

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

*Розглядається декілька способів взаємної корекції і варіанти технічної реалізації пристроїв з різними типами ланцюгів 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, передавальних і приймальних пристроїв обробки сигналів тощо, але й розвивати нові напрямки в області радіолокації. Одним з таких перспективних напрямків є багатопозиційна радіолокація [1].

Суттєве ускладнення роботи 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 більш швидко змінюють електронну концентрацію всередині ОПІ і зміни їх координат, здійснюють найбільш суттєвий вплив на проходження радіохвиль. Необхідно також мати на увазі, що за рахунок ОПІ можливе істотне перекручування радіосигналів, обумовлене дисперсійними властивостями середовища [2]. У 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, аж 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, рішення якої дозволяє реалізувати потенційні характеристики багатопозиційного радіолокаційного комплексу з урахуванням впливу середовища. Логічним завершенням цього рішення повинний бути синтез реальних пристроїв оптимальної обробки перекручених сигналів та аналіз їхніх потенційних можливостей.

Найбільш природним 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 і 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 обгинаючих [6], [7]. Однак в окремому випадку широкосмугових ЛЧМ сигналів перекручування комплексних обгинаючих виявляються порівняно простими і у першому наближенні виражаються у зміні параметрів закону внутріімпульсної частотної модуляції. Такі перекручування можна компенсувати гетеродинним способом, що добре сполучається з комбінованою (кореляційно-фільтровою) обробкою ЛЧМ сигналів, коли на вході прийомного пристрою здійснюється часткова демодуляція відбитих сигналів. При цьому ширина спектра перетворених сигналів зменшується приблизно на порядок, а пристрій корекції виявляється значно більш вузькополосним, ніж пристрій фільтрової корекції.

Як випливає з вищевикладеного, 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 же спосіб позбавлений цього недоліку, але він може бути реалізований лише у випадку ЛЧМ зондувальних сигналів, коли перекручування виявляються порівняно простими. Крім того, обоє перерахованих способів коригують лише перекручування фазочастотних спектрів сигналів, а в [9] було показано, що припущення про можливість зневаги залежністю загасання сигналу від частоти несправедливе.

В даній статті пропонуються декілька способів корекції перекручувань частотних спектрів сигналів, обумовлених впливом ОПІ, що позбавлені перерахованих вище недоліків. Запропоновані варіанти технічної реалізації пристроїв корекції перекручувань частотних спектрів сигналів, обумовлених впливом ОПІ.

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

**Основна частина.** Штучна область підвищеної іонізації, у загальному випадку, впливає на частотні характеристики трас поширення сигналу [10]. Крім того, частотні перекручування сигналів, що пройшли через різні ділянки ОПІ, як правило, істотно різні. У результаті сигнали від однієї і тієї ж цілі (перешкодоносія) будуть частково (або цілком) декорельовані. Тому перед подачею прийнятих сигналів на корелятор, при міжпунктовій обробці, необхідна їхня частотна корекція. Параметри частотних характеристик коригувальних фільтрів можуть попередньо вибиратися за значеннями частотних характеристик каналу прийому, які розраховані за характеристиками штучної області підвищеної іонізації (рис. 1) за умови:

$$\dot{H}_{omn}(f) = \frac{\dot{F}_1(f)}{\dot{F}_2(f)}, \tag{1}$$

де  $\dot{H}_{omn}(f)$  – частотна характеристика коригувального фільтра;  $\dot{F}_1(f)$  і  $\dot{F}_2(f)$  – частотні характеристики першого і другого каналів прийому, УФ – керуючий фільтр; СУ – схема керування частотною характеристикою другого каналу прийому.

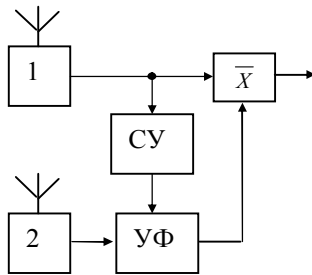


Рис. 1

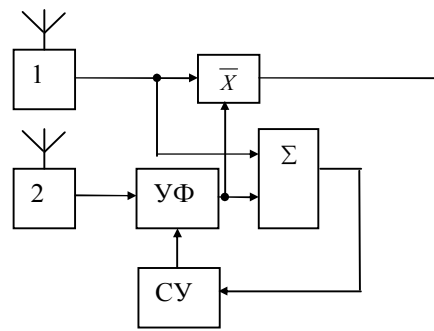


Рис. 2

Поряд з цим можлива автоматична частотна корекція з умови максимального вихідного ефекту корелятора (рис. 2), розглядом якої надалі й обмежимося.

