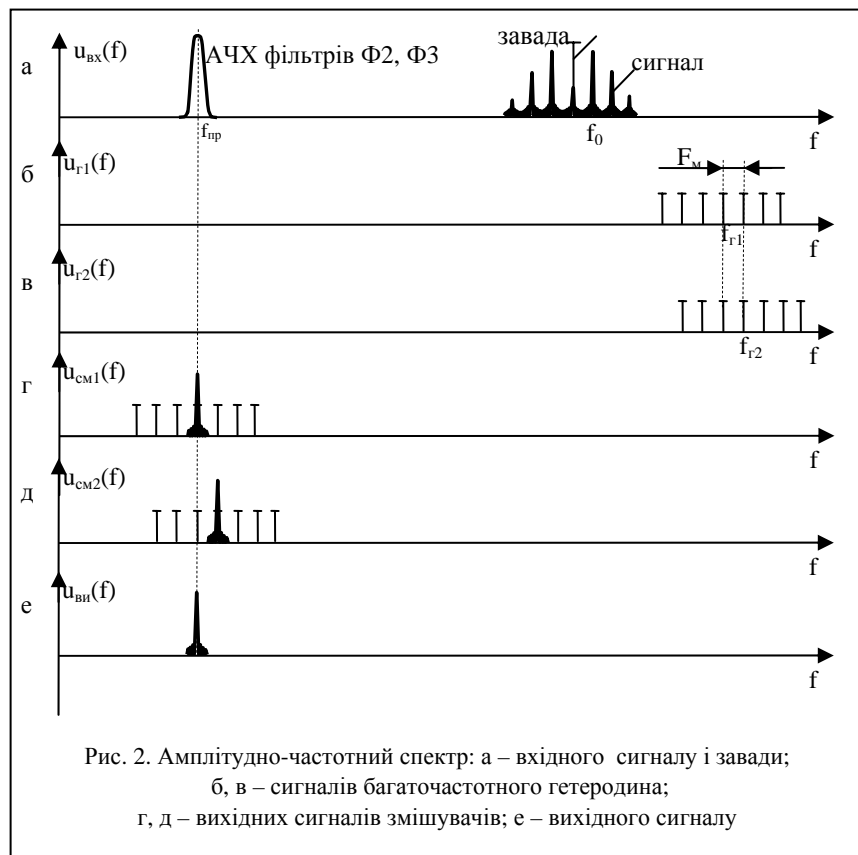
одержуємо лише сигнал завади, який опинився на проміжній частоті:

$$u_{\phi 2}(t) = KU_{\text{п}} U_{r_2} A_{\mu} \exp[j(2\pi f_{\text{пр}} t)]. \quad (10)$$

При подальшому відніманні сигналу другого каналу з сигналу першого каналу (з урахуванням $U_{r_1} = U_{r_2}$) на виході пристрою одержимо тільки корисний сигнал, сигнал завади компенсується:

$$u_{\text{вых}}(t) = u_{\phi 1}(t) - u_{\phi 2}(t) = KU_c U_{r_1} \sum_{\gamma=-N}^N J_{\gamma}(M_{\phi}) \exp[j(2\pi f_{\text{пр}} t)]. \quad (11)$$

Фізичний сенс проведених перетворень у частотній області пояснюється за допомогою амплітудно-частотного спектру, наведеного на рис. 2.



Амплітудно-частотний спектр (АЧС) вхідного багаточастотного сигналу і завади (1) наведений на рис. 2, а. АЧС сигналів багаточастотного гетеродина (5), (6) наведений на рис. 2, б, в. На рис. 2, г, д наведений АЧС вихідних сигналів змішувачів (7), (8), і на рис. 2, е – АЧС вихідного сигналу.

Висновки

Таким чином, у статті показана можливість компенсації активних прицільних завад по головній петлюстці діаграми спрямованості радіотехнічних систем шляхом їх подавлення в двоканальному ба-

гаточастотному приймальному пристрої за рахунок вибору сигналу багаточастотного гетеродина.

Наведений метод може знайти застосування в радіотехнічних системах, зокрема в системах виявлення і наведення ЗРК.

Список літератури

1. Теория обнаружения сигналов / П.С. Акимов, П.А. Бакут, В.А. Богданович и др.; Под ред. П.А. Бакута. – М.: Радио и связь, 1984. – 440 с.
2. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.

3. Гомозов В.И. Теория и техника формирования сложных СВЧ сигналов с высокой скоростью угловой модуляции для радиотехнических систем. – Х.: Издатель А.И. Шуст, 2002. – 397 с.

4. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1970. – 375 с.

5. Методы помехоустойчивого приема ЧМ и ФМ сигналов: Тематический сборник статей / Под ред. А.С. Винницкого, А.Г. Зюко. – М.: Сов. радио, 1972. – 212 с.

6. Автокорреляционная обработка когерентных многочастотных сигналов // Системы обработки информации. – Х.: ХУ ПС. – 2006. – Вып. 4 (53). – С. 118-123.

7. Неискажающая трансформация спектра многочастотного сигнала с целью устранения неоднозначностей при измерении дальности // Системы обработки информации. – Х.: ХУ ПС. – 2006. – Вып. 2 (51). – С. 71-75.

Надійшла до редколегії 8.08.2006

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.Д. Карлов, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.