

А.Ю. Денисюк, к.т.н., доц.

Житомирський військовий інститут радіоелектроніки ім. С.П. Корольова

РОЗРОБКА МЕТОДИКИ ОЦІНКИ ЕФЕКТИВНОСТІ РОБОТИ АВТОКОМПЕНСАТОРА АКТИВНИХ ШИРОКОСМУГОВИХ ПЕРЕШКОД

Розглядається методика оцінки ефективності роботи автокомпенсатора широкосмугових перешкод з різними видами кіл корекції частотної характеристики каналу прийому. На підставі розрахунків, здійснених згідно з запропонованою методикою, даються рекомендації щодо використання тих чи інших кіл корекції.

Постановка задачі. Одним з найбільш ефективних засобів, які створюють суттєві перешкоди роботі РЛС, є закидані передавачі перешкод одноразової дії (ЗПП). Через високу чутливість 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 широкосмугових перешкод є їх когерентна компенсація за допомогою кореляційного автокомпенсатора [1].

В [2], [3] для підвищення ефективності роботи кореляційних автокомпенсаторів було запропоновано ввести кола корекції частотних спектрів перешкоди в допоміжному каналі прийому. Цілком закономірно постає задача порівняльної оцінки ефективності роботи автокомпенсаторів широкосмугових перешкод з різними видами кіл корекції з метою видачі рекомендації щодо їх використання.

Мета дослідження. В зв'язку з наведеним вище, викликає певний інтерес розробка методики оцінки ефективності роботи автокомпенсатора широкосмугових перешкод з різними видами кіл корекції за найважливішими показниками якості: відносному збільшенню відношення сигнал/шум при застосуванні кіл корекції каналу прийому і часу перехідних процесів при адаптації. Також певну зацікавленість викликає кількісна оцінка ефективності роботи автокомпенсатора згідно з запропонованою методикою. Вирішенню цієї задачі і присвячується стаття.

Основна частина. Зіставляючи ефективність роботи кіл корекції перекручувань частотних спектрів сигналів різних типів, необхідно їх оцінювати за кількома показниками якості. Найважливішими з них є відносне збільшення відношення сигнал/шум при застосуванні ланцюгів корекції каналу прийому і час перехідних процесів при адаптації. Також варто мати на увазі апаратні витрати, простоту реалізації й можливість якісного налаштування та 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 блоків корекції, що описані в [2], [3] (рис. 1–5).

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

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

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

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

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 вигляді:

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

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

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

звідки –

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

При наявності m підканалів допоміжного каналу (рис. 3) результуюче значення відношення сигнал/шум на виході пристрою таке:

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

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 основного каналу прийому i -го підканалу допоміжного каналу, який визначається за формулою:

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

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

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

Вочевидь, що відношення сигнал/шум на виході автокомпенсатора, що не має ланцюгів корекції, визначається лише першим додатком суми (1), що видно зі схеми, зображеної на рис. 3:

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

де $|\rho_0|$ – модуль коефіцієнта взаємної кореляції перешкодових коливань основного і допоміжного каналів прийому, або, що те ж саме, модуль коефіцієнта взаємної кореляції сигналів на виході основного каналу прийому і «нульового» підканалу, допоміжного каналу прийому.

Таким чином, збільшення відношення сигнал/шум на виході автокомпенсатора, внаслідок застосування ланцюгів корекції допоміжного каналу прийому, можна оцінити, виходячи зі співвідношення:

$$\frac{q_{корр}^2}{q_{без\ кор}^2} = \frac{q_{11}^2 \sum_{i=0}^{m-1} |\rho_i|}{q_{11}^2 |\rho_0|} = \frac{\sum_{i=0}^{m-1} |\rho_i|}{|\rho_0|}. \quad (3)$$

Оцінка часу перехідних процесів у автокомпенсаторах з блоками корекції допоміжного каналу прийому, що містять кілька підканалів.

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

Тому для оцінки швидкості перехідних процесів у автокомпенсаторі з ланцюгами корекції різних типів можна скористатися методикою, основні ідеї якої викладені в [4], [5], [7]. Швидкість адаптації в даному випадку залежить від власних чисел кореляційної матриці перекручувань, обумовлених впливом перешкодових коливань в підканалах блока корекції допоміжного каналу прийому $\Phi = [\Phi_{ij}]$.