**Способи взаємної корекції та варіанти технічної реалізації пристроїв з різними типами ланцюгів корекції.** Представляється можливим побудова коригувальних ланцюгів різними способами [10].

Перший з них припускає кусочно-постійну апроксимацію необхідної частотної характеристики [10], що забезпечується використанням смугових фільтрів, за допомогою яких широкосмуговий тракт зі смугою  $2\Delta f$  розбивається на  $N$  вузькосмугових (рис. 3). Частотна характеристика коригувального фільтра в цьому випадку описується наступним виразом [10]:

$$\dot{H}(f) = \sum_{i=1}^N K_i \left\{ H \left[ f - \left( f_0 - \Delta f + (i-1) \frac{2\Delta f}{N} \right) \right] - H \left[ f - \left( f_0 - \Delta f + i \frac{2\Delta f}{N} \right) \right] \right\}, \tag{2}$$

$$H(x) = \begin{cases} 0, & \text{при } x < 0 \\ 1, & \text{при } x \geq 0 \end{cases}$$

$K_i$  – коефіцієнт підсилення в  $i$ -му компенсаційному підканалі, що встановлюється автоматично за рахунок кореляційного зворотного зв'язку.

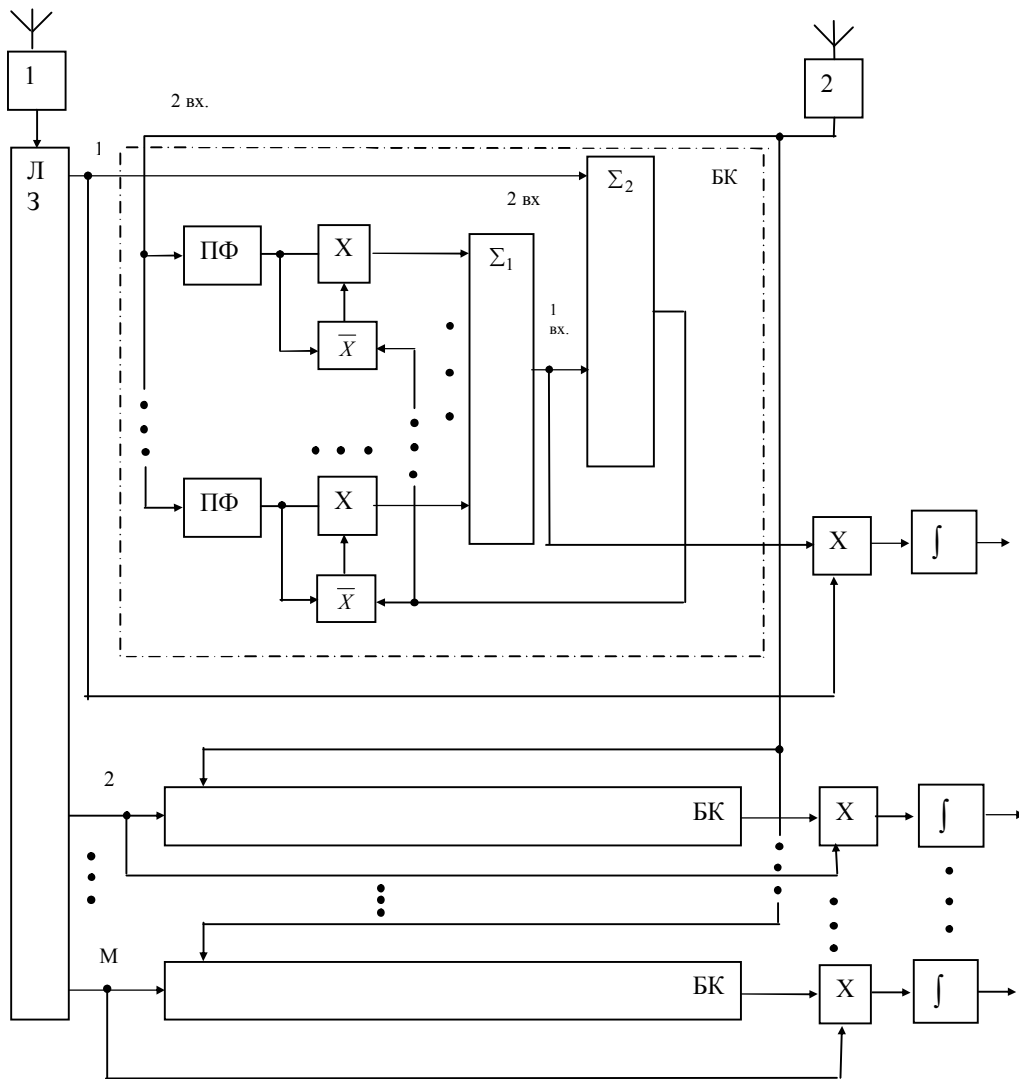


Рис. 3

Другий спосіб заснований на поданні необхідної частотної характеристики коригувального фільтра ваговою сумою гармонік [10]. Це забезпечується використанням багатовідводної лінії затримки, причому добуток затримки між відводами на смугу пропускання приймального пристрою дорівнює одиниці (рис. 4). Вираз для частотної характеристики коригувального фільтра має вигляд:

$$H(f) = \sum_{i=0}^{m-1} K_i e^{j\pi \frac{f_i}{\Delta f}}, \tag{3}$$

де  $m$  – число відводів лінії затримки;  $j$  – уявна одиниця.

