

УДК 621.396.96.33

Ю.В. Севостьянов

Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

ДИНАМІЧНА РЕЖЕКЦІЯ ПОВІТРЯНИХ ЦІЛЕЙ, ЗАМАСКОВАНИХ КОРЕЛЬОВАНИМИ ВІДБИТТЯМИ, ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ ПАРАМЕТРИЧНИХ СИСТЕМ НА НЕЛІНІЙНИХ РЕАКТИВНОСТЯХ У РЕЖИМІ СИНТЕЗУ АПЕРТУРИ

Проведено аналіз існуючих авіаційних бортових РЛС літаків - винищувачів четвертого покоління, які стоять на озброєнні авіації Повітряних Сил України. Виявлено недоліки при роботі на високих і середніх частотах повторення зондувальних сигналів і указані пропозиції до їхнього усунення.

Ключові слова: авіаційні радіолокаційні прицільні комплекси, повітряні цілі, кореляція, відбиття, що заважають, нелінійні реактивності, параметричні системи.

Вступ

На відміну від когерентних імпульсних систем, які працюють в одному режимі на низькій частоті повторення зондувальних імпульсів, авіаційні РЛПК повітряного базування це багато режимні імпульсні доплерівські системи. Вони багато режимні як у плані пошуку й перехоплення повітряних цілей, так і в плані генерування, випромінювання зондувальних сигналів, прийому й обробки відбитих сигналів, синхронізації в єдиному часі функціональних вузлів РЛПК [3]. Перехід від когерентних імпульсних систем, які побудовані по відносно не складному принципі роботи, до більше складного – імпульсні доплерівські, головним чином обумовлений формуванням зони, вільної від відбиттів, що заважають (далі – ЗВ), збільшення середньої потужності прийнятих сигналів, при постійній імпульсній потужності випромінювання передавача. Крім того, у РЛПК обробка прийнятих сигналів розпадається на три етапи: два етапи аналогової расфільтровки, і один етап расфільтровки методом дискретного перетворення Фур'є в низькочастотному прийомному тракті. Далі розфільтрованні сигнали направляються для програмної обробки по жорстко заштитих цифрових алгоритмах у СЦВ-1 [3].

Але тому, що імпульсно-доплерівський РЛПК установлюється на рухливих платформах (швидкісних літаках-носіях), то в доплерівській області просторовий частотний спектр ЗВ дуже протяжний (у порівнянні з наземними когерентно-імпульсними РЛС). І як було сказано вище, область частот, займана цим спектром режектується. Якщо повітряна ціль попадає в зону ЗВ, вона режекується разом з ЗВ. У цьому випадку РЛПК втрачає ціль й остання зривається із супроводу. Для виключення цього негативного явища в кінець другого етапу аналогової розфільтровки прийнятих коливань включаються параметричні системи на нелінійних реактивностях [1].

Основний розділ

Характеристики стану й області застосування нелінійних параметричних систем з кореляційним зворотним зв'язком. Розглянемо характеристики стану (так будемо називати коефіцієнт зворотного кореляційного зв'язку, що залежить від взаємного розташування інтенсивності вхідних коливань і статистичного зв'язку спектрів опорних коливань накачування) параметричних систем і оцінимо можливість застосування даних систем у прийомних трактах радіолокаційних сигналів із широким спектром корельованих відбиттів, що заважають.

На початку покажемо, що кореляційний зворотний зв'язок (далі – КЗС) властива параметричним системам із трьома частотами збудження: частоти опорного генератора (частоти накачування) – гетеродина – f_3 , спектр частот сигналу від цілі – f_1 , спектр частот корельованих відбиттів, що заважають, – f_2 . Подібні параметричні системи широко використовуються для побудови двоконтурних параметричних підсилювачів і перетворювачів частоти. [1, с. 61]. У даній схемі параметричний діод (варикап) зв'язує між собою коливальні ланцюги коливань трьох частот: сигнальної на частоті f_1 , комбінаційної ($f_2 = f_3 - f_1$) (вона неодружена) і коливання частоти накачування f_3 . На схемі коливанням цих частот відповідають фільтри Φ_1, Φ_2, Φ_3 .