Кореляційний момент перекручувань, обумовлених впливом перешкоди, у i -му та j -му підканалах допоміжного каналу прийому в розглянутому випадку виражається формулою

$$\Phi_{ij} = \int_{f_0-M}^{f_0+M} \dot{F}_2(f) \dot{H}_i(f) \dot{F}_2^*(f) \dot{H}_j^*(f) df, \quad (4)$$

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

$$|\Phi - XI| = 0,$$

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:

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

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 :

$$t_{zmi} = T_{zi} \ln d, \quad (5)$$

де $1/d = |Y_{\Sigma} / Y_0|$ – рівень відліку; Y_0 і Y_{Σ} – напруги коливань з основного каналу прийому на першому вході суматора і з підканалів допоміжного каналу прийому на решті входів суматора блока корекції відповідно.

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

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

Порівняння ефективності роботи автокомпенсаторів з різними типами ланцюгів корекції частотної характеристики допоміжного каналу прийому.

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

На основі автокомпенсаторів (рис. 1–5) [2], [3] була розроблена математична модель роботи автокомпенсатора з ланцюгами корекції частотних спектрів сигналів. Дана модель містить у собі модель роботи автокомпенсатора з ланками корекції різних типів. У моделі враховані різні можливі кутові напрямки дії перешкоди і відстані від перешкоди до РЛС. Усі розрахунки робилися на основі даної моделі з використанням наведених вище виразів (3)–(5).

Результати розрахунків виграшу у відношенні сигнал/шум у дБ при застосуванні ланцюгів корекції частотної характеристики допоміжного каналу прийому різних типів наведені на рис. 6–9. Розрахунки проводилися в залежності від відстані від перешкоди до РЛС і напрямків її дії. Тут кривою 1 показана залежність коефіцієнта придушення активної шумової перешкоди кореляційного автокомпенсатора з ланцюгом корекції частотного спектра перешкоди, що побудований на основі здійснення апроксимації необхідної частотної характеристики сумою членів статичного ряду (рис. 3), сумою поліномів Лежандра (рис. 4),

а також сумою поліномів Чебишева першого роду (рис. 5), від кутового напрямку на джерело перехід. Кривою 2 представлена аналогічна характеристика для автокомпенсатора, що використовує ланцюг корекції частотного спектра перехідки в допоміжному каналі, який побудований на основі багатовідводної лінії затримки (рис. 2). Кривою 3 представлена характеристика для автокомпенсатора, що використовує ланцюг корекції, побудований на основі смугових фільтрів (рис. 1). Результати розрахунків показують, що величини відносного збільшення відношення сигнал/шум блоків корекції, в яких здійснюється апроксимація необхідної частотної характеристики сумою членів статичного ряду, 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 допоміжного каналу прийому, і підвищується зі збільшенням ступеня апроксимуючого полінома, тобто зі збільшенням кількості компенсаційних підканалів. При цьому підвищується виграв у відношенні сигнал/шум.

