

А.Ю. Денисюк, к.т.н., доц.

Житомирський військовий інститут радіоелектроніки ім. С.П. Корольова

РОЗРОБКА ПРИСТРОЇВ КОРЕКЦІЇ ВПЛИВУ ОБЛАСТЕЙ ПІДВИЩЕНОЇ ІОНІЗАЦІЇ З ОРТОГОНАЛЬНИМИ ПІДКАНАЛАМИ НА РОБОТУ БАГАТОПОЗИЦІЙНОГО РАДІОЛОКАЦІЙНОГО КОМПЛЕКСУ

Розглядається декілька способів ортогоналізації підканалів пристроїв корекції перекручувань частотних спектрів сигналів та здійснена порівняльна оцінка їх ефективності.

Постановка задачі. Безперервне підвищення вимог до обсягу та 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 й розвивати нові напрямки в області радіолокації. Одним з таких перспективних напрямків є багатопозиційна радіолокація [1].

Суттєво ускладнити роботу інформаційних систем можуть іонізовані утворення (області підвищеної іонізації) як природного, так і штучного походження. Штучні області підвищеної іонізації (ОПІ) через значно більшу іонізацію атмосфери, порівняно з іншими іонізованими утвореннями, більш швидко змінюють електронну концентрацію всередині ОПІ та зміни їх координат, найбільш суттєво впливають на проходження радіохвиль. Необхідно також мати на увазі, що за рахунок ОПІ можливе істотне перекручування радіосигналів, що обумовлене дисперсійними властивостями середовища [2]. В природних умовах перекручування частотних спектрів сигналів у радіолокаційному діапазоні хвиль порівняно невеликі [3, 4] і можуть бути враховані методами іоносферного зондування. В умовах порушення іоносфери застосуванням штучних областей підвищеної іонізації перекручування сигналів різко зростають. Обробка прийнятих сигналів без обліку перекручувань не дозволяє реалізувати потенційну дозволяючу здатність і точність виміру координат цілей, що призводить до різкого зниження інформативності радіолокаційної системи, навіть до повного «осліплення» останньої [5]. Використання методів іоносферного зондування в даному випадку не ефективно через швидкоплинність зміни параметрів штучними ОПІ. Тому виникає задача оптимального когерентного прийому сигналів з обліком невідомих точно дисперсійних перекручувань, розв'язання якої дозволяє реалізувати потенційні характеристики багатопозиційного радіолокаційного комплексу з урахуванням впливу середовища. Логічним завершенням цього рішення повинен бути синтез реальних пристроїв оптимальної обробки перекручених сигналів й аналіз їхніх потенційних можливостей.

Найбільш природнім способом корекції дисперсійних перекручувань є фільтровий [6, 7], при якому перекручений сигнал подається на коригувальний фільтр, фазочастотна характеристика якого обернена за законом характеристики навколишнього середовища. Особливістю компенсації таких перекручувань можна вважати необхідність її автоматизації, що обумовлюється швидкістю та значними межами зміни параметрів перекручувань.

Безсумнівною перевагою фільтрового способу є його універсальність щодо виду зондувального сигналу, однак для його реалізації можуть знадобитися досить широкосмугові дисперсійні фільтри, що з погляду реалізації може виявитися досить проблематичним.

У випадку довільних сигналів навіть плавні перекручування фазочастотних спектрів призводять до складних перекручувань комплексних обвідних [6, 7]. Однак в окремому випадку широкосмугових ЛЧМ-сигналів перекручування комплексних обвідних виявляються порівняно простими і у першому наближенні виражаються в зміні параметрів закону внутрішньоімпульсної частотної модуляції. Такі перекручування можна компенсувати гетеродинним способом, що добре сполучається з комбінованою (обробкою ЛЧМ-сигналів, коли на вході приймального пристрою здійснюється часткова демодуляція відбитих сигналів. При цьому ширина спектра перетворених сигналів зменшується приблизно на порядок, а пристрій корекції виявляється значно більш вузькосмуговим, чим пристрій фільтрової корекції.

Як впливає з викладеного вище, дані способи не позбавлені істотних недоліків: фільтровий спосіб універсальний до виду сигналу, але його реалізація в досить широкій смузі частот [8] може виявитися проблематичною; гетеродинний спосіб позбавлений цього недоліку, але він може бути реалізований лише у випадку ЛЧМ-зондувальних сигналів, коли перекручування виявляються порівняно простими. Крім того, обидва перераховані способи корегують лише перекручування фазочастотних спектрів сигналів, а в [9] було показано, що припущення про можливість зневаги залежністю загасання сигналу від частоти є несправедливим.

