

РОЗРОБКА ЦИФРОВИХ ПРИСТРОЇВ КОРЕКЦІЇ ВПЛИВУ ОБЛАСТЕЙ ПІДВИЩЕНОЇ ІОНІЗАЦІЇ НА РОБОТУ БАГАТОПОЗИЦІЙНОГО РАДІОЛОКАЦІЙНОГО КОМПЛЕКСУ

Розглядається можливість побудови цифрових пристроїв взаємної корекції частотних спектрів сигналів корекції, що дозволяють зменшити вплив областей підвищеної іонізації штучного походження на роботу багатопозиційного радіолокаційного комплексу.

Постановка задачі. Безперервне підвищення вимог до обсягу і якості радіолокаційної інформації (РЛІ), перешкодозахищеності і живучості радіолокаційних засобів спонукає спеціалістів не тільки шукати нові технічні рішення при створенні основних компонентів РЛС-антен, передаючих і приймальних пристроїв обробки сигналів тощо, але і розвивати нові напрямки в області радіолокації. Одним з таких перспективних напрямків є багатопозиційна радіолокація [1].

Суттєве ускладнення роботі інформаційних систем можуть створювати іонізовані утворення (області підвищеної іонізації) як природного, так і штучного походження. Штучні області підвищеної іонізації (ОПІ) в силу значно більшої іонізації атмосфери, порівняно з іншими іонізованими утвореннями, швидше змінюють електронну концентрацію всередині ОПІ і зміни їх координат, здійснюють найбільш суттєвий вплив на проходження радіохвиль. У зв'язку з цим доцільним є розробка пристроїв взаємної корекції перекручувань частотних спектрів сигналів, що обумовлені впливом областей підвищеної іонізації штучного походження, з метою компенсації цього впливу. Розробки таких пристроїв для багатопозиційних радіолокаційних комплексів, як показує огляд праць, присвячених даній проблемі [2, 3, 4], не проводились.

В теперішній час для корекції перекручувань частотних спектрів сигналів, що обумовлені впливом ОПІ, доцільно використовувати цифрові пристрої.

Мета дослідження. У зв'язку з вищевказаним становить певний інтерес розробка цифрових пристроїв взаємної корекції перекручувань частотних спектрів сигналів, що обумовлені впливом областей підвищеної іонізації штучного походження, з метою компенсації цього впливу.

Основна частина. Цифрові пристрої взаємної корекції частотних спектрів сигналів. Для корекції перекручувань частотних спектрів сигналів, обумовлених ОПІ, доцільно використовувати цифрові пристрої. Їх сильні сторони: висока стабільність і точність, що практично не залежать від зовнішніх умов; простота і гнучкість оперативної перебудови структури і зміни характеристик; висока швидкодія при малих масі і габаритах тощо.

В [5] уже було відзначено, що вся робота аналогового блока корекції по суті заснована на ідеї автокомпенсації. Тому при побудові цифрового блока корекції також скористаємося ідеєю автокомпенсації. Крім того, треба відзначити, що у випадку реального військового конфлікту імовіріше всього комплексне використання засобів подолання, де поряд з постановкою превентивних висотних ядерних вибухів очікується широке використання постановників активних перешкод. Отже, з метою боротьби з активними перешкодами будуть широко використовуватися автокомпенсатори перешкод. У цьому зв'язку становить визначений інтерес розглянути спочатку питання побудови цифрового автокомпенсатора перешкод, а потім на основі його – питання побудови блока корекції перекручувань частотних спектрів сигналів, обумовлених ОПІ.