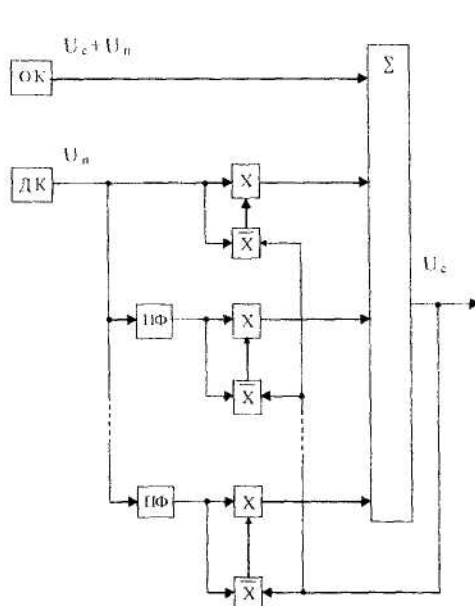


Рис. 1

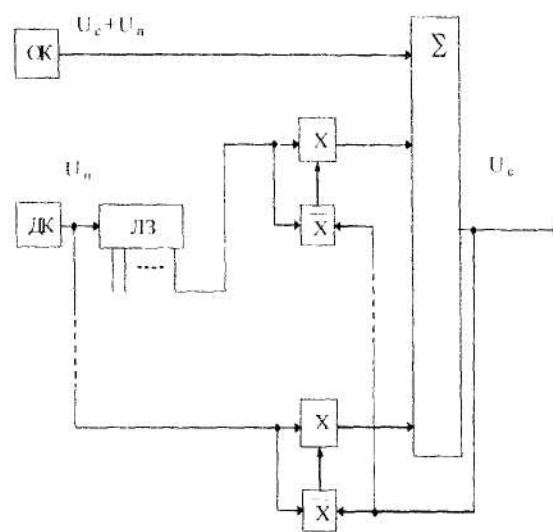


Рис. 2

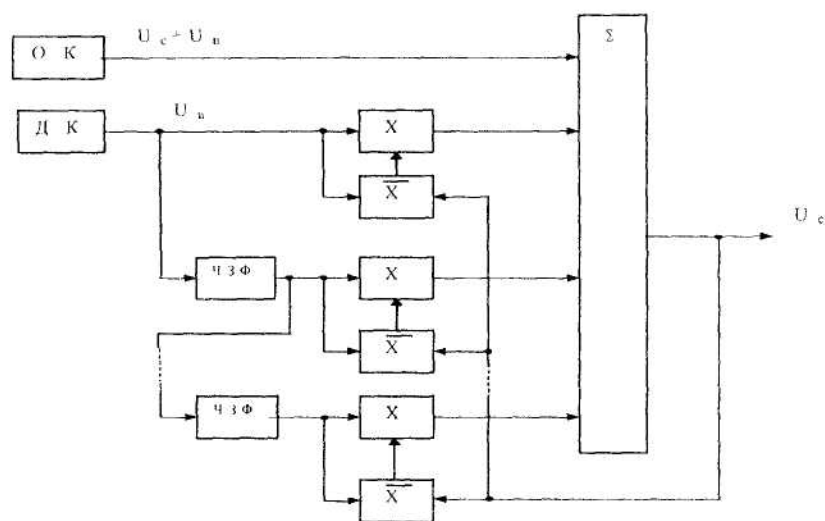


Рис. 3

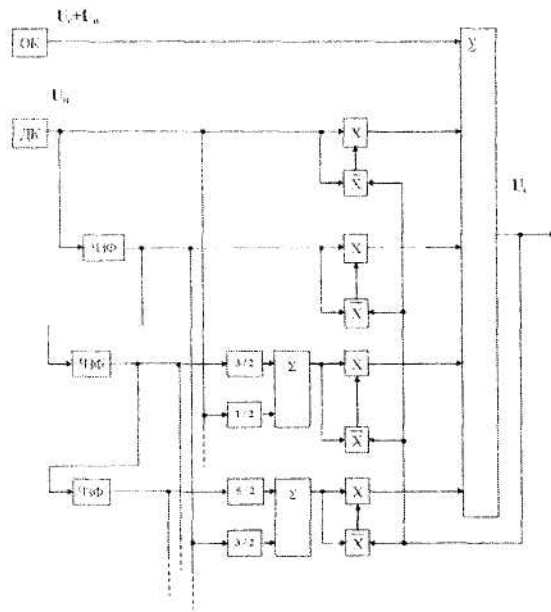


Рис. 4

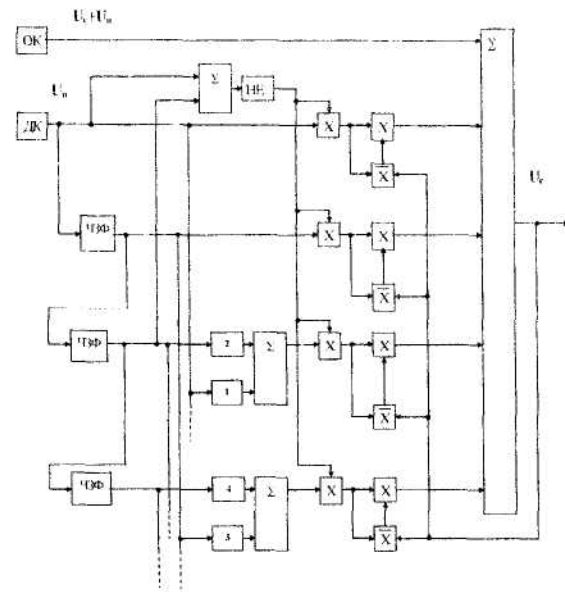


Рис. 5

Виходячи з особливостей технічного виконання ланок корекції автокомпенсаторів, що здійснюють поліноміальну апроксимацію необхідної частотної характеристики каналу прийому (рис. 3–5), можна помітити, що найбільш простим з них є блок корекції, в якому необхідна частотна характеристика представляється сумою членів статежного ряду (рис. 3), найбільш складним – сумою ортогональних поліномів Чебишева першого роду (рис. 5).