В [10] було запропоновано декілька способів корекції перекручувань частотних спектрів сигналів, обумовлених впливом ОПІ, що позбавлені перерахованих вище недоліків. В [10] також були

запропоновані варіанти технічної реалізації пристроїв корекції перекручувань частотних спектрів сигналів, обумовлених впливом ОПІ. Але запропоновані в [10] пристрої мають неортогональні підканалі, а як відомо, коливання сигналу неортогональних підканалів корельовані між собою, що призводить до збільшення часу перехідних процесів. Таким чином, виникає задача ортогоналізації підканалів з метою зменшення часу перехідних процесів.

В даній статті пропонуються декілька способів ортогоналізації підканалів пристроїв корекції перекручувань частотних спектрів сигналів та здійснена порівняльна оцінка їх ефективності, в порівнянні з запропонованими в [10] і між собою.

Мета дослідження. В зв'язку з наведеним вище викликає певний інтерес розробка пристроїв взаємної корекції перекручувань частотних спектрів сигналів з ортогональними підканалами, що обумовлені впливом областей підвищеної іонізації штучного походження, з метою зменшення часу перехідних процесів.

Основна частина. В рознесеній радіолокаційній системі (рис. 1) застосовується апроксимація необхідної частотної характеристики коригувального фільтра ваговою сумою ортогональних поліномів Лежандра, перших п'ять з яких мають такий вигляд [11]:

$$P_0(x) = 1; P_1(x) = x; P_2(x) = \frac{1}{2}(3x^2 - 1); \tag{1}$$

$$P_3(x) = \frac{1}{2}(5x^3 - 3x); P_4(x) = \frac{1}{8}(35x^4 - 30x^2 + 3).$$

Відомо [11], що дві в 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) виконується з одиничною вагою на інтервалі $[-1, 1]$. Для того, щоб зберегти її 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 набувають такого вигляду:

$$\dot{H}_0(f) = 1; \dot{H}_1(f) = \frac{f - f_0}{\Delta f}; \dot{H}_2(f) = \frac{1}{2} \left[3 \left(\frac{f - f_0}{\Delta f} \right) - 1 \right]; \tag{2}$$

$$\dot{H}_3(f) = \frac{1}{2} \left[5 \left(\frac{f - f_0}{\Delta f} \right)^3 - 3 \left(\frac{f - f_0}{\Delta f} \right) \right];$$

$$\dot{H}_4(f) = \frac{1}{8} \left[35 \left(\frac{f - f_0}{\Delta f} \right)^4 - 30 \left(\frac{f - f_0}{\Delta f} \right)^2 + 3 \right],$$

а частотна характеристика фільтра представляється їхньою ваговою сумою:

$$\dot{H}(f) = \sum_{i=0}^{m-1} K_i \dot{H}_i(f). \tag{3}$$

Робота системи, що реалізує цей спосіб побудови коригувального фільтра, аналогічна описаній в [10]. Відмінною рисою системи є те, що для формування частотних характеристик компенсаційних підканалів відповідно до виразів (2) додатково введені вагові підсилювачі та суматори. Кількість входів кожного введенного суматора дорівнює кількості членів відповідного полінома Лежандра, а коефіцієнти підсилення вагових підсилювачів пропорційні коефіцієнтам при відповідних ступенях цього полінома.

Для апроксимації необхідної частотної характеристики коригувального фільтра можна скористатися такою системою ортогональних поліномів Чебишева першого роду, перші п'ять з яких записуються так [11]:

$$P_0(x) = 1; P_1(x) = x; P_2(x) = 2x^2 - 1;$$

$$P_3(x) = 4x^3 - 3x; P_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1. \tag{4}$$