На рис. 2 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). На рис. 1 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 [6]. 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 $m \geq l$. Вихідний сигнал автокомпенсатора:

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

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

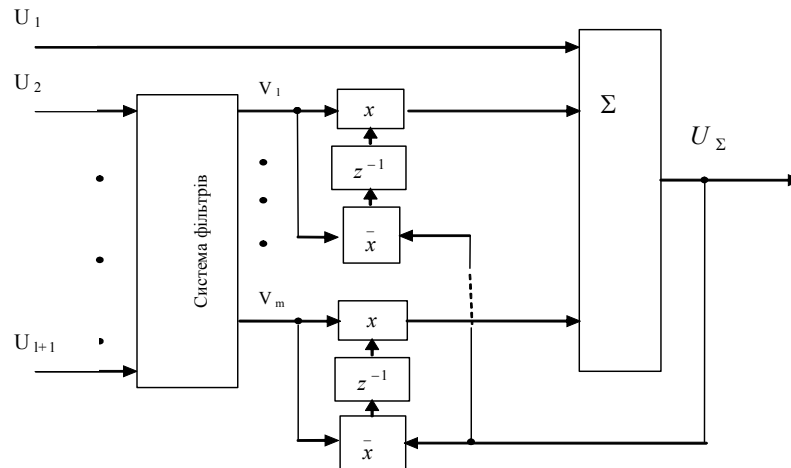


Рис. 1

В аналоговому випадку коефіцієнти передачі формуються за рахунок негативного зворотного зв'язку. У цифровому автокомпенсаторі здійснюється оцифровка комплексних огинаючих сигналів. Тому надалі будемо вважати U_1, V_1, \dots, V_m , матрицями-стовпцями (векторами), розміру $n \times 1$, комплексних огинаючих сигналів, (n – число 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 [6].

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:

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

Введемо наступні позначення:

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

В 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

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

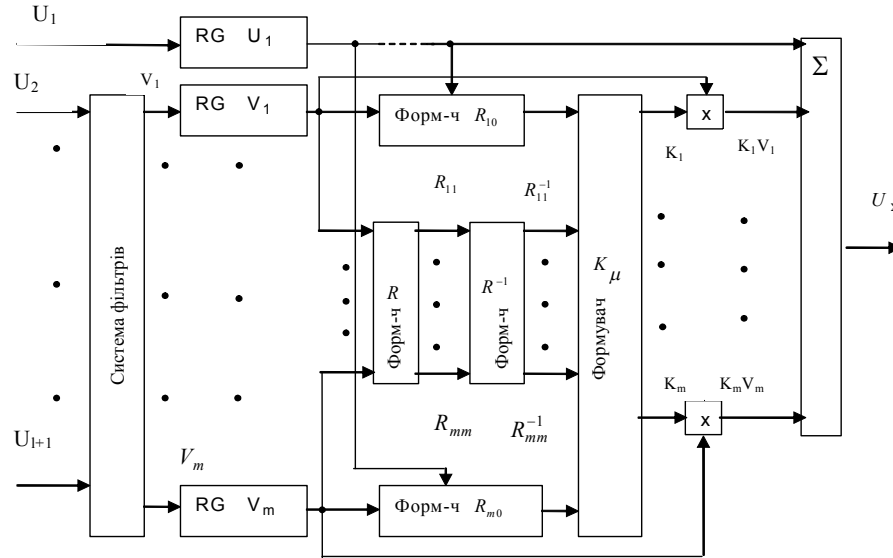


Рис. 2

Підкреслимо, що комплексні вектори U_1, V_1, \dots, V_m 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 та 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 K_{opt} 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 [7]:

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

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

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

Блок-схема цифрового автокомпенсатора, зображеного на рис. 2, 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:

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

Вхідні сюди матриці 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 огибаючої вихідного сигналу цифрового автокомпенсатора буде мати вигляд:

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

Ефект цифрової компенсації перешкод такий же, як і в аналоговому випадку при прагненні коефіцієнта зворотного зв'язку до нескінченності [8]. Зокрема, якщо сигнал основного каналу U_1 є лінійною комбінацією сигналів допоміжних каналів $V_1, \dots, V_m : U_0 = VA$, де A – довільний вектор розміру $m \times 1$, то відповідно до (10) $U_\Sigma = 0$. У цифровому автокомпенсаторі на відміну від аналогового немає необхідності враховувати перехідні процеси, але зате мають місце доволі тверді вимоги до швидкодії.

Даний цифровий автокомпенсатор працює в такий спосіб (рис. 3, де в порівнянні з рис. 2, обмежимося для простоти викладу лише одним з l допоміжних каналів).