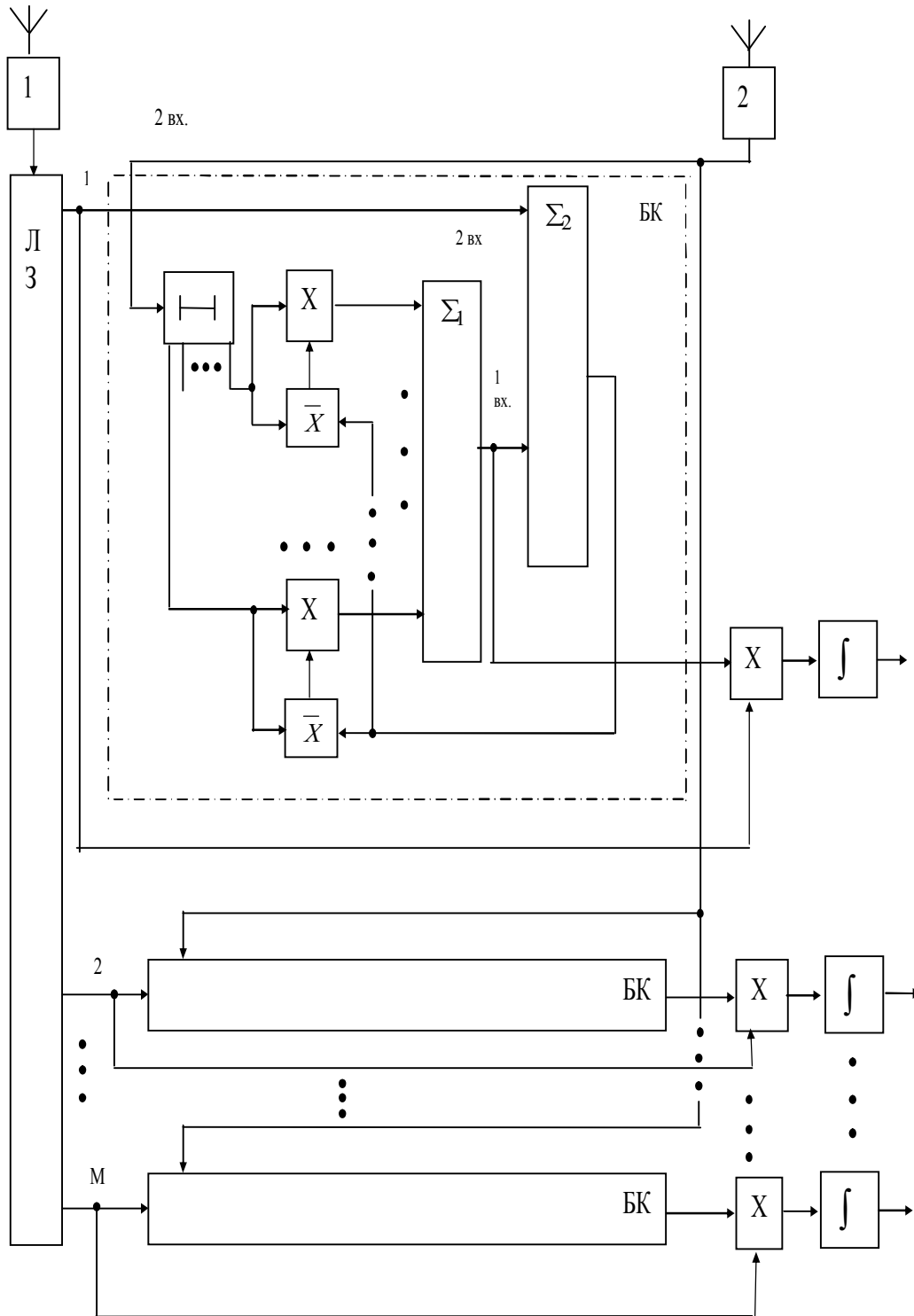


Рис. 4

Третій спосіб припускає поліноміальну апроксимацію необхідної частотної характеристики коригувального фільтра, тобто подання її ваговою сумою поліномів різного виду.

У [10] використовується апроксимація сумою степеневих рядів (рис. 5):

$$H(f) = \sum_{i=0}^{m-1} K_i \left( \frac{f - f_0}{\Delta f} \right)^i. \tag{4}$$

Система, зображена на рис. 3, побудована на базі рознесеної радіолокаційної системи [1]. З метою зниження декореляції сигналів у цю систему введені  $M$  блоків корекції (БК).

Дана рознесена радіолокаційна система працює в такий спосіб. Відбитий від цілі сигнал, проходячи по різних трасах через область підвищеної іонізації, приймається в рознесених пунктах 1 і 2. Умовимося, що перекручування спектра сигналу на виході другого каналу прийому більш істотні, ніж на виході першого. Будемо називати сигнал на виході другого каналу прийому «перекрученим», а на виході першого каналу прийому – «неспотвореним», маючи на увазі відносні перекручування.

З виходу першого каналу прийому неспотворений корисний сигнал на проміжній частоті надходить на вхід багатовідвідної лінії затримки ЛЗ, а з її відводів – на перші входи відповідних множників і суматорів блоків корекції. Час затримки однієї секції лінії вибирається таким, щоб не перевищувати дозволяючу здатність пристрою по параметру запізнювання  $\tau$ ; число відводів відповідає числу елементів затримки. Максимальний сигнал буде на виході інтегратора після тієї секції лінії, час затримки в якій відповідає вимірюваному параметрові  $\tau$ . Тим самим здійснюється паралельний огляд по цьому параметру, який несе інформацію про координати цілі.