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

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, не є такими [2]. 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, при чотирьох – у 6,4 і при п'ятьох – у 11,9 рази.

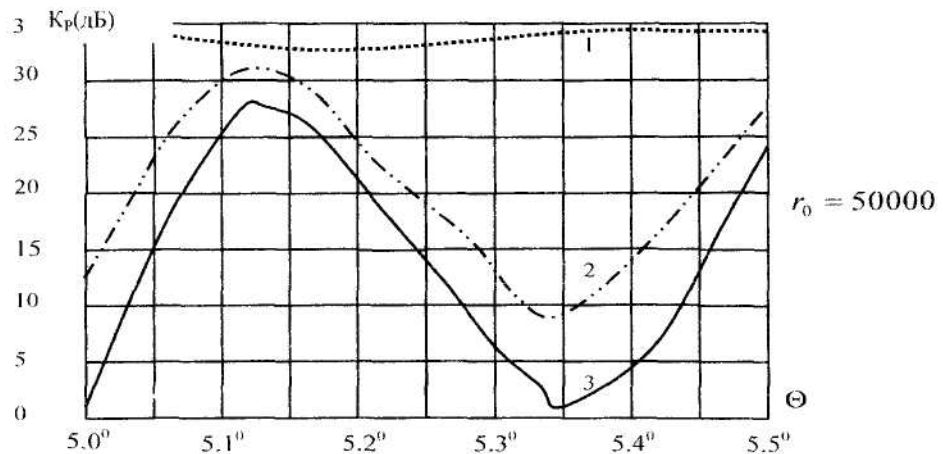


Рис. 6

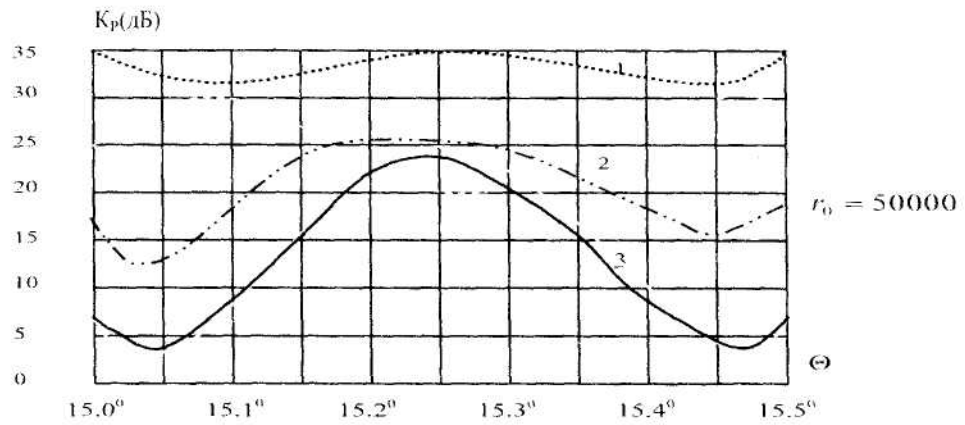


Рис. 7

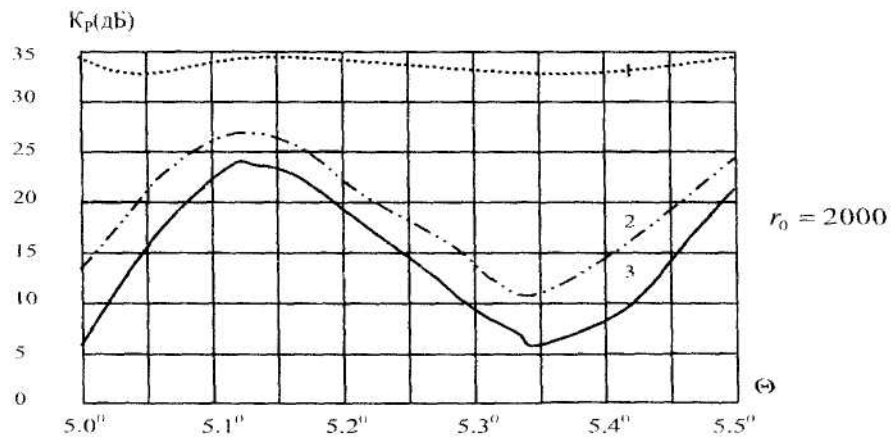


Рис. 8

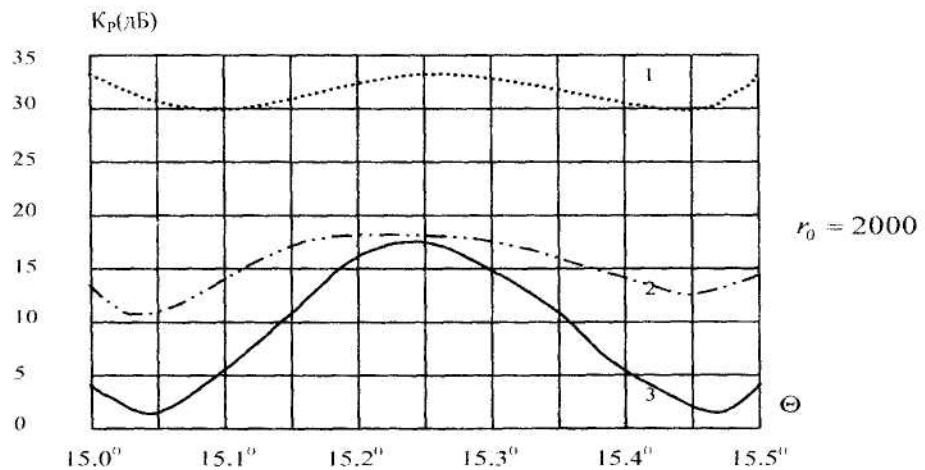


Рис. 9

Такий же виграв 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 складніше.

Частотні характеристики підканалів, що описуються кратними гармоніками (рис. 2) є ортоговальними в смузі прийому. Однак, як видно з рис. 6–9, виграв 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.

Висновки. Виходячи з викладеного, серед розглянутих блоків корекції автокомпенсатора широкосмугових перешкод найбільш ефективним є блок корекції з ланцюгом корекції, що реалізує апроксимацію необхідної частотної характеристики сумою ортогональних поліномів Лежандра.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Денисюк А.Ю. Використання математичних методів наближення з метою підвищення ефективності заглушення активних широкосмугових перешкод // Вісник ЖДТУ. – № 3 (30). – Житомир: ЖДТУ, 2004. – С. 157.