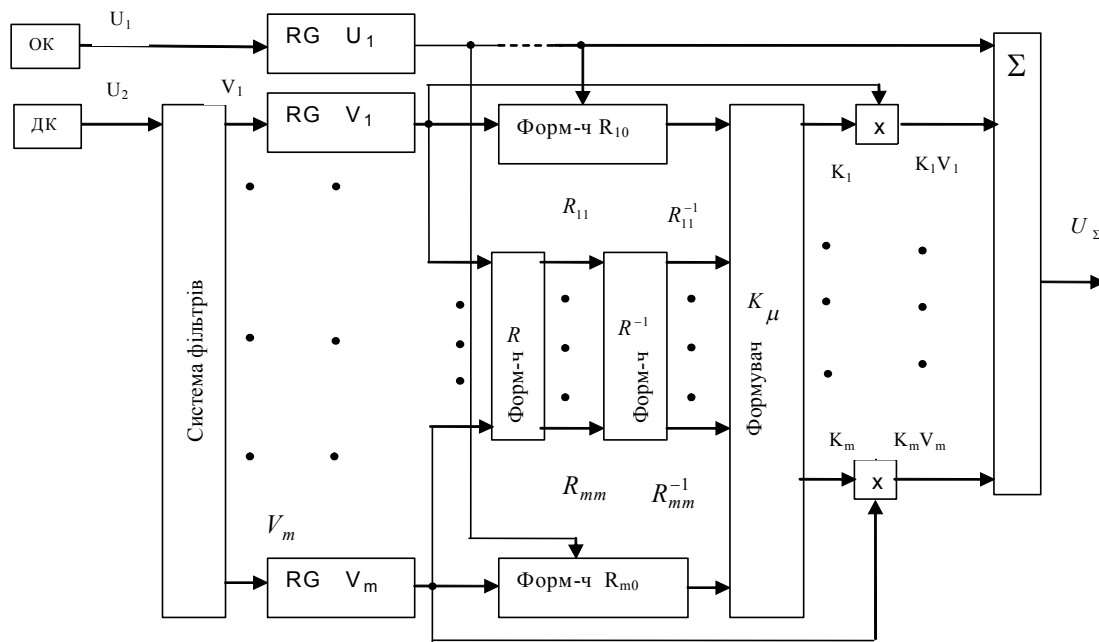


Рис. 3

З виходу основного каналу прийому надходить суміш перешкоди з перекрученим спектром і неспотвореним корисним сигналом $U_1(t)$. З виходу допоміжного каналу надходять практично неспотворені перешкодові коливання $U_2(t)$, спектр яких, проходячи ряд послідовно з'єднаних частотно-залежних фільтрів, здобуває перекручування лінійного, квадратичного, кубічного і т.д. характеру. Це обумовлено тим, що частотна характеристика каналу на виході першого фільтра лінійна: $\dot{H}_1(f) = \dot{S}(f)$ [5, рис. 5, а, б], отже на виході другого фільтра – квадратична $\dot{H}_2(f) = \dot{S}(f)\dot{S}(f) = \dot{S}^2(f)$ і т.д., на виході $(m - 1)$ -го фільтра $\dot{H}_{m-1}(f) = \dot{S}^{m-1}(f)$. Комплексні огибаючі 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 множителів. Комплексна огибаюча сигналу 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 інші входи відповідних множителів і далі – на багатовхідний вихідний суматор, де і відбувається компенсація перешкоди. Усі пристрої формування працюють відповідно до вищевикладеного алгоритму роботи цифрового автокомпенсатора.

На основі викладеного 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 [9].

Розглядався випадок впливу однієї закиданої перешкоди, зокрема 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 числа фільтрів не приводить до істотного росту коефіцієнта придушення. Необхідно відзначити, що розрахунки коефіцієнтів придушення проводилися не за моделлю роботи пристрою, а на основі виразу:

$$K_{\pi} = \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^m |\dot{\rho}_i|^2} \tag{11}$$

Квадрат модуля коефіцієнта кореляції перешкодових коливань в основному і i -му компенсаційному підканалі визначається за формулою [9]:

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

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.

