

ЦИФРОВІ ПРИСТРОЇ ВЗАЄМНОЇ КОРЕКЦІЇ ЧАСТОТНИХ СПЕКТРІВ СИГНАЛІВ

Розглядається можливість побудови цифрового автокомпенсатора перешкод для боротьби з активними ширококуговими перешкодами. Пропонуються кола коригування (система фільтрів), які дозволяють здійснити коригування даного виду.

Постановка задачі. 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. Найбільш природнім способом захисту від активних ширококугових перешкод є їх когерентна компенсація за допомогою кореляційного автокомпенсатора [1].

Для корекції переверчувань частотних спектрів сигналів доцільно використовувати цифрові пристрої. Їх сильні сторони: висока стабільність і точність, що майже не залежать від зовнішніх умов; простота і гнучкість оперативної перебудови структури і зміни характеристик; висока швидкодія при малих масі й габаритах та ін.

Мета дослідження. У зв'язку з цим певний інтерес становить: розглянути питання побудови цифрового автокомпенсатора активних ширококугових перешкод. Вирішенню цієї задачі й присвячується стаття.

Основна частина. На рис. 1 наведена блок-схема автокомпенсатора перешкод. Тут $U_1(t)$ – суміш сигнал-перешкода в основному каналі; $U_2(t), \dots, U_{l+1}(t)$ – l сигналів-перешкод від l допоміжних антен (каналів).

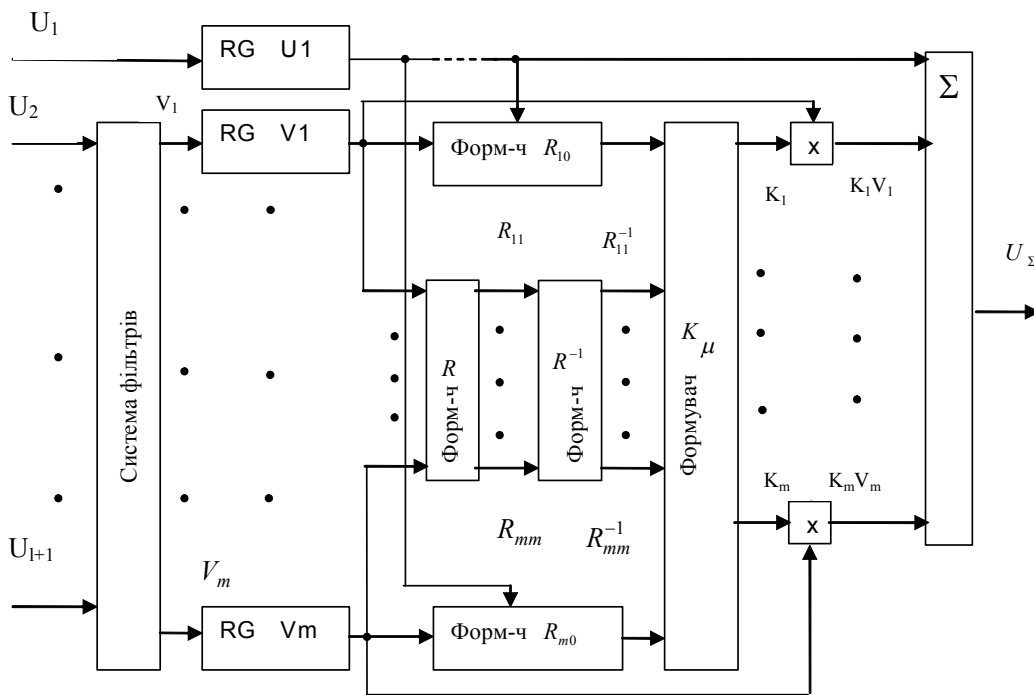


Рис. 1

На рис. 2 наведена блок-схема аналогового автокомпенсатора, найбільш близького до запропонованого цифрового, з метою наступного зіставлення особливостей їхньої роботи.

Алгоритм роботи цифрового автокомпенсатора перешкод може бути описаний у такий спосіб.

