

УДК 621.391.8:621.396.96

А.Ю. Денисюк, к.т.н., доц.

*Житомирський військовий інститут радіоелектроніки ім. С.П. Корольова***АВТОКОМПЕНСАТОР ШИРОКОСМУГОВИХ ПЕРЕШКОД**

*Розглядається можливість коригування частотної характеристики допоміжного каналу прийому автокомпенсатора за допомогою поліноміальної апроксимації. Пропонується ортогоналізувати канали з метою підвищення ефективності заглушення активних широкосмугових перешкод.*

Одним з найбільш ефективних засобів, які створюють суттєві перешкоди роботі РЛС, є закидані передавачі перешкод одноразової дії (ЗПП). З приводу високої чутливості приймальної апаратури РЛС використання навіть одного ЗПП може призвести до різкого зниження інформаційних можливостей засобів і, як наслідок, до невиконання задач, які покладаються на них. Внаслідок того, що перешкода, яку створює ЗПП широкосмугова ефективність такого виду протидії, як перебудова несучої частоти, зводиться до нуля [1], [4], [8].

Використання в РЛС таких типових схем перешкодозахисту, як ШАРП і диференціюючі кола, як показали експериментальні дослідження, не знижують ефективності дії перешкод, які створюють ЗПП.

Використання такого способу протидії перешкодам, як пошук і знешкодження для крупноапертурних і високочутливих РЛС, малоприйнятний. Це особливо важливо тоді, коли висуваються жорсткі вимоги до термінів на компенсацію цього впливу, тому що площі, на яких потрібно вести пошук, досить значні.

Одним зі способів захисту від активних перешкод є просторова фільтрація, яка полягає у формуванні провалів в діаграмі направленості в напрямку на джерело перешкод шляхом зміни АФР на антенному полотні [4], [6], [7]. Підбір його здійснюється дослідним шляхом, що це завжди дозволяє до максимального ступеня ослабити перешкоду.

Досить перспективною є сумісна оцінка цілей і передавачів активних перешкод з послідовним розділом сигналів [1], [4]. Вона дає добрі результати у випадку, якщо з достатньою точністю відома діаграма направленості приймальної РЛС. Це можливо лише для головного і першого – другого бокових пелюстків, тому що на формування послідовних бокових пелюстків суттєвий вплив здійснює характер підстилаючої поверхні та місцеві предмети. Таким чином, цей спосіб буде неефективним у випадку приходу сигналу активної перешкоди по дальніх бокових пелюстках, що може мати місце при використанні ЗПП.

Найбільш природним способом захисту від активних широкосмугових перешкод є їх когерентна компенсація за допомогою кореляційного автокомпенсатора [4], [6], [7]. Відомо, що кореляційні автокомпенсатори, які входять до складу РЛС, ефективно працюють лише в тому випадку, якщо частотні спектри перешкод в основному (ОК) та допоміжному каналах (ДК) прийому однакові, що забезпечує високу кореляцію перешкодових коливань. Така ситуація звичайно спостерігається, якщо джерело активних перешкод вузькосмугове і знаходиться в дальній зоні антени.

Якщо ж джерело активних перешкод широкосмугове, то спектри перешкодових коливань в основному та допоміжному каналах прийому істотно відрізняються.

Таким чином, виникає задача усунення розбіжностей між частотними спектрами перешкоди в основному і допоміжному каналах прийому. Вирішення цієї задачі і присвячується стаття.

Усунення перекручень частотного спектра перешкоди в основному каналі прийому не є можливим, тому що в основному каналі присутній неперекручений корисний сигнал, інформативність якого у випадку перетворення спектра суміші корисного сигналу і перешкоди значно знизиться. Тому є доцільним, управляючи частотною характеристикою допоміжного каналу, ввести до спектра допоміжного каналу ті ж перекручення, що і в основному каналі.