Очевидно, що результати, отримані за допомогою даного виразу, ідеалізовані. У зв'язку з цим становлять інтерес результати, отримані за допомогою виразу (11), які порівняти з результатами, отриманими за допомогою розробленої моделі.

Результати розрахунків коефіцієнтів придушення для різних напрямків на джерело перешкод представлені в табл. 1, 2. При проведенні розрахунків апроксимація необхідної частотної характеристики здійснювалася 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. Таким чином, коефіцієнт придушення блока корекції з одним підканалом характеризує ефективність роботи звичайного одноканального автокомпенсатора. У даних таблицях значення K'_{π} являє собою коефіцієнт придушення аналогового автокомпенсатора, розрахований на основі наведеної вище формули (11) (тобто ідеалізований випадок), значення K_{π} – коефіцієнт придушення цифрового автокомпенсатора, розрахований за розробленою моделлю (тобто реальний випадок). У таблицях зазначені смуги пропускання прийомного пристрою $2\Delta f_{отн}$ і дальність до джерела перешкод $r_{отн}$.

Таблиця 1

2Δf _{отн} = 2%; r _{отн} = 400								
θ _к , град	135				155			
K'π, дБ	Кількість підканалів БК							
	1	2	3	4	1	2	3	4
	0,5	10	11	18	0,3	2,3	9	15
Kπ, дБ	0,2	9	10,1	17,3	0,2	1,5	8,1	13,8

Таблиця 2

$2\Delta f_{\text{отн}} = 2\%; r_{\text{отн}} = 5000$								
$\theta_K, \text{град}$	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

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

Перейдемо тепер до пристроїв взаємної корекції частотних спектрів сигналів, обумовлених ОПІ. З обліком усього вищевикладеного по автокомпенсаторах доцільно побудувати блоки корекції таким чином, щоб мати універсальний пристрій, який можна було б використовувати, в залежності від ситуації, що складається, і як автокомпенсатор, і як блок корекції.

На [5, рис. 5] та рис. 4 зображені рознесені радіолокаційні системи з аналоговим і цифровим блоками корекції.