Перш, ніж потрапити на вхід автокомпенсатора перешкод, сигнали $U_2(t), \dots, U_{l+1}(t)$ проходять через систему фільтрів. Кожний із сигналів перешкод $U_2(t), \dots, U_{l+1}(t)$ проходить не менш ніж через

один фільтр. Таким чином, входами автокомпенсатора є сигнали U_1, V_1, \dots, V_m , де $m \geq 1$. Вихідний сигнал автокомпенсатора:

$$U_{\Sigma}(t) = U_1 + \sum_{\mu=1}^m K_{\mu} V_{\mu}(t), \tag{1}$$

де K_{μ} – комплексний коефіцієнт передачі μ -го каналу.

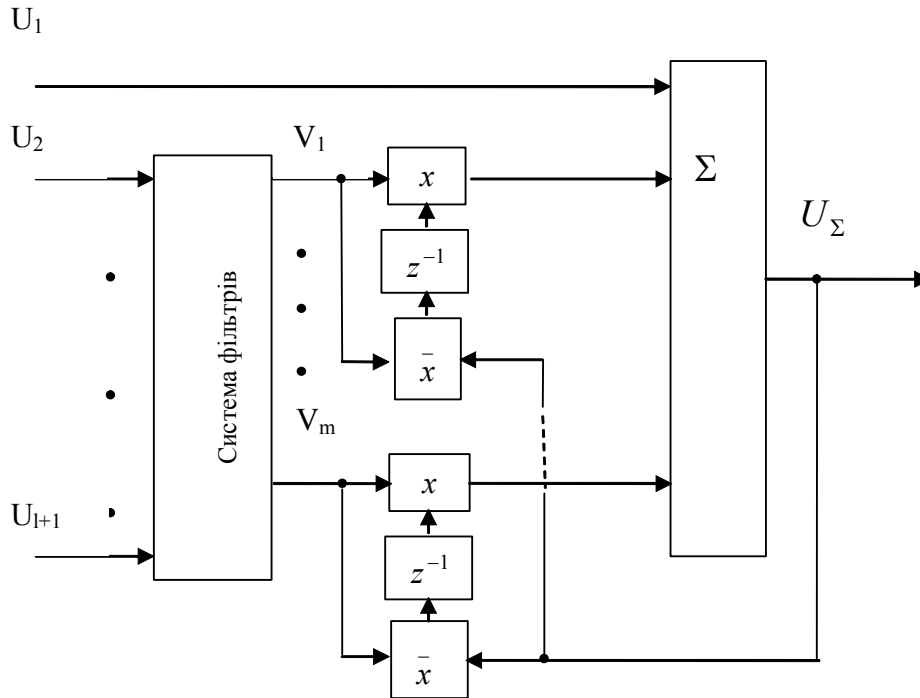


Рис. 2

В аналоговому випадку коефіцієнти передачі формуються за рахунок негативного зворотного зв'язку. У цифровому автокомпенсаторі відбувається оцифровка комплексних обгинаючих сигналів. Тому надалі будемо вважати U_1, V_1, \dots, V_m матрицями-стовпцями (векторами) розміром $n \times 1$ комплексних обгинаючих сигналів (n – кількість відліків на інтервалі спостереження). Негативний зворотний зв'язок у цифровому автокомпенсаторі не потрібен, тому що всю необхідну інформацію для визначення коефіцієнтів передачі K_{μ} можна запам'ятати.

Значення K_{μ} підберемо з умови мінімуму середнього квадрата модуля вихідного сигналу:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \frac{1}{2n} U_{\Sigma}^T{}^* U_{\Sigma}. \tag{2}$$

Підставивши (1) у (2), одержимо:

$$\begin{aligned} \sigma_{\Sigma}^2 &= \frac{1}{2n} \left(U_1^T{}^* + \sum_{\mu=1}^m K_{\mu}^* V_{\mu}^T{}^* \right) \left(U_1 + \sum_{\mu=1}^m K_{\mu} V_{\mu} \right) = \frac{1}{2} U_1^T{}^* U_1 + \frac{1}{2n} \sum_{\mu=1}^m K_{\mu}^* V_{\mu}^T{}^* U_1 + \\ &+ \frac{1}{2n} \sum_{\mu'=1}^m K_{\mu'} U_1^T{}^* V_{\mu'} + \frac{1}{2n} \sum_{\mu=1}^m \sum_{\mu'=1}^m K_{\mu}^* K_{\mu'} V_{\mu}^T{}^* V_{\mu'}. \end{aligned}$$