Якщо оброблюваний сигнал подається в систему й знімається з її на частоті f_1 , то його регенеративне посилення можливо, як відомо, лише у випадку розміщення спектрів коливань збудження. Тому що спектри коливань збудження параметричних систем не повинні перекриватися між собою, те припустима ширина спектра оброблюваного сигналу повинна перебувати в межах

$$f_1 - (F_r / 2) \leq f \leq f_1 + (F_r / 2),$$

де F_r – гранична частота, обумовлена смугою збудження фільтра Φ_1 зі співвідношення $F_r \leq \Pi_1$.

Будемо думати також, що несучі частоти коливань, що діють у параметричних системах, значно

більше ширини їхніх спектрів і, отже, для аналізу застосовні методи комплексних амплітуд і стаціонарної фази. Таке допущення дозволяє до того ж зневажити при аналізі частотною залежністю параметричного зв'язку в межах смуги пропуску фільтрів параметричної системи (далі – ПС): $f = f / f_1$.

З огляду на уведені обмеження, розглянемо умови, при яких зберігається структура спектра сигналу, що проходить через ПС, що працює в режимі регенеративного параметричного підсилювача. Нехай на ПС, збудженою монохроматичним накачуванням на частоті f_3 впливають коливання сигналу $u_1(t) = u_{c.л.}(t) + u_{мо.}(t)$, що представляють собою випадковий гауссовий процес із кореляційною функцією $R_0(\tau)$, що складаються з корисного сигналу цілі $u_{c.л.}(t)$ і відбиттів, що заважають, – $u_{мо.}(t)$ від поверхні, що підстилає, Землі, хмар, дипольних постановників пасивних перешкод – дипольних відбивачів, лінзи Люнберга або інших постановників, що функціонують за принципом перевідбиття падаючих на ці постановники електромагнітних хвиль.

Взаємодія узкополосного сигналу, що має вид

$$U_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1 - \Omega_a/2}^{\omega_1 + \Omega_a/2} S_1(\omega) \dot{K}_1(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega_a/2}^{\Omega_a/2} \dot{S}_1(\omega - \omega_1) \times \dot{K}_1(\omega - \omega_1) e^{j\omega t} d\omega, \quad (1)$$

де $\dot{K}_1(\omega - \omega_1)$ – коефіцієнт передачі фільтра Ф1; $\dot{S}_1(\omega - \omega_1)$ – спектр вхідного сигналу, $\omega - \omega_1 = \Omega$; $\Omega = 2\pi F_T$ – смуга пропускання фільтрів Ф1, Ф2.

Напруга гармонійного накачування на нелінійній реактивності приводить, як відомо, до появи струму різничевої частоти, спектр точністю, що обгинає який з, до постійного множника збігається зі спектрами вхідних коливань, що обгинають, але зрушених по осі частот на величину $f_3 - f_1$. При цьому на виході фільтра Ф2 виникає напруга:

$$U_2(t) = \frac{k_0}{2\pi} \int_{-\Omega_a/2}^{\Omega_a/2} K_1^*(\omega - \omega_1) K_2^*(\omega - \omega_2) \times S_1^*(\omega - \omega_2) e^{j(\omega_3 - \omega)t} d\omega, \quad (2)$$

де k_0 – коефіцієнт пропорційності, що залежить від величини параметричного зв'язку; $K_2^*(\omega - \omega_2)$ – коефіцієнт передачі фільтра Ф2.

З виразів $U_1(t)$ і $U_2(t)$ треба, що при проходженні через ПС складного спектра сигналу перетерплює тільки лінійні перекручування. Однак це справедливо тільки для малих рівнів вхідних коливань. При більших рівнях вхідних коливань, порівнянних з рівнем накачування, модуляція нелінійної ємності супроводжується модуляцією монохроматичного накачування, що веде до розмноження спектрів вихідного й перетвореного сигналів, аналогічно тому, як це відбувається у свержегенеративних ПУ [1, с. 64].