Ці поліноми ортогональні на інтервалі $[-1,1]$ з вагою $\frac{1}{\sqrt{1-x^2}}$. Частотні характеристики підканалів, ортогональні в смузі пропускання прийомного пристрою $2\Delta f$, що аналогічно попередньому; їх можна записати у вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{H}_0(f) &= 1; \dot{H}_1(f) = \frac{f-f_0}{\Delta f}; \dot{H}_2(f) = 2\left(\frac{f-f_0}{\Delta f}\right)^2 - 1; \\ \dot{H}_3(f) &= 3\left(\frac{f-f_0}{\Delta f}\right)^3 - 3\left(\frac{f-f_0}{\Delta f}\right); \dot{H}_4(f) = 8\left(\frac{f-f_0}{\Delta f}\right)^4 - 8\left(\frac{f-f_0}{\Delta f}\right) + 1; \end{aligned} \quad (5)$$

при цьому вага

$$\dot{W}(f) = 1 / \sqrt{1 - \left(\frac{f-f_0}{\Delta f}\right)^2}.$$

Структурна схема відповідної рознесеної радіолокаційної системи зображена на рис. 2. Множник $\sqrt{\dot{W}(f)}$ може бути реалізований на основі суматора і нелінійного елемента НІ, що здійснює операцію витягу кореня четвертого ступеня і набуває зворотного значення.

1. Методика оцінки ефективності роботи рознесеної радіолокаційної системи з ланцюгами корекції частотної характеристики каналу прийому

Зіставляючи ефективність роботи ланцюгів корекції перекручувань частотних спектрів сигналів різних типів, необхідно їх оцінювати за декількома показниками якості. Найважливішими з них є відносне збільшення відносин сигнал/шум при застосуванні ланцюгів корекції каналу прийому і час перехідних процесів при адаптації. Варто мати на увазі також апаратні витрати, простоту реалізації та можливість якісного настроювання і регулювання елементів пристрою. Зупинимося докладніше на перших двох показниках.

Методика розрахунку виграшу у відношенні сигнал/шум при застосуванні ланцюгів корекції частотних характеристик каналу прийому

Одержимо співвідношення для розрахунку відносини сигнал/шум стосовно до рознесених систем, що описані в [10] та в даній статті.

Нехай на перший і другий вхід корелятору надходить той самий сигнал, спектр якого $U_1(f)$, де f – частота. Потужність сигналу на виході корелятору становить:

$$P_{11} = \int_{-\infty}^{\infty} |U_1(f)|^2 df.$$

Якщо на входи корелятору надходять різні сигнали $U_1(f)$ і $U_2(f)$, то їхня взаємна потужність така:

$$P_{12} = \left| \int_{-\infty}^{\infty} U_1(f)U_2^*(f)df \right| = |\rho| \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |U_1(f)|^2 df \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |U_2(f)|^2 df},$$

де $|\rho| = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} U_1(f)U_2^*(f)df \right|}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |U_1(f)|^2 df \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |U_2(f)|^2 df}}$ – коефіцієнт взаємної кореляції сигналів.

Відношення сигнал/шум для двох розглянутих вище випадків можна представити у такому вигляді:

$$q_{11}^2 = \frac{P_{11}}{P_u}; \quad q_{12}^2 = \frac{P_{12}}{P_u}.$$

Для спрощення математичних викладень припустимо, що потужності сигналів на виходах каналів однакові, чого можна домогтися, наприклад, застосуванням схем АРП. Нехай однакові також і потужності шумів. Тоді

$$\frac{q_{12}^2}{q_{11}^2} = \frac{P_{12}}{P_u} \frac{P_u}{P_{11}} = \frac{|\rho| \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |U_1(f)|^2 df \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |U_2(f)|^2 df}}{\int_{-\infty}^{\infty} |U_1(f)|^2 df} = |\rho|,$$

звідки – $q_{12}^2 = |\rho| q_{11}^2$.

При наявності m підканалів блока корекції (рис. 1) результуюче значення відносини сигнал/шум на виході пристрою таке:

$$q_{корр}^2 = \sum_{i=0}^{m-1} q_{12i}^2 = q_{11}^2 \sum_{i=0}^{m-1} |\rho_i|, \tag{6}$$

де q_{12i}^2 – відношення сигнал/шум на виході пристрою, що забезпечується за допомогою i -го підканалу блока корекції; $|\rho_i|$ – модуль коефіцієнта взаємної кореляції сигналів на виході першого каналу прийому та i -го підканалу блока корекції, що обумовлений за формулою:

$$|\rho_i(\tau)| = \frac{\left| \int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} F_1^*(f) F_2(f) H_i(f) e^{j2\pi f\tau} df \right|}{\sqrt{\int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} |F_1(f)|^2 df \cdot \int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} |F_2(f) H_i(f)|^2 df}}, \tag{7}$$

де H_i – частотна характеристика i -го підканалу блока корекції.