Перекручений сигнал з виходу другого каналу прийому приходиться безпосередньо на другі входи всіх блоків корекції. У кожному блоці корекції здійснюється підстроювання спектра перекрученого сигналу другого каналу прийому, що надходить з виходу, під спектр неспотвореного сигналу першого каналу. З виходу БК перетворений сигнал надходить на другий вхід відповідного перемножника. Підстроювання спектрів сигналів на виходах перемножників призводять до збільшення коефіцієнта взаємної кореляції і, отже, до підвищення відношення сигнал/шум на виході пристрою.

Підстроювання спектра перекрученого сигналу, що надходить із другого каналу прийому, у відповідності до спектра неспотвореного сигналу, що приходиться з першого каналу прийому, здійснюється в кожному із БК у такий спосіб. Неспотворений сигнал надходить на перший вхід БК, що є другим входом другого суматора  $\Sigma_2$ . Перекручений сигнал, що приходиться на другий вхід БК, проходячи ряд послідовно з'єднаних частотно-залежних фільтрів  $S$  (рис. 5, а) здобуває перекручування лінійного, квадратичного, кубічного і т.д. характеру. Це обумовлено тим, що частотна характеристика каналу на виході першого фільтра лінійна:  $\dot{H}_1(f) = \dot{S}(f)$  (рис. 5, 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 –  $\dot{H}_{m-1}(f) = \dot{S}^{m-1}(f)$ . Результуюча частотна характеристика БК описується, таким чином, поліномом –  $(m-1)$ -го порядку.

