

УДК 621.391

Л.Г. Корнієнко

Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

ОЦІНКА ВПЛИВУ КОНСТРУКТИВНИХ ПОХИБОК АНТЕН НА ПОКАЗНИКИ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОГО КОМПЕНСАТОРА ЗАВАД

Проаналізований вплив на граничний коефіцієнт придушення завад відхилень геометричних параметрів поляризаційних пристроїв, що формують ортогональні поляризації антен поляризаційного компенсатора. Визначений ступінь впливу конструктивних похибок на досяжний рівень придушення шумових завад.

Ключові слова: поляризаційний компенсатор, граничний коефіцієнт придушення, коефіцієнт кореляції, поляризаційно-частотна характеристика, поляризатор, основна антена, допоміжна антена, конструктивні похибки.

Вступ

Постановка проблеми. В сучасних умовах радіолокації повітряні цілі звичайно обладнані індивідуальними засобами постановки завад. При виявленні таких цілей завада діє в головній пелюстці діаграми спрямованості (ДС) антени РЛС, що потребує застосування ефективних засобів перешкодозахисту. Для придушення шумових повністю поляризованих завад від цілей з самоприкриттям використовують метод поляризаційної режекції, що реалізується за допомогою поляризаційних автокомпенсаторів з кореляційним зворотнім зв'язком (рис. 1).

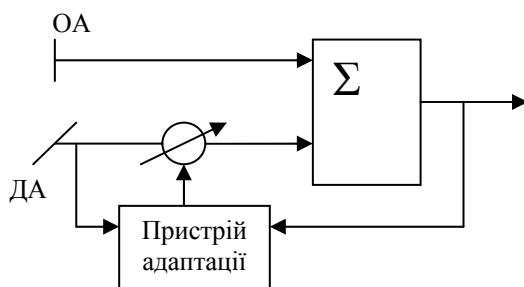


Рис. 1. Метод поляризаційної режекції

Вони мають два приймальних канали з основною (ОА) і допоміжною (ДА) антенами з приблизно однаковими спрямованими характеристиками і ортогональними поляризаціями. В допоміжному каналі комплексний ваговий коефіцієнт, який керується пристроєм адаптації, встановлює в решітці з ОА і ДА поляризацію, ортогональну поляризації завади, що забезпечує її придушення. Відбитий від цілі сигнал деполаризується, має поляризацію відмінну від поляризації завади і тому приймається решіткою з деякими поляризаційними втратами. На рівень придушення завади суттєво впливають неідентичності приймальних каналів. Цій темі присвячена значна частина досліджень за компенсатори завад, наприклад [1 – 4]. Але в них мало приділяється уваги дослідженню впливу різниць в антенних характеристиках, особливо в поляризаційних характеристиках ОА і ДА. В [5] наведені результати аналізу впливу

на граничний коефіцієнт придушення поляризаційного компенсатора різниць в напрямі обертання векторів поляризації антен при ідентичних змінах їх поляризаційно-частотних характеристик (ПЧХ). Однак внаслідок тих чи інших конструктивних неідентичностей ОА і ДА та інших причин їх ПЧХ відрізняються, неоднаковими стають геометричні параметри еліпсів поляризації антен. В даній роботі аналізується вплив на граничний коефіцієнт придушення повністю поляризованої активної шумової завади різниць в поляризаційно-частотних характеристиках основної і допоміжної антен. Враховуються відмінності поляризації антен на середній частоті і в межах смуги пропускання каналів, що обумовлені похибками конструктивних параметрів пристроїв формування поляризації антен.

Основний матеріал

Вихідні співвідношення. Граничний коефіцієнт придушення $K = [1 - |\rho_{10}|^2]^{-1}$ залежить від міжканального коефіцієнта кореляції ρ_{10} завадових коливань в основному і допоміжному приймальних каналів, який при врахуванні лише поляризаційних характеристик антен і завад визначається формулою [5]

$$\rho_{10} = \frac{\int_{f_0-0,5\Pi_0}^{f_0+0,5\Pi_0} \xi_{A0}(\bar{u}, f) \xi_{A1}^*(\bar{u}, f) df}{\left[\int_{f_0-0,5\Pi_0}^{f_0+0,5\Pi_0} |\xi_{A0}|^2 df \cdot \int_{f_0-0,5\Pi_0}^{f_0+0,5\Pi_0} |\xi_{A1}|^2 df \right]^{0,5}}, \quad (1)$$

де $\xi_{Am}(\bar{u}, f) = (\bar{C}_{Am} \bar{C}_B)$ – коефіцієнт поляризаційного узгодження основної ($m = 0$) і допоміжної ($m = 1$) антен з завадовою хвилею на частоті f . Визначається скалярним добутком векторів (ортів) поляризації антен \bar{P}_{Am} і завадової хвилі \bar{P}_B , що надходить з напрямку орту \bar{u} . Інтегрування в (1) виконується в межах смуги пропускання каналів з середньою частотою f_0 і шириною Π_0 .