Введемо такі позначення:

$$R_{00} = \frac{1}{2n} U_1^T{}^* U_1; \quad R_{\mu 0} = \frac{1}{2n} V_{\mu}^T{}^* U_1; \quad R_{\mu\mu'} = \frac{1}{2n} V_{\mu}^T{}^* V_{\mu'}; \quad \mu, \mu' = 1, 2, \dots, m.$$

У підсумку одержимо:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = R_{00} + \sum_{\mu=1}^m K_{\mu}^* R_{\mu 0} + \sum_{\mu'=1}^m K_{\mu'} R_{\mu' 0} + \sum_{\mu=1}^m \sum_{\mu'=1}^m K_{\mu}^* R_{\mu\mu'} K_{\mu'}, \tag{3}$$

або в матричному вигляді:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = R_{00} + K^T{}^* R_0 + R_0^T{}^* K + K^T{}^* R K, \tag{4}$$

де

$$K = \begin{pmatrix} K_1 \\ \vdots \\ K_m \end{pmatrix}; R_0 = \begin{pmatrix} R_{10} \\ \vdots \\ R_{m0} \end{pmatrix}; R = \begin{pmatrix} R_{11} & \dots & R_{1m} \\ \vdots & & \vdots \\ R_{m1} & \dots & R_{mm} \end{pmatrix}.$$

Підкреслимо, що комплексні вектори U_1, V_1, \dots, V_m загалом не є випадковими. Значення $R_{00}, R_{\mu 0}, R_{\mu\mu'}$ є поділеними на $2n$ скалярними добутками відповідних пар векторів. Якщо ж вектори U_1, V_1, \dots, V_m випадкові, стаціонарні й ергодичні, то $R_{00}, R_{\mu 0}, R_{\mu\mu'}$ є вибірковими коваріаціями.

Необхідною умовою мінімуму σ_Σ^2 є рівність нулеві матричного диференціала $d\sigma_\Sigma^2$ при варіюванні K :

$$d\sigma_\Sigma^2 = dK^T R_0 + R_0^T dK + dK^T R K + K^T R dK = dK^T (R_0 + R K) + (R_0^T + K^T R) dK = 0.$$

Звідси оптимальне значення дорівнює:

$$K_{OPT} = -R^{-1} R_0 \tag{5}$$

Підставивши (5) у (4), одержимо :

$$\sigma_{\Sigma MIN}^2 = R_{00} - R_0^T R^{-1} R_0 = R_{00} - R_0^T (R^{-1})^T R_0^*, \tag{6}$$

звідки коефіцієнт придушення [1]:

$$K_{\Pi} = \frac{\sigma_0^2}{\sigma_\Sigma^2} = \frac{R_{00}}{R_{00} - R_0^T (R^{-1})^T R_0^*}. \tag{7}$$

Комплексна огинаюча сигналу на виході автокомпенсатора в момент часу t_v дорівнює:

$$U_{\Sigma v} = U_{1v} + \sum_{\mu=1}^m K_{OPT \mu} V_{\mu v}; v = 1, 2, \dots, n. \tag{8}$$

Блок-схема цифрового автокомпенсатора, зображеного на рис. 1, побудована відповідно до формул (8), (5).