В [10] для підвищення ефективності роботи кореляційних автокомпенсаторів було запропоновано ввести ланцюги корекції частотних спектрів перешкоди в допоміжному каналі

прийому. В [10] показано, що серед автокомпенсаторів, які мають ланцюги корекції частотного спектра перешкоди в допоміжному каналі прийому, найкращими характеристиками володіють автокомпенсатор з ланцюгом корекції на основі частотно-залежних фільтрів.

Структурна схема кореляційного автокомпенсатора з колом корекції частотного спектра перешкод на основі частотно-залежних фільтрів з різними амплітудно-частотними характеристиками показана на рис. 1 [10].

Склад пристрою:

- 1 - основний канал прийому;
- 2 - допоміжний канал прийому;
- 3 - частотно-залежний фільтр;
- 4 - перша лінія затримки;
- 5 - канална лінія затримки;
- 6 - управляємий каналний підсилювач ;
- 7 - корелятор;
- 8 - суматор.

Для формування частотної характеристики підканалу, що відповідає першому члену полінома  $K_0(j\omega) = 1$ , вихід допоміжного каналу прийому 2 підключений безпосередньо до входу першого підканалу регулювання (підканал регулювання утворюється каналною лінією затримки 5, управляємим каналним підсилювачем 6, корелятором 7). При цьому підканал буде мати рівномірну частотну характеристику  $K_0(j\omega) = 1$  в межах смуги частот  $\Delta\omega$ .

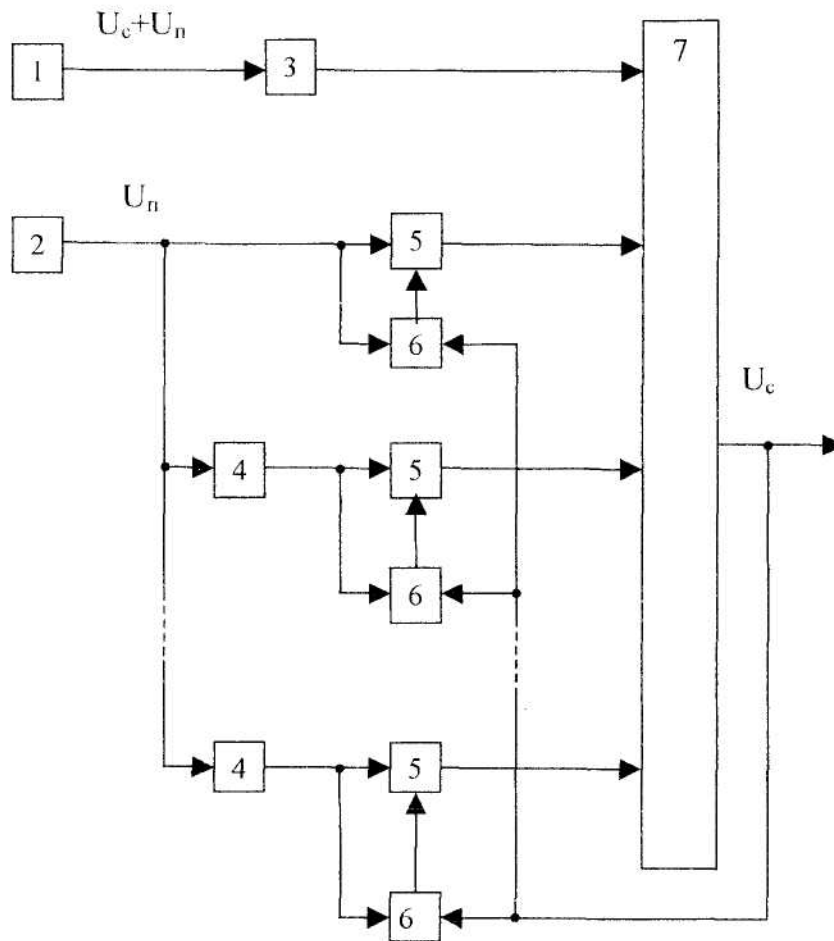


Рис. 1

Недоліком даної схеми є необхідність формування декількох частотно-залежних фільтрів з різними частотними характеристиками. Тому подальшим розвитком цього способу стало використання для корегування частотного спектра перешкоди у допоміжному каналі прийому декількох ідентичних частотно-залежних фільтрів, що мають лінійні частотні характеристики (рис. 2). Схема цього пристрою зображена на рис. 4. Частотно-залежні фільтри також побудовані за схемою, зображеною на рис. 3.