Вектор поляризації [6]

$$\bar{P} = \alpha \exp(j\Phi_0) \bar{i}_0 + \sqrt{1 - \alpha^2} \exp(j\Phi_\varphi) \bar{i}_\varphi \quad (2)$$

встановлює амплітудно-фазові співвідношення між ортогональними складовими поля, орієнтованими вздовж ортів $\vec{i}_\theta, \vec{i}_\varphi$ сферичної системи координат. Множник $\alpha \exp(j\Phi_0) = \dot{E}_\theta / E$ визначає відносну амплітуду α і початкову фазу Φ_0 складової поля \dot{E}_θ , а $\sqrt{1-\alpha^2} \exp(j\Phi_\varphi) = \dot{E}_\varphi / E$ – відносну амплітуду $\sqrt{1-\alpha^2}$ і початкову фазу Φ_φ складової поля \dot{E}_φ , де $E = \sqrt{E_\theta^2 + E_\varphi^2}$ – повна амплітуда поля. Вектор (2) з відповідними індексами визначає далі поляризацію завадової хвилі і поляризації антен компенсатора. Можливо використання в (2) фазора поля $\dot{\mu} = \dot{E}_\varphi / \dot{E}_\theta$, модуль котрого $\mu = \sqrt{1-\alpha^2} / \alpha$.

Будемо вважати, що поляризація завадової хвилі не залежить від частоти f , а частотна залежність поляризації антен міститься в початкових фазах ортогональних складових поля, причому

$$\Phi_{\theta,\varphi}(\bar{u}, f) = \Phi_{\theta,\varphi}(\bar{u}, f_0) + \Phi'_{\theta,\varphi}(\bar{u}, f_0)(f - f_0). \quad (3)$$

Лінійність фазочастотних характеристик (3) забезпечує неспотворену передачу сигналу антенами, до чого прагнуть при їх проектуванні. Величина $\Phi'_{\theta,\varphi}/2\pi$ визначає час поширення обвідних ортогональних складових сигналу. Використовуючи (2), (3), можна отримати з (1) аналітичний вираз для коефіцієнта кореляції завадових коливань в приймальних каналах и проаналізувати граничний коефіцієнт придушення, що визначає потенційні можливості поляризаційної компенсації.

Поляризаційні характеристики антен. Доцільно конкретизувати поляризаційні характеристики антен і завадової хвилі. Нехай завадова хвиля має лінійну поляризацію, а антени – ортогональні кругові поляризації, що створюються за допомогою поляризаторів. Конструкція одного з них наведена на рис. 2. Ортогональні поля \vec{E}_2 і \vec{E}_1 на виході прямокутного хвилеводу з основною хвилею H_{10} синфазні і мають однакові амплітуди. Після проходження шляху L в фазуючій секції з розмірами сторін $l_{1\varphi}, l_{2\varphi}$ фазовий зсув між ними стає кратним непарному значенню $0,5\pi$, що потрібно для кругової поляризації. Вектор \vec{E} обертається в бік складової, що відстає за фазою. Тому для другої антени з ортогональною поляризацією потрібний такий же поляризатор, але з заміною $l_{1\varphi} \leftrightarrow l_{2\varphi}$.

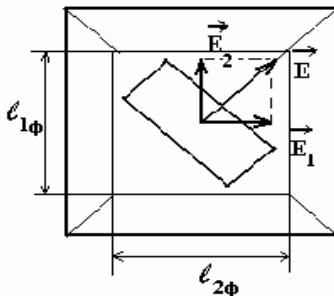


Рис. 2. Конструкція поляризатора

Для складових поля, що формуються полями \vec{E}_2 та \vec{E}_1 (рис. 2) в дальній зоні в напрямку головного максимуму ДС, маємо

для ОА

$$\Phi_{\varphi 0,00}(\bar{u}_{\text{гл}}, f) = (2\pi/\lambda)\beta_{1,2}L; \quad \beta_{1,2} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2l_{1,2\varphi}}\right)^2}; \quad (4,а)$$

для ДА

$$\Phi_{\varphi 1,01}(\bar{u}_{\text{гл}}, f) = (2\pi/\lambda)\beta_{2,1}L, \quad (4,б)$$

λ – довжина хвилі на частоті f .