2. Денисюк А.Ю. Автокомпенсатор широкосмугових // Вісник ЖДТУ. – Житомир: ЖДТУ, 2004. – Вип. 1 (32). – 9 с.
3. Денисюк А.Ю. Використання різних видів апроксимації частотної характеристики дономіжногоканалу прийому з метою підвищення ефективності заглушення активних широкосмугових перешкод // Вісник ЖДТУ. – Житомир: ЖДТУ, 2004. – Вип. 4 (31). – 10 с.
4. Ширман Я.Д., Манжос В.І. Теорія і техніка обробки радіолокаційної інформації на фоні перешкод. – М.: Радіо і зв'язок, 1961. – С. 320.
5. Корн Г., Корн Т. Довідник з математики для науковців і інженерів: Пер. с англ. / За ред. Н.Г. Армаповича. – М.: Наука, 1977. – С. 467.
6. Ширман Я.Д., Голиков В.Н. та ін. Теоретичні основи радіолокації / За ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Сов. радіо, 1970. – С. 268.
7. Ширман Я.Д. Теоретичні основи радіолокації. – Харків: ВИРТА ПВО, 1984. – С. 378.

ДЕНИСЮК Анатолій Юрійович – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри радіоелектроніки Житомирського військового ордена Жовтневої Революції і Червоного Прапора 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 16.06.2005