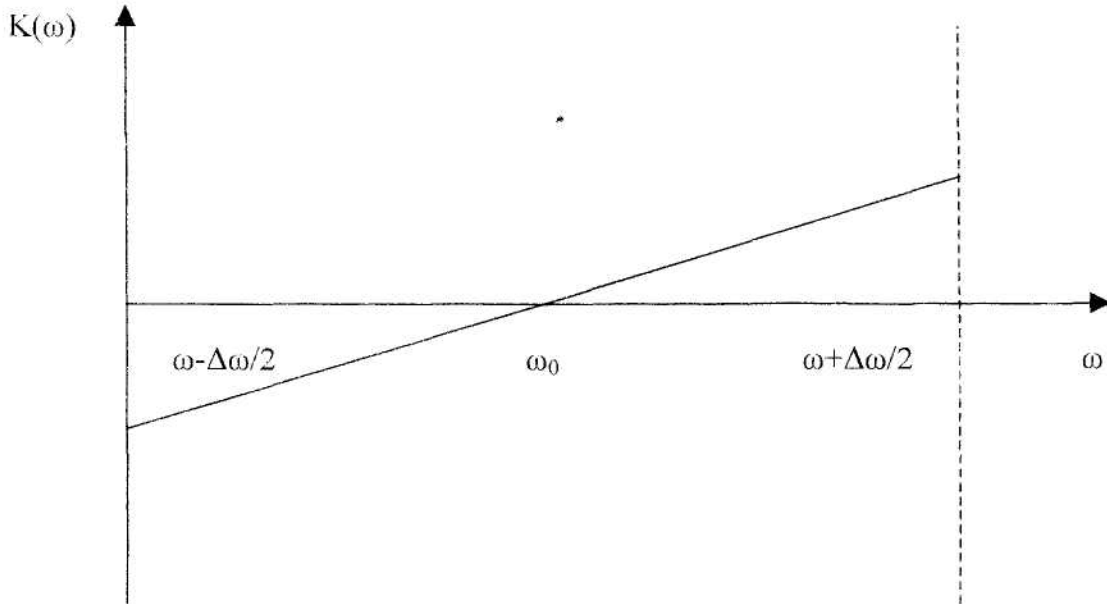


Рис. 2

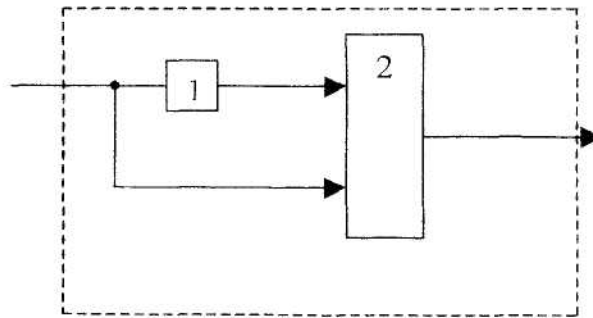


Рис. 3:

1 – лінія затримки; 2 – суматор

Для формування частотних характеристик підканалів, що відповідають решті членам полінома, вихід допоміжного каналу прийому 2 підключений до входів підканалів через послідовно з'єднані частотно-залежні фільтри 3, які мають лінійні частотні характеристики в межах смуги частот  $\Delta\omega$  (рис. 3). Завдяки такому з'єднанню у формуванні частотних характеристик підканалів беруть участь фільтри всіх попередніх підканалів. При цьому з підвищенням номера підканалу здійснюється підвищення порядку одночлена, що описує частотну характеристику даного підканалу. Так, другий підканал регулювання буде мати лінійну частотну характеристику, оскільки між виходом допоміжного каналу 2 і входом підканалу підключений один ЧЗФ 3. Третій підканал регулювання з того ж приводу буде мати квадратичну частотну характеристику, четвертий – кубічну і т.д.