Ввівши матрицю

$$V = \begin{pmatrix} V_{11} & \dots & V_{m1} \\ \vdots & & \vdots \\ V_{1n} & \dots & V_{mn} \end{pmatrix},$$

де перший індекс означає номер каналу, а другий – номер відліку, вираз (8) запишемо в матричній формі:

$$U_\Sigma = U_1 + V K_{OPT} = U_1 - V R^{-1} R_0. \tag{9}$$

Матриці, що входять сюди R і R_0 , можуть бути представлені у вигляді:

$$R = \frac{1}{2n} V^T V, R_0 = \frac{1}{2n} V^T U_1.$$

Тоді матриця-стовпець значень комплексної огинаючої вихідного сигналу цифрового автокомпенсатора буде мати вигляд:

$$U_\Sigma = \left(1 - V (V^T V)^{-1} V^T \right) U_1. \tag{10}$$

Ефект цифрової компенсації перешкод такий же, як і в аналоговому випадку при прагненні коефіцієнта зворотного зв'язку до нескінченності [2], [3]. Зокрема, якщо сигнал основного каналу U_1 є лінійною комбінацією сигналів допоміжних каналів $V_1, \dots, V_m : U_0 = V A$, де A – довільний вектор розміром $m \times 1$, то відповідно до (10) $U_\Sigma = 0$. У цифровому автокомпенсаторі, на відміну від аналогового, немає необхідності враховувати перехідні процеси, але мають місце доволі тверді вимоги до швидкодії.

Даний цифровий автокомпенсатор працює в такий спосіб (рис. 3), де, порівняно з рис. 1, обмежимося для простоти викладення лише одним з l допоміжних каналів. З виходу основного каналу прийому надходить суміш перешкоди з перекрученим спектром і неспотвореним корисним сигналом $U_1(t)$. З виходу допоміжного каналу надходять майже неспотворені перешкодові коливання $U_2(t)$, спектр яких, проходячи ряд послідовно з'єднаних частотно-залежних фільтрів, здобуває перекручування лінійного, квадратичного, кубічного і т.ін. характеру. Це обумовлено тим, що частотна характеристика каналу на виході першого фільтра лінійна: $\dot{H}_1(f) = \dot{S}(f)$, на виході другого фільтра – квадратична:

$\dot{H}_2(f) = \dot{S}(f)\dot{S}(f) = \dot{S}^2(f)$ і т.ін., на виході $(m - 1)$ -го фільтра: $\dot{H}_{m-1}(f) = \dot{S}^{m-1}(f)$ [3]. Комплексні огинаючі сигналів із входів фільтрів V_1, \dots, V_m через запам'ятовуючі регістри надходять на пристрої формування матриць R_{m0}, R і на перші входи відповідних множників. Комплексна огинаюча сигналу з виходу основного каналу прийому U_1 через запам'ятовуючий регістр надходить на пристрої формування матриці R_{m0} і на багатовхідний вихідний суматор, відповідно. Компоненти матриць R_{m0} і R надходять на пристрій формування коефіцієнтів передачі (ваг) K_μ , а з нього – на другі входи відповідних множників і далі – на багатовхідний вихідний суматор, де і відбувається компенсація перешкоди. Усі пристрої формування працюють відповідно до вищевикладеного алгоритму роботи цифрового автокомпенсатора.