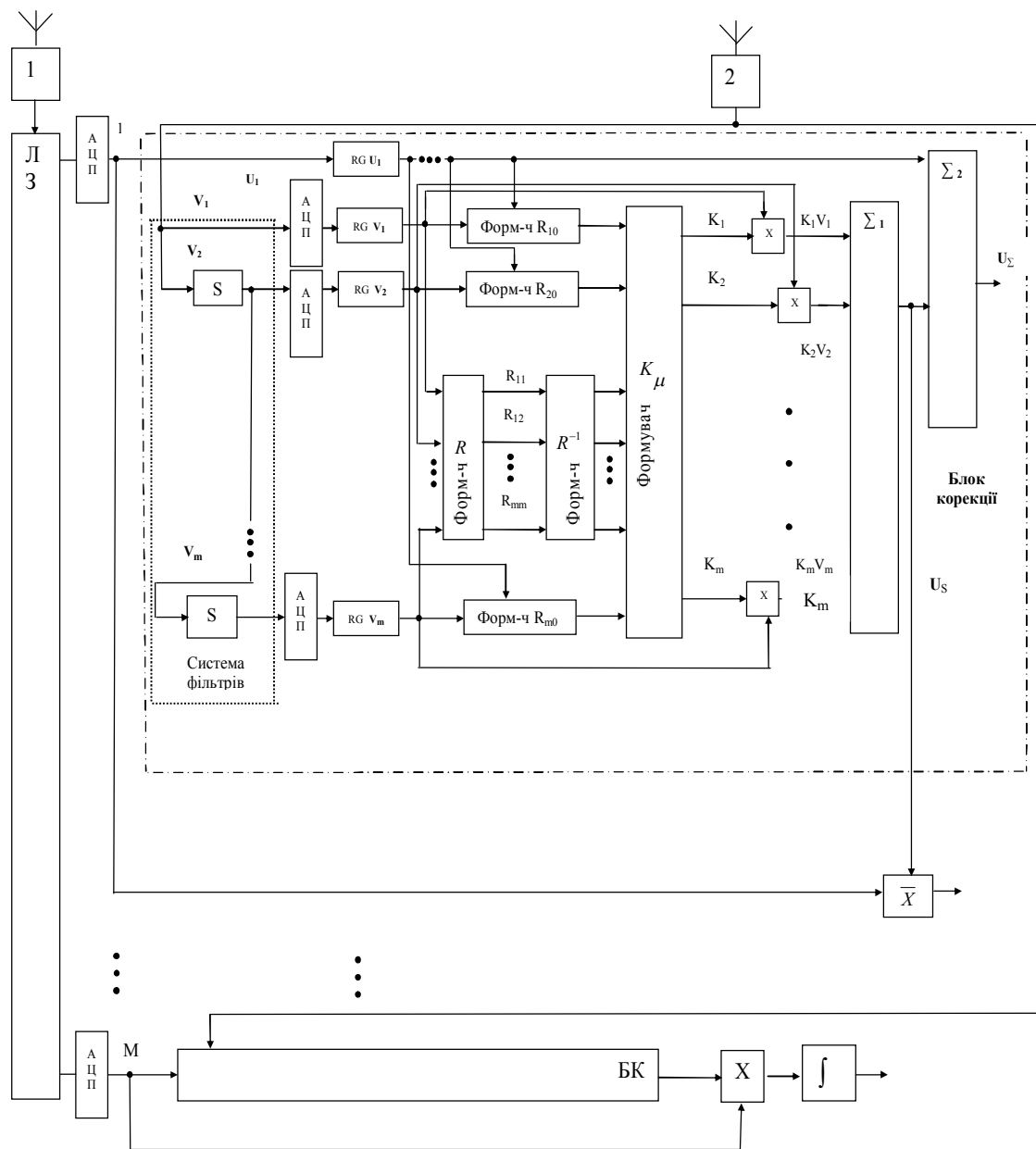


Рис. 4

Блоки корекції тут виділені пунктирною лінією і можуть бути також використані як автокомпенсатор. У блоці корекції, на відміну від автокомпенсатора, мається додатковий вихід, сигнал з якого надходить на корелятор. Цей вихід у випадку використання блока корекції як автокомпенсатора може бути не задіяний.

Алгоритм роботи рознесеної системи з цифровим блоком корекції (див. рис. 4), побудованої на основі такої ж системи з аналоговим блоком корекції, може бути описаний у такий спосіб [6]. Відбитий від цілі сигнал, проходячи по різних трасах через область підвищеної іонізації, приймається в рознесених пунктах 1 і 2. Умовимося, як і в [5] при описі роботи рознесеної системи, що перекручування спектра сигналу на виході другого каналу прийому більш істотні, ніж на виході першого. Сигнал на виході другого каналу прийому $U_2(t)$ будемо називати «перекрученим», а на виході першого каналу прийому $U_1(t)$ – «неспотвореним».

З виходу першого каналу прийому «неспотворений» корисний сигнал $U_1(t)$ надходить на вхід багатовідвідної лінії затримки, а з її відводів через аналого-цифрові перетворювачі АЦП – на перші входи відповідних кореляторів і блоків корекції. «Перекручений» сигнал $U_2(t)$ з виходу другого каналу прийому приходить безпосередньо на другі входи всіх блоків корекції. У кожному з блоків корекції здійснюється підстроювання більш перекрученого сигналу під спектр менш перекрученого.

Робота блока корекції цілком аналогічна роботі автокомпенсатора, описаного вище. Відповідно аналогічні і розрахункові співвідношення (1...10), що описують алгоритм роботи.

Тут також, як уже було показано при описі алгоритму роботи цифрового автокомпенсатора, якщо сигнал $U_1(t)$ є лінійною комбінацією сигналів $V_1, V_2, \dots, V_m : U_1 = VA$, де A – довільний вектор розміру $m \times 1$, то відповідно до (10) $U_\Sigma = 0$. У даному випадку це говорить про те, що сигнал на виході першого суматора $U_S = U_1$.