Усунути відзначене явище й зберегти когерентність вихідних коливань у широкому динамічному

діапазоні дозволяє спосіб [1, с. 64], що полягає в тому, що на частоті згортки діючих у системі коливань із широким спектром уводиться узкополосний інтегруючий фільтр.

Кореляційна функція діючих у ПС коливань $u_1(t)$, $u_2(t)$ може бути в цьому випадку знайдена шляхом усереднення добутку $\overline{u_1(t) \times u_2(t)}$ й дорівнює:

$$R_{12}(t) = \overline{u_1(t) u_2(t)} \frac{k_0}{4\pi} \int_{-\Omega_a/2}^{\Omega_a/2} \int_{-\Omega_a/2}^{\Omega_a/2} \dot{S}_1(\Omega) S_1^*(\Omega) \times \dot{K}_1(\Omega) K_2^*(\Omega) e^{j\omega_3 t} d\omega_1 d\omega_2. \quad (3)$$

Виразивши $\dot{S}_1(\Omega)$, $\dot{S}_2(\Omega)$ через спектральну щільність $G(\Omega)$, одержимо

$$\dot{S}_1(\Omega), S_1^*(\Omega) = G(\Omega) \delta(\omega_3 - \omega),$$

зневажаючи запізнюванням у ланцюгах ПС, одержимо

$$R_{12}(t) = \frac{k_0}{2\pi} e^{j\omega_3 t} \int_{-\Omega_a/2}^{\Omega_a/2} G'(\Omega) d\Omega = k_0 \sigma_1^2 R_0 e^{j\omega_3 t}, \quad (4)$$

де σ_1^2 – дисперсія сигналу на вході ПС; $G'(\Omega)$ – енергетичний спектр сигналу, що пройшов через систему, рівний $G'(\Omega) = |\dot{K}_1(\Omega)|^2 |\dot{K}_2(\Omega)| G(\Omega)$

Як бачимо, у підсилювальних ПС при впливі варикап складного сигналу з обмеженим спектром для збереження когерентності в широкому діапазоні амплітуд вхідного корисного сигналу від цілі. Коливання на одній із частот порушення повинні збігатися з кореляційною функцією коливань, що діють у широкополосних ланцюгах ПУ.

Властивість когерентності, властиве ПУ з автокорреляційним зворотним зв'язком, можна додати й ПС, що використовують як накачування опорні коливання із широким спектром частот. У цьому випадку ПС здобуває властивості самонастроювального фільтра з кореляційним зворотним зв'язком.

Нехай впливають напруги сигналу й накачування, які являють собою випадкові гауссові процеси із взаємною кореляційною функцією $R(\tau)$. Будемо полагати їх узкополосними й запишемо у вигляді:

$$u_1(t) = u_1(t) \cos [\omega_1(t) + \varphi_1(t)]; \\ u_3(t) = u_3(t) \cos [\omega_3(t) + \varphi_3(t)], \quad (5)$$

де $u_1(t)$, $u_3(t)$, $\varphi_1(t)$, $\varphi_3(t)$ – повільно мінливі функції часу. Струм через нелінійну ємність $p - n$ переходу в загальному випадку може бути знайдений з виразу:

$$i_c(t) = \frac{d}{dt} \{C(t) [u_1(t) + u_2(t)]\}, \quad (6)$$

де $3(t)$ – електрична ємність обернено зміщеного $p - n$ переходу.