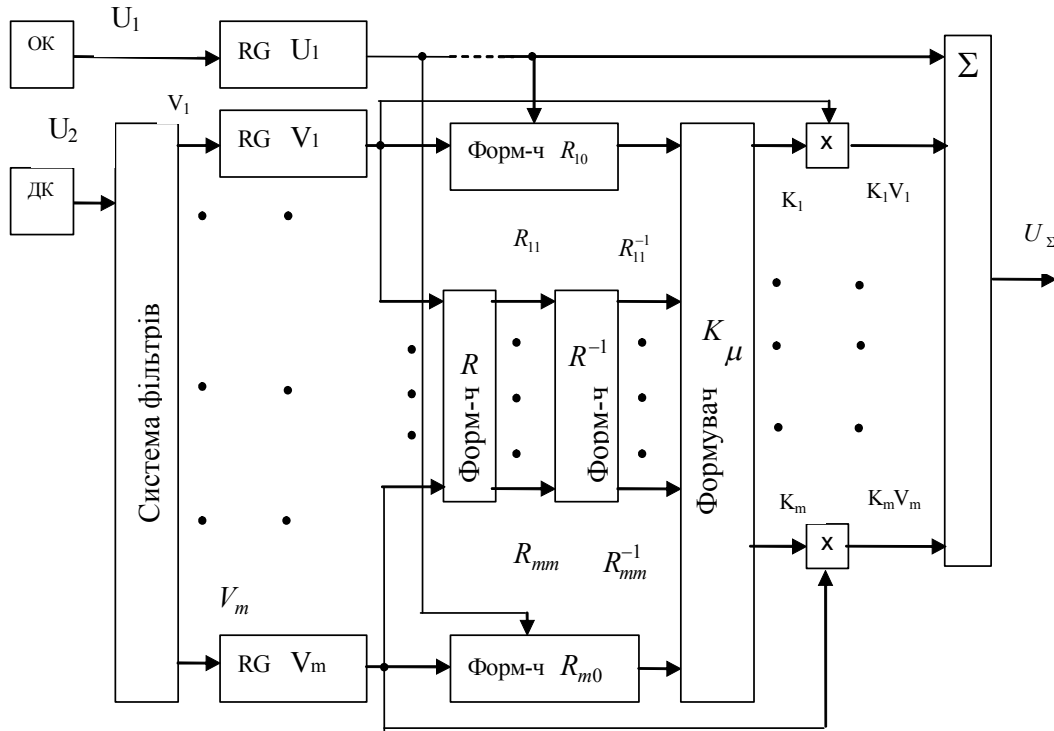


Рис. 3

На основі усього сказаного вище була складена математична модель цифрового автокомпенсатора. З метою аналізу ефективності роботи дана модель порівнювалася за таким показником якості, як коефіцієнт придушення з аналоговим автокомпенсатором, докладно описаним у [1].

Розглядався випадок впливу однієї перешкоди, зокрема закиданого передавача перешкод одноразового використання (ЗПП ОВ), на роботу РЛС, при використанні до чотирьох ортогональних фільтрів, а отже і до чотирьох підканалів у допоміжному каналі прийому. Подальше збільшення кількості фільтрів не призводить до істотного зростання коефіцієнта придушення.

Необхідно зазначити, що розрахунки коефіцієнтів придушення в [1] проводилися не за моделлю роботи пристрою, а на основі виразу:

$$K_n = \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^m |\rho_i|^2}. \tag{11}$$

Квадрат модуля коефіцієнта кореляції перешкодових коливань в основному і i -му компенсаційному підканалі визначається за формулою [2], [3]:

$$|\rho_i|^2 = \frac{\left| \int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} \dot{F}_{OK}^*(f) \dot{F}_{BK}(f) H_i(f) df \right|^2}{\int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} |\dot{F}_{OK}(f)|^2 df \int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} |\dot{F}_{BK}(f) H_i(f)|^2 df (1 + \xi_0)(1 + \xi_i)}, \tag{12}$$

де $\dot{F}_{OK}(f)$, $\dot{F}_{BK}(f)$ – частотні характеристики основного і допоміжного каналів прийому відповідно; $H_i(f)$ – частотна характеристика коригувального фільтра; ξ_0 і ξ_i – відношення потужності власних шумів до потужності перешкоди в основному і i -му компенсаційному підканалі відповідно.

Результати, отримані за допомогою даної формули, ідеалізовані. У зв'язку з цим викликають певний інтерес результати, отримані за допомогою формули (11) порівняно з результатами, отриманими за допомогою розробленої моделі.

Розрахунки робилися для лінійної еквідистантної ґрати з кроком $\lambda_0/2$. Антена основного каналу включала у свій склад 201 випромінювач і була сфазована за нормаллю ($\theta_{MX} = \theta_{MY} = 90^\circ$), до складу допоміжної антени входив 21 випромінювач, її промінь направлявся на джерело перешкод, причому $\theta_S = 90^\circ$. Фазові центри основної і допоміжної антен передбачалися сполученими. Відношення потужності власних шумів до потужності перешкоди в компенсаційних підканалів передбачалося однаковим і вибиралося рівним 0,005.

Результати розрахунків коефіцієнтів придушення для різних напрямків на джерело перешкод представлені в табл. 1–2. При проведенні розрахунків апроксимація необхідної частотної характеристики здійснювалась сумою поліномів Лежандра. Тут кількість компенсаційних підканалів містить інформацію про максимальний порядок апроксимуючого полінома — він на одиницю менше кількості підканалів, оскільки перший підканал має постійну частотну характеристику, описувану поліномом нульового порядку.