При цьому для спрощення розрахунків вважаємо, що $\tau = 0$ (тобто затримка скомпенсована точно).

Очевидно, що відношення сигнал/шум на виході пристрою, що не має ланцюгів корекції, визначається лише першим додатком суми (6), що видно зі схеми блок корекції, зображеної на рис. 1:

$$q_{без\ корр}^2 = q_{11}^2 |\rho_0|,$$

де $|\rho_0|$ – модуль коефіцієнта взаємної кореляції сигналів першого та другого каналів прийому, або, що теж саме, модуль коефіцієнта взаємної кореляції сигналів на виході першого каналу прийому і «нульового» підканалу, блока корекції.

Таким чином, збільшення відносини сигнал/шум на виході рознесеної радіолокаційної системи внаслідок застосування ланцюгів корекції каналу прийому можна оцінити, виходячи зі співвідношення:

$$\frac{q_{корр}^2}{q_{без\ корр}^2} = \frac{q_{11}^2 \sum_{i=0}^{m-1} |\rho_i|}{q_{11}^2 |\rho_0|} = \frac{\sum_{i=0}^{m-1} |\rho_i|}{|\rho_0|}. \tag{8}$$

Оцінка часу перехідних процесів у рознесених системах із блоками корекції, що містять декілька підканалів

Відомо, що в багатопозиційних автокомпенсаторах час перехідних процесів може істотно затягуватися через корельованість перешкодових коливань від одного джерела в допоміжних каналах прийому.

Аналогічні явища відбуваються й у рознесеній системі з ланцюгами корекції частотної характеристики каналу прийому, що мають декілька підканалів з неортогональними частотними характеристиками [10]. Тому для оцінки швидкості перехідних процесів у рознесеній системі з ланцюгами корекції різних типів можна скористатися методикою, основні ідеї якої викладені в [2]. Швидкість адаптації в даному випадку залежить від власних чисел кореляційної матриці перекручувань, обумовлених впливом областей підвищеної іонізації в підканалах блока корекції $\Phi = [\Phi_{ij}]$.

Кореляційний момент перекручувань, обумовлених впливом ОП, у i та j -му підканалах у розглянутому випадку виражається формулою:

$$\Phi_{ij} = \int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} \dot{F}_2(f) \dot{H}_i(f) \dot{F}_2^*(f) \dot{H}_j^*(f) df, \tag{9}$$

де $\dot{F}_2(f)$ – частотна характеристика траси поширення сигналу від цілі до другого каналу прийому, $\dot{H}_i(f)$ – частотна характеристика i -го підканалу блока корекції. Власні числа матриці Φ визначаються з рівняння:

$$|\Phi - \lambda I| = 0,$$

де $X = (\chi_1 \ \chi_2 \ \chi_3 \dots \chi_m)$ – вектор-рядок власних значень; I – одинична матриця; m – кількість підканалів блока корекції.

Знаючи власні числа χ_i , можна знайти еквівалентні постійні часу при замкнутому ланцюзі зворотного зв'язку:

$$T_{\text{эi}} = \frac{T}{1 + \gamma_0 \chi_i},$$

де T – постійна часу інтегратора при розімкнутому ланцюзі зворотного зв'язку; γ_0 – коефіцієнт підсилення на виході реального інтегратора.

Тривалість перехідних процесів, що відповідають різним власним числам χ_i , становить:

$$t_{\text{ycmi}} = T_{\text{эi}} \ln d, \quad (10)$$

де $1/d = |Y_{\Sigma} / Y_0|$ – рівень відліку; Y_0 і Y_{Σ} – напруги на другому вході другого суматора і на виході другого суматора блока корекції відповідно.

Таким чином, із усього викладеного вище видно, що, знаючи математичний опис різних коригувальних фільтрів, можна розрахувати відповідні кореляційні матриці Φ та на їхній основі зіставити час перехідних процесів.

Описана методика дозволяє також оцінювати погіршення параметрів перехідних процесів у рознесеній системі з ортогональними підканалами блока корекції внаслідок різного роду факторів, що порушують ортогональність. Такими факторами можуть бути, наприклад, технологічний розкид параметрів елементів схеми, або їхній часовий дрейф у процесі експлуатації.