Таким чином, здійснюється вирівнювання спектрів сигналів, прийнятих різними приймальними пунктами. Спектр сигналу на виході першого суматора Σ_1 , що надходить на вхід корелятора, максимально наближений до спектра «неспотвореного» сигналу U_1 , що також надходить на вхід корелятора, що в підсумку призведе до підвищення відносин сигнал/шум на виході пропонованого пристрою [6].

Розрахунок матриці K_{omm} (див. вираз (5)) значно спроститься у випадку ортогональності сигналів V_1, V_2, \dots, V_m , тобто коли матриця R^{-1} стає діагональною. Для ортогоналізації сигналів V_1, V_2, \dots, V_m необхідно пропустити сигнал U_2 через систему фільтрів з ортогональними частотними характеристиками. Найкраще для цього використовувати, як було показано в [10], систему фільтрів, що формує необхідну частотну характеристику каналу прийому у вигляді суми ортогональних поліномів Лежандра [10, рис. 1]. Для цього в систему частотно-залежних фільтрів [5, рис. 5 а, б] необхідно додатково ввести вагові підсилювачі і суматори (рис. 4).

Усе наведене вище являє собою не що інше, як алгоритм роботи рознесеної радіолокаційної системи з цифровими блоками корекції. На основі даного алгоритму була розроблена математична модель роботи рознесеної радіолокаційної системи з цифровими блоками корекції частотних характеристик каналів прийому в умовах прикриття цілі (постановника перешкод) ОПІ. Дана модель містить у собі модель ОПІ, модель розрахунку траси поширення сигналу через ОПІ, а також безпосередньо саму модель роботи рознесеної радіолокаційної системи. У моделі враховане положення всіх чотирьох РЛС, що входять до складу багатопозиційного радіолокаційного комплексу [11, рис. 1], щодо цілі (постановника перешкод), області підвищеної іонізації, а також зміна цього відносного положення за мірою руху цілі (постановника перешкод) до об'єкта, що обороняється, і спливання ОПІ. Крім того, у моделі врахована електронна концентрація стандартної атмосфери в залежності від висоти над рівнем Землі і географічної широти центра вибуху; передбачена можливість підключення будь-якої пари РЛС, що входять до складу багатопозиційного радіолокаційного комплексу, ступінь впливу на які ОПІ найменша.

Результати розрахунків модуля коефіцієнта кореляції сигналів на виході інтегратора (рис. 4) при застосуванні ланцюгів корекції, що формують необхідну частотну характеристику каналу прийому у вигляді суми ортогональних поліномів Лежандра, наведені в табл. 3, 4. Розрахунки проводилися в залежності від потужності ядерного вибуху q , часу t , що пройшов від його початку і частоти зондування f для радіолокаційних станцій 1 і 4 [11, рис. 1].

Таблиця 3

Вихідні дані $f = 2 \pm 0,5ГГц$; $t = 20сек$; РЛС 1 и 4					
$q_{КТ}$	2000	1000	400	200	100

Вихідне значення коеф-та кореляції (без застосування БК)		0,218	0,232	0,285	0,344	0,355	
Апроксимація поліномом Лежандра	Кількість підканалів блока корекції	1	0,218	0,232	0,285	0,344	0,355
		2	0,444	0,473	0,586	0,7	0,711
		3	0,688	0,731	0,916	0,99	0,99
		4	0,96	0,99	0,99	0,999	0,999

Таблиця 4

Вихідні дані $f = 2 \pm 0,5 \text{ ГГц}$; $q = 1000 \text{ КТ}$; РЛС 1 и 4						
$t, \text{с}$		20	50	100	150	
Вихідне значення коеф-та кореляції (без застосування БК)		0,232	0,251	0,291	0,329	
Апроксимація поліномом Лежандра	Кількість підканалів блока корекції	1	0,232	0,251	0,291	0,329
		2	0,473	0,528	0,627	0,729
		3	0,722	0,826	0,99	0,99
		4	0,98	0,99	0,999	0,999