При аналізі співвідношення (7) будемо думати, що внаслідок кореляції між процесами $u_1(t)$ і $u_2(t)$ різниця миттєвих частот у випадку розміщення спектрів у будь-який момент часу близька до частоти настроювання інтегруючого фільтра Ф2. У результаті цей фільтр виділяє регулярну складову напруги $u_2(t)$, що встановилося значення якого обумовлене другим і третім доданком струму $i_c(t)$ (7). Отже:

$$\begin{aligned}
 u_2(t) = & \frac{\alpha}{y(\omega_2)} \left\{ \frac{\sin \omega_2 T_{\xi}}{T_{\xi}} \int_0^{T_{\xi}} u_3(t) \times u_1(t) \left[\omega_2 + \frac{d\phi_2}{dt} \right] \times \right. \\
 & \times \cos \phi_2 dt + (\cos \omega_2 t / T_{\xi}) \times \\
 & \times \int_0^{T_{\xi}} u_3(t) u_1(t) \left(\omega_2 + \frac{d\phi_2}{dt} \right) \sin \phi_2 dt - \\
 & - (\cos \omega_2 t / T_{\xi}) \times \\
 & \times \int_0^{T_{\xi}} \left[u_3(t) \frac{du_1(t)}{dt} + u_1(t) \frac{du_3(t)}{dt} \right] \cos \phi_2 dt - \\
 & - (\sin \omega_2 t / T_{\xi}) \times \\
 & \times \int_0^{T_{\xi}} \left[u_3(t) \frac{du_1(t)}{dt} + u_1(t) \frac{du_3(t)}{dt} \right] \sin \phi_2 dt \frac{1}{j} \left. \right\}, \quad (8)
 \end{aligned}$$

де $T_{\text{и}}$ – час інтегрування, рівне постійної часу інтегруючого фільтра Ф2; $y(\omega_2)$ – провідність фільтра Ф1 на частоті згортки, $\phi_2 = \phi_1(t) - \phi_{\text{н}}(t)$

Аналіз вираження (8) показує, що регулярна складова напруги в інтегруючому фільтрі визначається головним чином першим додатком першого інтеграла цього співвідношення [1, с. 69], тобто

$$u_2(t) = \frac{\alpha \omega_2 \sin \omega_2 t}{y(\omega_2) T_{\text{и}}} \int_0^{T_{\text{и}}} u_3(t) u_1(t) \cos \phi_2 dt. \quad (9)$$

Тоді вважаючи, що нормальні процеси $u_1(t)$ і $u_3(t)$ мають властивість ергодичності, а час інтегрування $T_{\text{и}}$ більше часу кореляції процесів, можна замінити усереднення за часом усередненням по множині. Після обчислень (9) одержимо остаточне вираження для $u_2(t)$ у вигляді:

$$u_{2,0} = \frac{2\omega_2 \alpha \sigma_3 \sigma_1 R(\tau)}{y(\omega_2)} \sin \omega_2 t = \bar{u}_2 \sin \omega_2 t, \quad (10)$$

де σ_3 – дисперсія корисного сигналу від цілі на виході фільтра Ф3.

Таким чином, в узкополосному інтегруючому фільтрі ПС при взаємодії корельованих між собою вхідних коливань сигналу + відбиттів, що заважають, і накачування виникає безперервне гармонійне коливання, амплітуда якого прямо пропорційна нормованій функції взаємної кореляції і обернено пропорційна провідності фільтра Ф2 на частоті згортки. У цьому змісті можна говорити про частотну й кореляційну вибіркваностях у когерентних ПС.

На рис. 1 представлена схема електрична функціональна балансового нелінійного параметричного перетворювача. До складу перетворювача входять три будь-яких, що сусідять між собою смугових фільтра ПФ1...ПФ3, що принципово входять до складу фільтрової системи.

На рис. 2 зображена типова ситуація безперервного пеленгування РЛПК винищувача – перехоплювача повітряної мети в ППС (ціль №2). На рис. 3 зображений спектр коливань відбитого сигналу від мети й відбиттів, що заважають. Видно, що просторово-частотний спектр мети №2 перебуває в зоні, вільній від просторово – частотного спектра МО (зона СДЦ).

У міру зближення мети №2 і перехоплювача (допустимо, що ширі швидкості перехоплювача й мети не змінюються й траєкторії польоту їх прямолінійні), збільшується кут спостереження за метою $\beta_{\text{ц}}$, звідси треба, що й зменшується їх взаємна радіальна швидкість зближення, а це значить, буде зменшуватися й доплерівская частота відбитого сигналу, тому що $f_{\text{аі н}} = 2v_{\text{с}} \cos \beta_{\text{о}} / \lambda$.