Сигнали безпосередньо з другого входу блока корекції, а також з виходів фільтрів попадають на сигнальні входи відповідних керованих підсилювачів. Коефіцієнти передачі керованих підсилювачів встановлюються автоматично за рахунок кореляційного зворотного зв'язку, для чого служать відповідні корелятори. Сформовані в такий спосіб напруги, з виходів керованих підсилювачів, сумуються в першому суматорі  $\Sigma_1$ . Таким чином, спектр сигналу на виході першого суматора, що є входом пристрою, максимально наближений до спектра неспотвореного сигналу, що надходить як еталонний на перший вхід блока корекції.

З виходу першого суматора сигнал надходить на перший вхід другого суматора, у якому здійснюється його вирахування із сигналу, що приходиться на другий вхід другого суматора. Різниця сигналів з виходу другого суматора містить вихідну інформацію для визначення необхідних коефіцієнтів передачі керованих підсилювачів.

На основі рознесених радіолокаційних систем (рис. 3...5) була розроблена математична модель роботи рознесеної системи з блоками корекції перекручувань частотних спектрів сигналів, обумовлених впливом ОПІ. Дана модель містить у собі модель ОПІ, модель розрахунку траси проходження сигналу через ОПІ, а також безпосередньо саму модель роботи рознесеної системи. У моделі враховане положення всіх РЛС, що входять до складу БП РЛК [9], щодо цілі (постановника перешкод), області підвищеної іонізації, а також зміна цього відносного положення за мірою наближення цілі до об'єкта і до «спливання» ОПІ. Крім того, врахована електронна концентрація незбуреної атмосфери, у залежності від висоти і географічної широти центра вибуху. Усі розрахунки здійснювалися на основі даної моделі з використанням наведених вище виразів (3) [11].