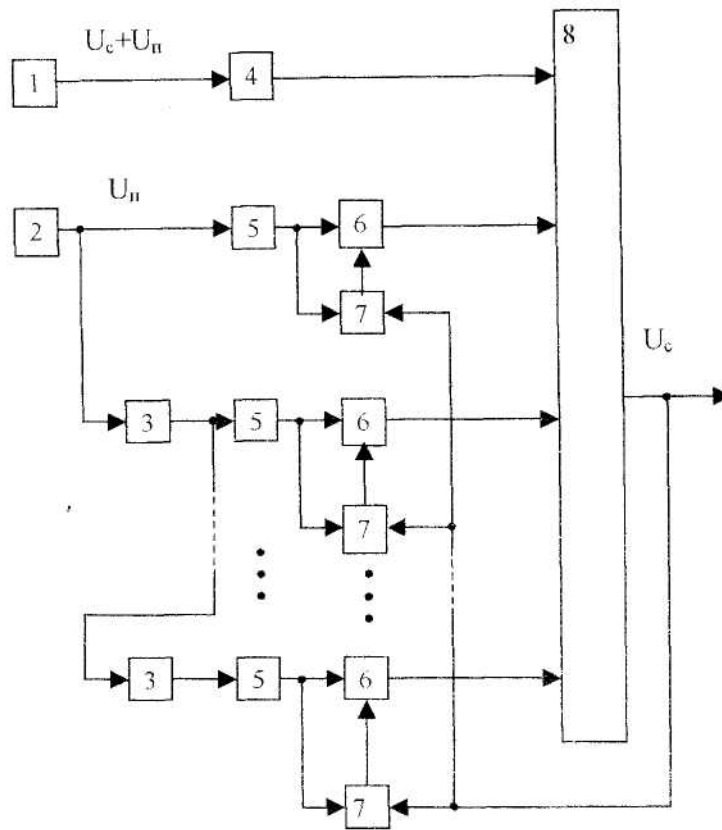


Рис. 4

Частотна характеристика  $i$ -го підканалу буде дорівнювати:

$$\dot{K}_i(j\omega) = \left[ \dot{K}(j\omega) \right]^{i-1},$$

де  $\dot{K}(j\omega)$  – частотна характеристика ЧЗФ 3.

Робота даної схеми повністю аналогічна попередній, що зображена на рис. 1.

Підканали в схемах, зображених на рис. 1, 4, не є ортогональними, але відомо, що коливання сигналу в неортогональних підканалах корельовані між собою, що призводить до збільшення часу перехідних процесів.

В автокомпенсаторі (рис. 5) застосовується апроксимація необхідної частотної характеристики коригувального фільтра вагою сумою ортогональних поліномів Лежандра, перших п'ять з яких мають вигляд [11]:

$$\begin{aligned} P_0(x) = 1; \quad P_1(x) = x; \quad P_2(x) = \frac{1}{2}(3x^2 - 1); \\ P_3(x) = \frac{1}{2}(5x^3 - 3x); \quad P_4(x) = \frac{1}{8}(35x^4 - 30x^2 + 3). \end{aligned} \tag{1}$$

Відомо [11], що дві у загальному випадку комплекснозначні функції  $\dot{H}_i(f)$  і  $\dot{H}_j(f)$  є ортогональними на інтервалі  $[f_0 - \Delta f, f_0 + \Delta f]$  з вагою  $\dot{W}(f)$ , якщо

$$\int_{f_0 - \Delta f}^{f_0 + \Delta f} \dot{H}_i(f) \dot{H}_j^*(f) \dot{W}(f) df = 0.$$

Умова ортогональності для поліномів Лежандра (1) виконуються з одиничною вагою на інтервалі  $[-1, 1]$ . Для того, щоб зберегти його на інтервалі  $[f_0 - \Delta f, f_0 + \Delta f]$ , необхідно в наведених поліномах (1) аргумент  $x$  замінити на  $(f - f_0)/\Delta f$ , при цьому частотні характеристики окремих підканалів коригувального фільтра здобувають вигляд:





**Висновки.**

1. Широкопasmовість перешкоди призведе до декореляції перешкодових коливань в основному та допоміжному каналах прийому, а це призведе до значного зниження ефективності роботи одноканального кореляційного автокомпенсатора.