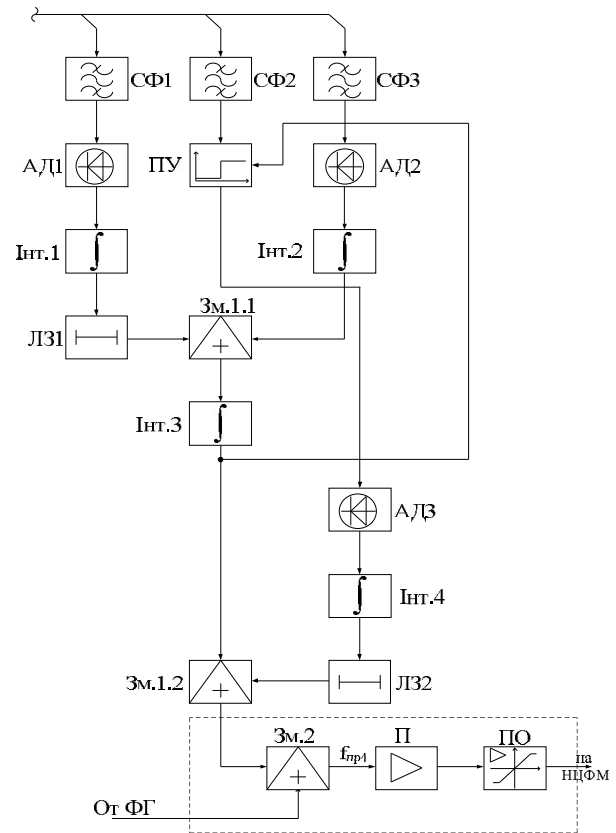


Рис. 1. Балансовий нелінійний параметричний перетворювач. Схема електрична функціональна

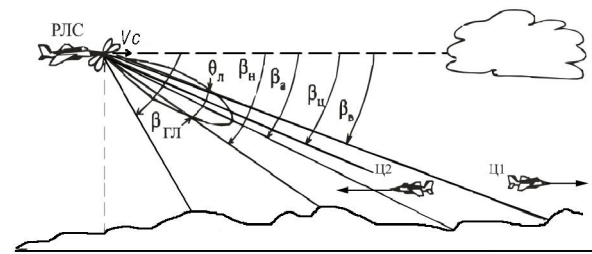


Рис. 2. Схема положення ДС антени РЛС літака, що робить горизонтальний політ

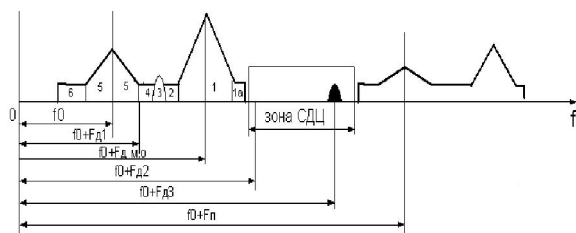


Рис. 3. Спектр коливань відбитого сигналу від цілі й відбиттів, що заважають

З рис. 3 видно, що спектр цілі зміщується в зону ЗВ із зони СРЦ. Поки ще спектр мети №2 перебуває в зоні СРЦ, кварцові смугові фільтри – СФ1 і СФ3, настроєні на резонансну частоту спектра цілі виділяють напругу спектра цілі на своєму виході. Вихід смугового фільтра СФ2 закритий граничним пристроєм – ГП. Далі напруги сигналів від цілі на третій проміжній частоті – $f_{\text{пр}3}$ надходять на амплітудні діодні детектори – АД1, АД2, на виході яких виходять огибаючі на частоті $f_{\text{пр}3} < f_{\text{пр}3.1} > f_{\text{пр}4}$ і подаються на інтегратори Інт.1, Інт.2, у яких відбувається когерентне міжперіодне накопичення відбитих від цілі імпульсів. З виходу Інт.1 амплітудно-модульований безперервний сигнал надходить на лінію затримки сигналу – ЛЗ1, постійна якої дорівнює періоду проходження зондувальних імпульсів: $\tau_{\text{лз}} = T_{\text{п}}$. Затриманий на період проходження, накопичений в інтеграторі відбитий сигнал надходить на перший вхід змішувача Зм.1.1. На другий вхід Зм.1.1 прямо надходить накопичений сигнал з інтегратора Інт.2. На виході Зм.1.1 формується суміш коливань ("биття") з каналів смугових фільтрів СФ1 і СФ3. Ці коливання між собою некоррельовані й відносно один одного представляють білі Гауссові шуми, які від періоду до періоду не накопичуються.