Висновок. Результати розрахунків показують, що ефект, одержуваний від застосування цифрового блока корекції, практично такий же, як і в аналоговому випадку [11, табл. 1–3], при прагненні коефіцієнта зворотного зв'язку до нескінченності. Але в даному випадку, при досить твердих вимогах до швидкодії, немає необхідності враховувати перехідні процеси.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Черняк В.С., Заславский Л. П., Осипов Л.В. Многопозиционные радиолокационные станции и системы // Зарубежная радиоэлектроника. – 1997. – № 1.
2. Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме.– М.: Физматгиздат, 2000.
3. Ширман Я.Д., Манжос В.И. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981.
4. Скольник М. Введение в технику радиолокационных систем. – М.: Мир, 1995.
5. Денисюк А.Ю. Розробка пристроїв корекції впливу областей підвищеної іонізації на роботу багатопозиційного радіолокаційного комплексу // Вісник ЖДТУ. – 2006. – № 2 (37). – Житомир: ЖДТУ. – С. 49–55.
6. Красногоров С.И., Денисюк А.Ю. Рознесена радіолокаційна система з цифровою корекцією перекручувань частотних спектрів сигналів, обумовлених впливом іоносферних неоднорідностей // Радіотехніка. – Харків: Вища школа, 1992.– Вип. 103.– С. 24–27.
7. Ширман Я.Д., Манжос В.И. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981.
8. Ширман Я.Д., Голиков В.Н. та ін. Теоретичні основи радіолокації / За ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Сов.радио, 1970.

9. Денисюк А.Ю. Використання математичних методів наближення з метою підвищення ефективності заглушення активних широкосмугових перешкод // Вісник ЖДТУ.– № 3 (30).– Житомир: ЖДТУ, 2004.– С. 58–61.
10. Денисюк А.Ю. Розробка пристроїв корекції впливу областей підвищеної іонізації з ортогональними підканалами на роботу багатопозиційного радіолокаційного комплексу // Вісник ЖДТУ. – 2006. – № 3 (38). – С. 72–80.
11. Денисюк А.Ю. Оцінка впливу областей підвищеної іонізації на кореляцію сигналів, що приймаються в приймальних пунктах багатопозиційного радіолокаційного комплексу // Вісник ЖДТУ. – 2006. – № 1 (36). – С. 51–57.

ДЕНИСЮК Анатолій Юрійович – кандидат технічних наук, доцент, 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 19.12.2006

Денисюк А.Ю. Розробка цифрових пристроїв корекції впливу областей підвищеної іонізації на роботу багато позиційного радіолокаційного комплексу

Денисюк А.Ю. Разработка цифровых устройств коррекции влияния областей повышенной ионизации на работу многопозиционного радиолокационного комплекса

Denisyuk A. U. Work out digital arrangements proofs of the influence regions rise ionization on the work radiobroadcasting station.

УДК 621.391.8:621.396.96

Розробка цифрових пристроїв корекції впливу областей підвищеної іонізації на роботу багатопозиційного радіолокаційного комплексу / А.Ю. Денисюк.

В статті розглядається можливість побудови цифрових пристроїв взаємної корекції частотних спектрів сигналів корекції, що дозволяють зменшити вплив областей підвищеної іонізації штучного походження на роботу багатопозиційного радіолокаційного.

УДК 621.391.8:621.396.96

Разработка цифровых устройств коррекции влияния областей повышенной ионизации на работу многопозиционного радиолокационного комплекса / А.Ю. Денисюк.

В статье рассматривается возможность построения цифровых устройств взаимной коррекции, позволяющих уменьшить влияние областей повышенной ионизации искусственного происхождения на работу многопозиционного радиолокационного комплекса .

УДК 621.391.8:621.396.96

Work out digital arrangements proofs of the influence regions rise ionization on the work radiobroadcasting station / A.U. Denisyuk.

Examine digital arrangements decrease of the influence regions rise ionization on the work radiobroadcasting station.