2. Серед автокомпенсаторів, що мають ланцюги корекції частотного спектра перешкоди в допоміжному каналі прийому, найкращими характеристиками володіють автокомпенсатор з ланцюгом корекції на основі трьох частотно-залежних фільтрів. Середнє значення його коефіцієнта подавлення складає 32...34 дБ при нерівномірності характеристики подавлення не вище  $\pm 2$  дБ.

3. Для ортогоналізації підканалів з метою зменшення часу перехідних процесів пропонується застосування апроксимації необхідної частотної характеристики коригувального фільтра за допомогою ортогональних поліномів Лежандра і Чебишева.

4. Автокомпенсатори, що мають ланцюги корекції частотного спектра перешкоди в допоміжному каналі прийому на основі ортогональних поліномів Лежандра і Чебишева, мають приблизно однакові характеристики придушення перешкод. Середнє значення їх коефіцієнта придушення складає 32...34 дБ при нерівномірності характеристики подавлення не вище  $\pm 2$  дБ. Однак, блок корекції з ланцюгом корекції, що здійснює апроксимацію необхідної частотної характеристики сумою поліномів Чебишева першого роду, має більш складну конструкцію. Тому більш доцільним є використання блока корекції з ланцюгом корекції, що здійснює апроксимацію необхідної частотної характеристики сумою поліномів Лежандра. Подальші дослідження доцільно проводити у напрямку оцінки часу перехідних процесів в запропонованих схемах та дослідження можливості ефективного придушення перешкод даного типу за допомогою цифрових пристроїв.

**ЛІТЕРАТУРА:**

1. Радіотехніка: Енциклопедичний навчальний довідник: Навч. посібник / За ред. Ю.Л. Мазора, Є.А. Мачуського, В.І. Правди. – К.: Вища шк., 1999. – 838 с.
2. Васильєва А.Б., Тихонов Н.А. Интегральные уравнения. – М.: МГУ, 1989. – 156 с.
3. Основы научных исследований: Учебное пособие. – К.: Изд-во Европ. Ун-та, 2002. – 110 с.
4. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. – М.: Сов.радио, 1970. – 320 с.
5. Кинг Р., Тай-Цзунь У. Рассеяние и дифракция электромагнитных волн: Пер. с англ. / Под ред. Э.Л. Бурштейна. – М.: Изд-во ин. литературы, 1962. – 193 с.
6. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 268 с.
7. Ширман Я.Д., Манжос В.Н., Лебедев Б.П. Устройство компенсации активных помех в РЛС с частотным сканированием. – М.: Радио и связь, 1986.
8. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. В 3-х т. – Т. 2 – М.: Сов. радио, 1968.
9. Васильєва А.Б., Тихонов Н.А. Интегральные уравнения. – М.: МГУ, 1989. – 156 с.
10. Дешсюк А.Ю. Використання різних видів апроксимації частотної характеристики допоміжного каналу прийому з метою підвищення ефективності заглушення активних широкопasmових перешкод. – Вісник ЖДТУ. – № 4 (30). – 2004. – С. 9.
11. Корн Г., Корн Т. Довідник з математики для науковців і інженерів: Пер. з англ./За ред. Н.Г. Армановича. – М.: Наука, 1977.

ДЕНИСЮК Анатолій Юрійович – кандидат технічних наук, доцент кафедри радіоелектроніки Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

- математичне моделювання складних систем;
- обробка радіолокаційної інформації на фоні перешкод;
- підвищення точності виміру координат на фоні перешкод.