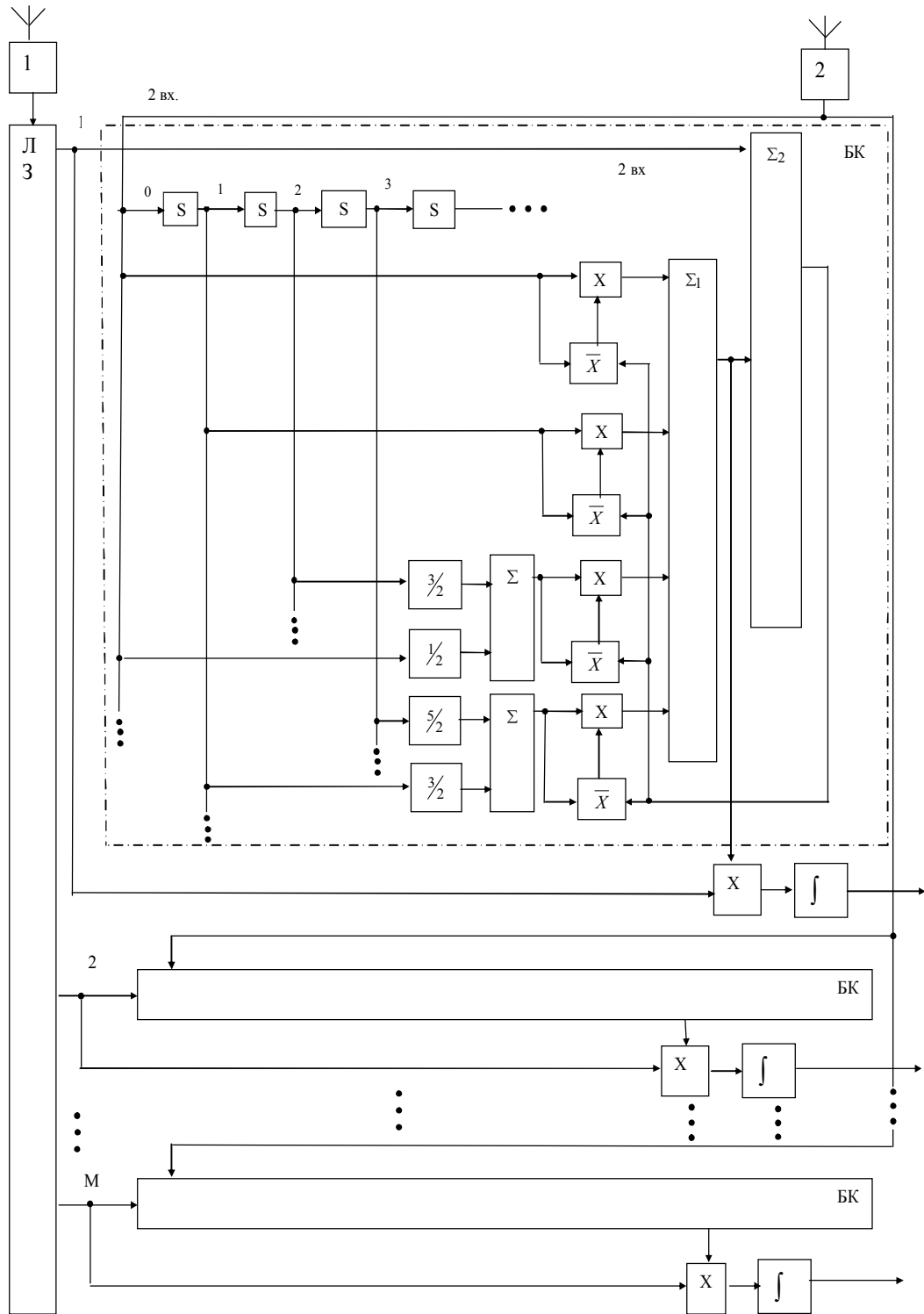


Рис. 1

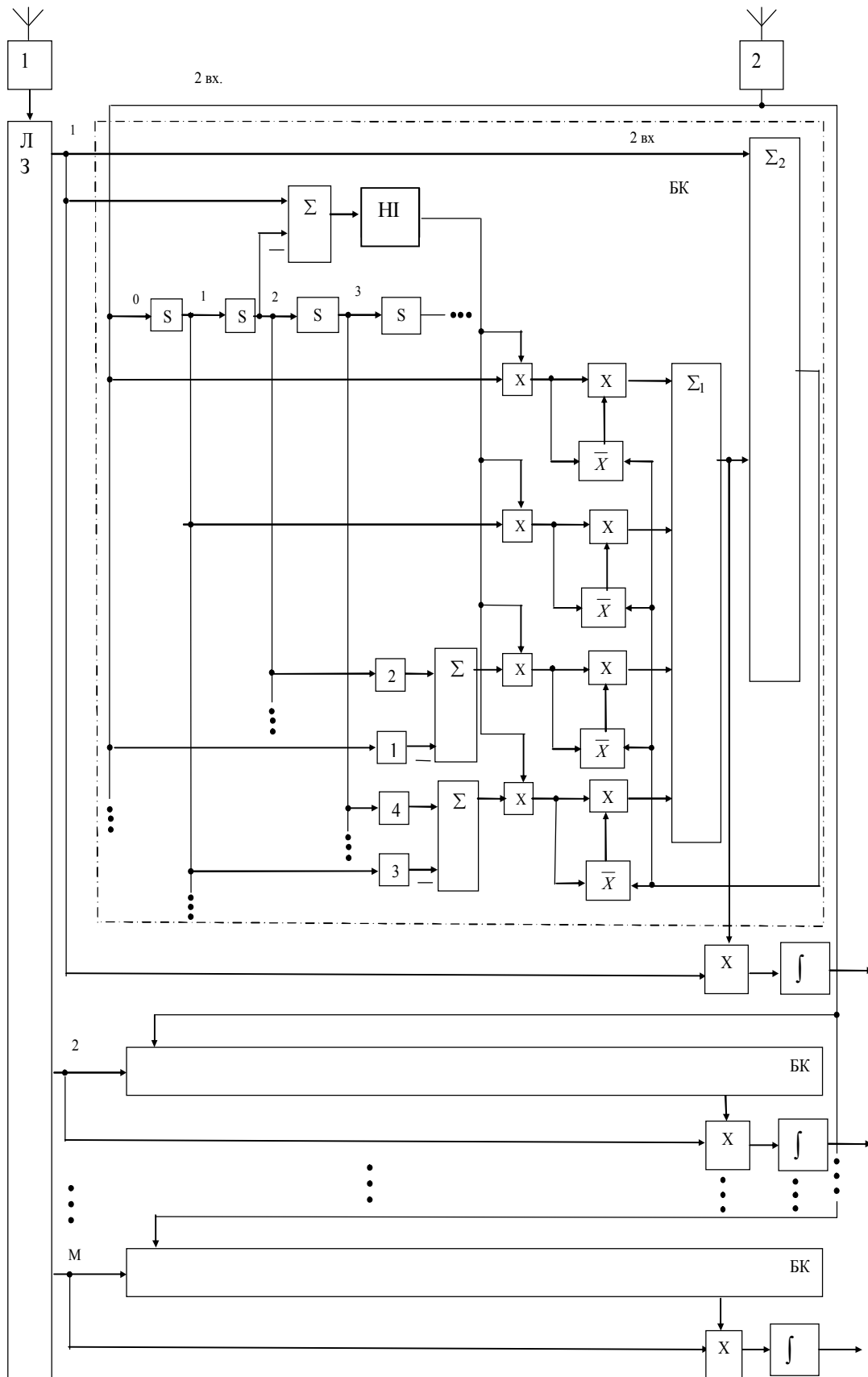


Рис. 2

2. Порівняння ефективності роботи рознесеної радіолокаційної системи з різними типами ланцюгів корекції частотної характеристики каналу прийому

Порівняння ефективності роботи рознесеної системи з ланцюгами корекції різних типів було проведено на основі розрахунку виграшу у відношенні сигнал/шум і тривалості перехідних процесів при адаптації.

Результати розрахунків показують, що величини відносного збільшення відносини сигнал/шум блоків корекції, в яких здійснюється апроксимація необхідної частотної характеристики сумою членів статежного ряду [10], сумою поліномів Лежандра, а також сумою поліномів Чебишева першого роду, приблизно однакові. Точність поліноміальної апроксимації залежить від конкретного виду апроксимуємої функції, у даному випадку частотної характеристики каналу прийому, і підвищується зі збільшенням ступеня апроксимуючого полінома, тобто зі збільшенням числа компенсаційних підканалів. При цьому підвищується виграш у відношенні сигнал/шум.