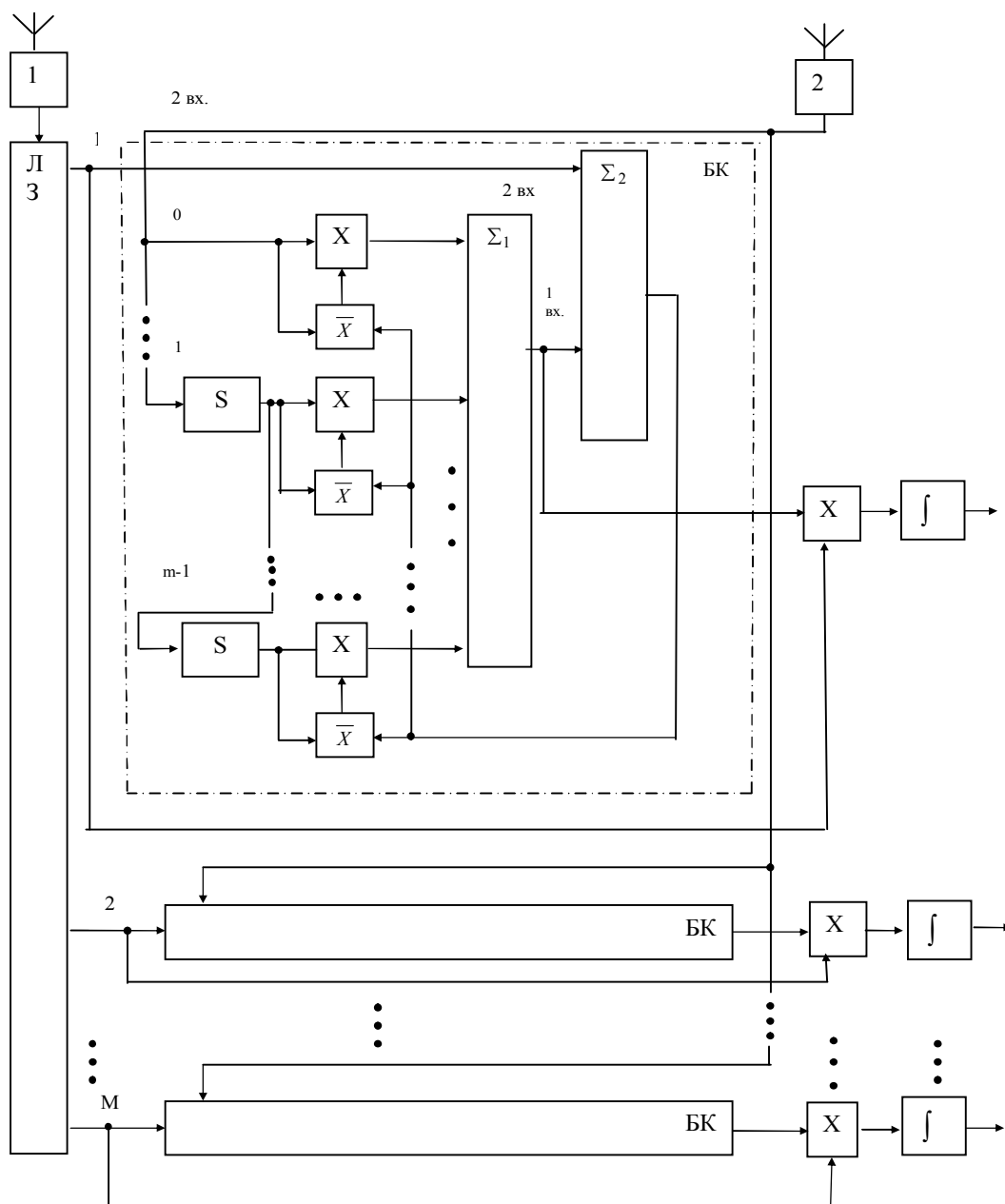


Рис. 5

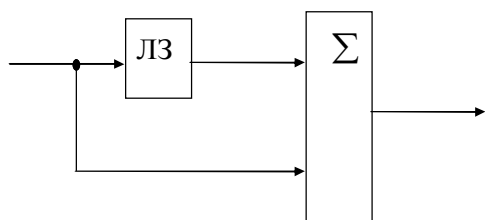


Рис. 5, а

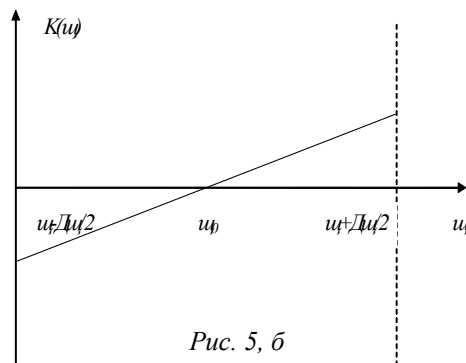


Рис. 5, б

Результати розрахунків показують, що найбільші величини відносного збільшення відношення сигнал/шум дають блоки корекції, у яких здійснюється апроксимація необхідної частотної характеристики сумою членів статичного ряду. Точність поліноміальної апроксимації залежить від

конкретного виду функції, що апроксимується, у даному випадку частотної характеристики каналу прийому, і підвищується зі збільшенням ступеня апроксимуючого полінома, тобто зі збільшенням числа компенсаційних підканалів. При цьому підвищується вигравш у відношенні сигнал/шум.

**Висновок.** Виходячи з викладеного, серед розглянутих блоків корекції найбільш ефективним є блок корекції, в якому здійснюється апроксимація необхідної частотної характеристики сумою членів статичного ряду. Даний блок корекції дає найбільше значення відносного збільшення відношення 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. радио, 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. – № 1 (36). – Житомир: ЖДТУ, 2006. – 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. – № 4 (31). – Житомир: ЖДТУ, 2004. – С. 121.
11. Денисюк А.Ю. Використання математичних методів наближення з метою підвищення ефективності заглушення активних широкосмугових перешкод // Вісник ЖДТУ. – № 4 (35). – Житомир: ЖДТУ, 2005. – С. 157.

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 21.03.2006