При виході спектра цілі із зони СРЦ і вході його в зону ЗВ, на входи СФ1, СФ3 надходить коррельована суміш зі спектра корисного сигналу й спектрів ЗВ, що проходить через канали СФ1, СФ2, як було описано вище. Тому що в коррельованій суміші просторово – частотний спектр відбитого від цілі сигналу флюктує від періоду до періоду проходження імпульсів лінійно (на виході ЛЗ1) і далі надходить на перший вхід змішувача – Зм.1.1. На другий вхід Зм.1.1 надходить та ж сміти сигналу й ЗВ, тільки вона не затримується в лінії затримки. На виході Зм.1.1 буде формуватися напруга сигналу цілі (корисна що обгинає) і напругу некоррельованих ЗВ. З виходу Зм.1.1 суміш напруг надходить на інтегратор Інт.3. В інтеграторі Інт.3 коливання корисного від цілі сигналу через період проходження імпульсів когерентно у фазі накопичуються [1, 2] і зростають по інтенсивності. У свою чергу коррельовані ЗВ, які в результаті змішування в Зм.1.1 з каналів СФ1, СФ2 перетворюються в некоррельовані білі Гауссові шумові коливання з випадковою початковою фазою, які в результаті інтегрування не накопичуються й по інтенсивності не зростають. Коли когерентно накопичені корисні коливання зростали по інтенсивності до рівня спрацьовування напруги граничного рівня в граничному пристрої (ГП), граничний пристрій пропускає на вхід АД3 суміш сигналу від цілі й ЗВ з каналу СФ2. На виході АД3 виходить огибаюча на частоті $f_{\text{пр}3} < f_{\text{пр}3.2} > f_{\text{пр}4}$ і подається на інтегратор Інт.4, у якому відбувається когерентне міжперіодне накопичення відбитих

від цілі імпульсів. З виходу Інт.4 амплітудно-модульований безперервний сигнал надходить на лінію затримки сигналу – ЛЗ2, постійна якої дорівнює періоду проходження зондувальних імпульсів: $\tau_{\text{лз}} = T_{\text{п}}$. Затриманий на період проходження, накопичений в інтеграторі відбитий сигнал надходить на перший вхід змішувача Зм.1.2. На другий вхід Зм.1.2 прямо надходить накопичений сигнал з інтегратора Інт.4. На виході Зм.1.2 формується суміш коливань ("биття") з каналу смугового фільтра СФ2. Ці коливання між собою некоррельовані й відносно один одного представляють білі Гауссові шуми, які від періоду до періоду не накопичуються, а коливання корисного сигналу синфазні, підсумуються й збільшуються по інтенсивності. Далі корисні коливання на частоті $f_{\text{пр}3.2}$ подаються Зм.2. На другий вхід, якого подаються коливання опорної частоти від фіксованих гетеродинів. У результаті перетворення на виході Зм.2 виходять коливання спектра сигналу від цілі. Ці коливання подаються на підсилювач з коефіцієнтом підсилення $k = 30000$, у якому ці коливання глибоко підсилюються по амплітуді (практично скати й підйоми синусоїд вертикальні й перпендикулярні горизонтальній вісі часу – t.) Далі посилені в такий спосіб синусоїди являють собою розмахи пульсацій і надходять на підсилювач-обмежник (ПО), де вершини синусоїд обмежуються по амплітуді. Таким чином, з виходу ПО виходять прямокутні двох полярні імпульси (меандри), тривалість яких прямопропорційно залежить від доплерівського зсуву частоти відбитих коливань. Далі меандри надходять на накопичувач цифрових фільтрів (далі – НЦФМ), де вони дискретизуються, перетворюються в цифровий код, по якому визначається номер еквівалентного цифрового фільтра, а по його номері визначається й доплерівська частота сигналу цілі. Спеціалізований цифровий обчислювач (СЦО) по аналізу цифрових кодів фаз, які сформовані в НЦФМ, робить розрізнення фаз спектрів цілі й ЗВ. СЦО спектр ЗВ не режектує, а використовує як апріорні дані на наступні кадри виявлення сигналів цілей. Таким чином, балансовий нелінійний параметричний перетворювач робить аналогове виділення просторово-частотних спектрів сигналів цілі та ЗВ шляхом порівняння їхніх фаз і видає на СЦО через НЦФМ дані про фазові спектри ЗВ й цілей для їхнього аналізу.