Таблиця 1

$2\Delta f_{OTH} = 2\%; r_{OTH} = 400$								
$\theta_x, \text{град}$	135				155			
$K'_n, \text{дБ}$	Кількість підканалів БК							
	1	2	3	4	1	2	3	4
	0,5	10	11	18	0,3	2,3	9	15
$K_n, \text{дБ}$	0,2	9	10,1	17,3	0,2	1,5	8,1	13,8

Таблиця 2

$2\Delta f_{OTH} = 2\%; r_{OTH} = 5000$								
$\theta_x, \text{град}$	135				155			
$K'_n, \text{дБ}$	Кількість підканалів БК							
	1	2	3	4	1	2	3	4
	1,8	5	16	18,8	0,5	1,3	10,5	16
$K_n, \text{дБ}$	1	4	14,8	17,9	0,3	0,8	9,7	15

Таким чином, коефіцієнт придушення блока корекції з одним підканалом характеризує ефективність роботи звичайного одноканального автокомпенсатора. У даних таблицях значення K'_n являє собою коефіцієнт придушення аналогового автокомпенсатора, розрахований на основі наведеної вище формули (11) (тобто ідеалізований випадок), значення K_n – коефіцієнт придушення цифрового автокомпенсатора, розрахований за розробленою моделлю (тобто реальний випадок). У таблицях зазначені смуги перепустки прийомного пристрою $2\Delta f_{OTH}$ і дальність до джерела перешкод r_{OTH} .

Результати розрахунків показують, що коефіцієнти придушення автокомпенсатора, отримані на основі моделі, лише незначно нижчі коефіцієнтів придушення, отриманих на основі розрахункових формул (11), (12).

Висновки

Поряд з аналоговими [3], розглянуті цифрові блоки корекції, у яких при тій же ефективності роботи, що й в аналогових, при використанні однакової кількості компенсаційних підканалів немає необхідності враховувати перехідні процеси. Але у випадку використання цифрових блоків корекції виникає необхідність враховувати: чи досить буде швидкодії обчислювальних засобів.

ЛІТЕРАТУРА:

1. *Денисюк А.Ю.* Використання математичних методів наближення з метою підвищення ефективності заглушення активних широкосмугових перешкод // Вісник ЖДТУ. – № 3 (30). – 2004. – С. 58–67.
2. *Ширман Я.Д., Манжос В.И.* Теорія і техніка обробки радіолокаційної інформації на фоні перешкод. – М.: Радіо і зв'язок, 1961. – 320 с.
3. *Ширман Я.Д., Голиков В.Н.* Теоретические основы радиолокации / Под. ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Сов. радио, 1970. – 268 с.

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.

Подано 21.02.2005

Денисюк А.Ю. Цифрові пристрої взаємної корекції частотних спектрів сигналів.

Денисюк А.Ю. Цифровые устройства .коррекции частотных спектров сигналов.

Denisyuk A.U. Digital correction circuits frequency characteristic chanals.

УДК 621.391.8:621.396.96

Цифрові пристрої взаємної корекції частотних спектрів сигналів/ А.Ю. Денисюк.

В статті розглядається можливість коригування частотної характеристики допоміжного каналу прийому автокомпенсатора за допомогою цифрових блоків корекції. Пропонуються кола коригування, які дозволяють здійснити коригування даного виду.

УДК 621.391.8:621.396.96

Цифровые устройства .коррекции частотных спектров сигналов / А.Ю. Денисюк.

В статье рассматривается возможность коррекции частотной характеристики вспомогательного канала приема автокомпенсатора с помощью цифровых блоков коррекции. Предлагаются цепи коррекции, позволяющие осуществить коррекцию донного вида.

УДК 621.391.8:621.396.96

Digital correction circuits frequency characteristic chanals/ A.U. Denisyuk.

The possibility of auto compensator technique subsidiary channel frequency characteristic correction with the help of the digital correction circuits are viewed in the article. The correction circuits permitting to fulfill the given condition correction are suggested.