Виходячи з особливостей технічного виконання блоків корекції рознесених систем, що здійснюють поліноміальну апроксимацію необхідної частотної характеристики каналу прийому, можна помітити, що найбільш простим з них є блок корекції, в якому необхідна частотна характеристика представляється сумою членів статежного ряду [10], найбільш складним – сумою ортогональних поліномів Чебишева першого роду (рис. 2).

Розглянемо тепер питання про тривалість перехідних процесів при адаптації в блоках корекції з різними типами ланцюгів корекції.

Як відзначалося вище, частотні характеристики компенсаційних підканалів, що описуються поліномами Лежандра і Чебишева першого роду, ортогональні в смузі пропускання прийомного пристрою; частотні характеристики підканалів, що описуються членами статежного ряду [10], такими не є. Коливання сигналу неортогональних підканалів корельовані між собою, що призводить до збільшення часу перехідних процесів. Розрахунки, проведені відповідно до викладеної вище методики, показують, що швидкість адаптації блока корекції з ланцюгом корекції, що здійснює апроксимацію необхідної частотної характеристики каналу прийому сумою поліномів Лежандра, перевищує швидкість адаптації блока корекції з ланцюгом корекції, що здійснює апроксимацію сумою членів статежного ряду, при трьох підканалах – у 2,3 рази, при чотирьох – 6,4 рази, і при п'ятьох – у 11,9 рази [10].

Такий же виграш у швидкодії забезпечує і блок корекції з ланцюгом корекції, що здійснює апроксимацію необхідної частотної характеристики сумою поліномів Чебишева першого роду, однак, як відзначалося вище, його конструкція складніша.

Частотні характеристики підканалів, що описуються кратними гармоніками [10], є ортогональними в смузі прийому. Однак, як було показано в [10], виграш у відношенні сигнал/шум блоків корекції з такими ланцюгами корекції помітно нижчий, ніж у блоків корекції з ланцюгами корекції, що здійснюють поліноміальну апроксимацію необхідної частотної характеристики каналу прийому.

Виходячи з викладеного, серед розглянутих тут блоків корекції рознесених радіолокаційних систем найкращим є блок корекції з ланцюгом корекції, що реалізує апроксимацію необхідної частотної характеристики сумою ортогональних поліномів Лежандра.

Висновок. Виходячи з викладеного, серед розглянутих блоків корекції найбільш ефективним є блок корекції, що реалізує апроксимацію необхідної частотної характеристики сумою ортогональних поліномів Лежандра. Даний блок корекції дає найкращі значення швидкості адаптації блока корекції та відносного збільшення відносин сигнал/шум.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Черняк В.С., Заславский Л. П., Осипов Л.В. Многопозиционные радиолокационные станции и системы // Зарубежная радиоэлектроника. – 1987. – № 1.
2. Ширман Я.Д., Манжос В.І. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981.
3. Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. – М.: Физматиздат, 1990.
4. Скольник М. Введение в технику радиолокационных систем. – М.: Мир, 1995.
5. Красногоров С.И. Вплив горизонтальних градієнтів показника переломлення атмосфери на точність радіолокації високолетячих об'єктів // Праці ВІРТА. – 1981. – № 53.
6. Чорний Ф.Б. Поширення радіохвиль. – М.: Сов. радіо, 1992.
7. К.Девис. Радіохвилі в іоносфері. – М.: Світ, 2003.
8. Альперт Я.П., Гинзбург В.Л., Фернберг Е.Л. Поширення радіохвиль. – М.: Гостехиздат, 1993.
9. Денисюк А.Ю. Оцінка впливу областей підвищеної іонізації на кореляцію сигналів, що приймаються в приймальних пунктах багатопозиційного радіолокаційного комплексу // Вісник ЖДТУ. – Житомир: ЖДТУ, 2006. – № 1 (36). – С. 123.

10. Денисюк А.Ю. Використання різних видів апроксимації частотної характеристики допоміжного каналу прийому з метою підвищення ефективності заглушення активних широкосмугових перешкод // Вісник ЖДТУ. – Житомир: ЖДТУ, 2006. – № 2 (37). – С. 121.
11. Корн Г., Корн Т. Довідник по математиці для науковців і інженерів: Пер. з англ. / За ред. Н.Г. Армановича. – М.: Наука, 1977.

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 8.08.2006