Висновки

Уперше синтезовані алгоритми обробки вхідних коливань у режимі динамічної режекції спектрів сигналів від повітряних цілей, замаскованих коррельованими відбиттями, що заважають, із застосуванням параметричних систем на нелінійних реактивностях при безперервній пеленгації повітряних цілей, і які дозволяють істотно підвищити стій-

кість пеленгування повітряних цілей авіаційними РЛПК повітряного базування.

Список літератури

1. Седышев Ю.Н. Вопросы корреляционной теории и применения высокочастотных параметрических систем на нелинейных реактивностях при обработке радиолокационных сигналов / Ю.Н. Седышев. – Х.: Военная инженерная радиотехническая ордена отечественной войны академия противовоздушной обороны имени маршала Советского Союза Л.А. Говорова, 1970. – 436 с.

2. Дудник П.И. Многофункциональные радиолокационные системы / П.И. Дудник. – М.: Дрофа, 2007. – 283 с.

3. Канащенков А.И. Радиолокационные системы многофункциональных самолётов. Т. 1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолётов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / А.И. Канащенков, В.И. Меркулов. – М.: Радиотехника, 2006. – 656 с.: 286 ил.

Надійшла до редколегії 18.02.2010

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.М. Ілюшко, Національний аерокосмічний університет «ХАІ» ім. М.С. Жуковського, Харків.

ДИНАМИЧЕСКАЯ РЕЖЕКЦИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ, ЗАМАСКИРОВАННЫХ КОРРЕЛИРУЕМЫМИ ВИДБИТТИЯМИ, С ПРИМЕНЕНИЕМ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА НЕЛИНЕЙНЫХ РЕАКТИВНОСТЯХ В РЕЖИМЕ СИНТЕЗА АПЕРТУРЫ

Ю.В. Севостьянов

Проведен анализ существующих авиационных бортовых РЛС самолетов-истребителей четвертого поколения, которые стоят на вооружении авиации Воздушных Сил Украины. Обнаружены недостатки при работе на высоких и средних частотах повторения зондирующих сигналов и указаны предложения к их устранению.

Ключевые слова: авиационные радиолокационные прицельные комплексы, воздушные цели, корреляция, мешающее отражение, нелинейные реактивности, параметрические системы.

DYNAMIC REZHEKCIYA OF AIR AIMS, DISGUISED CORRELATED VIDBITTYAMI, WITH THE USE OF SELF-REACTANCE SYSTEMS ON NONLINEAR REAKTIVNOSTYAKH IN MODE OF SYNTHESIS OF APERTURE

Yu.V. Sevost'yanov

The analysis of existing aviation side RLS airplanes-destroyers of fourth-generation, which stand on the armament of aviation of Aircrafts of Ukraine, is conducted. Found out failings during work on high and middle frequencies of reiteration of soundings signals and suggestions are indicated to their removal.

Keywords: aviation radio-location aiming complexes, air aims, correlation, mixing a reflection, nonlinear reactivity, self-reactance systems.