При $f = f_0$ ($\lambda = \lambda_0$) вирази (4) визначають значення початкових фаз на середній частоті (довжині хвилі). Похідні за частотою в точці $f = f_0$

$$\Phi'_{\varphi 0,00} = (2\pi L/\lambda_0 f_0) [\beta_{1,2} + \lambda_0^2 \partial / (4 l_{1,2\varphi}^2 \beta_{1,2})]; \quad (5,а)$$

$$\Phi'_{\varphi 1,01} = (2\pi L/\lambda_0 f_0) [\beta_{2,1} + \lambda_0^2 \partial / (4 l_{2,1\varphi}^2 \beta_{2,1})]. \quad (5,б)$$

З наведених співвідношень витікає

$$\Phi_{\varphi 0,1}(f_0) = \Phi_{\varphi 1,0}(f_0); \quad \Phi'_{\varphi 0,1} = \Phi'_{\varphi 1,0}. \quad (6)$$

Перша рівність в (6) визначає, що фазовий зсув для вертикальної складової поля ОА (ДА) такий, як і для горизонтальної складової ДА (ОА). Аналогічний висновок можна зробити і відносно часів запізнювання обвідних сигналів.

Нехай внаслідок технологічних похибок, або впливу умов експлуатації геометричні розміри поляризатора ДА відрізняються від аналогічних розмірів поляризатора ОА і тому

$$\begin{aligned} \Phi_{\varphi 1,01}(\bar{u}_{\text{гл}}, f_0) &= \Phi_{\varphi 1,01} + \Delta\Phi_{\varphi 1,01}; \\ \Delta\Phi_{\varphi 1,01} &= \Delta L (\partial \Phi_{\varphi 1,01} / \partial L) + \Delta l_{2,1\varphi} (\partial \Phi_{\varphi 1,01} / \partial l_{2,1\varphi}); \\ \Phi'_{\varphi 1,01} &= \Phi'_{\varphi 1,01} + \Delta\Phi'_{\varphi 1,01}; \quad (7) \\ \Delta\Phi'_{\varphi 1,01} &= \Delta L (\partial \Phi'_{\varphi 1,01} / \partial L) + \Delta l_{2,1\varphi} (\partial \Phi'_{\varphi 1,01} / \partial l_{2,1\varphi}). \end{aligned}$$

Величини, що підкреслені знизу в (7) і далі, відносяться до ДА, поляризатор котрої має відхилення в конструктивних параметрах.

Перші доданки в (7) визначають величини при номінальних розмірах поляризатора ДА (що співпадають з відповідними розмірами ОА), другі – відхилення, обумовлені конструктивними похибками, які приводять до зміни в ДА довжини фазуючої секції на ΔL , її поперечних розмірів на $\Delta l_{1\varphi}$ і $\Delta l_{2\varphi}$. Похідні в (7) визначають чутливість фаз і часів запізнювання обвідних сигналів до зміни геометричних розмірів фазуючої секції ДА. Поперечні розміри фазуючої секції впливають на фазові швидкості ортогональних хвиль. Варіації розмірів викликають зміни фазових співвідношень між ними, що підсилюються варіаціями ΔL . Тому наявність погрешностей в ДА порушує рівності (6). Із (7), (6) маємо

$$\begin{aligned} \Phi_{\varphi 1}(f_0) &= \Phi_{\varphi 0}(f_0) + \Delta\Phi_{\varphi 1}; \\ \Phi_{\varphi 1}(f_0) &= \Phi_{\varphi 0}(f_0) + \Delta\Phi_{\varphi 1}; \\ \Phi'_{\varphi 1}(f_0) &= \Phi'_{\varphi 0} + \Delta\Phi'_{\varphi 1}; \\ \Phi'_{\varphi 1}(f_0) &= \Phi'_{\varphi 0} + \Delta\Phi'_{\varphi 1} \end{aligned} \quad (8)$$

Вирази (8) визначають зв'язок фазових зсувів і часів запізнювання обвідних сигналів в поляризаторах ДА і ОА з врахуванням похибок в ДА.

Отримані вирази дозволяють проаналізувати поляризаційно-частотні характеристики ОА і ДА. Для цього потрібно визначити амплітудні і фазові співвідношення між ортогональними складовими полів

ОА і ДА. Для кругової поляризації модулі фазорів антен $|\mu_m| = 1$ ($\alpha_m = 1/\sqrt{2}$) і не залежать від частоти. Різниця фаз між ортогональними складовими для ОА і ДА визначаються наступними виразами

$$\psi_0 = \xi_0 + \omega_0 t_0 \delta f; \quad \psi_1 = \xi_1 + \omega_0 t_1 \delta f; \quad (9)$$

$$\delta f = (f - f_0)/f_0,$$

де $\xi_0 = \Phi_{\varphi 0}(f_0) - \Phi_{\theta 0}(f_0)$, $\xi_1 = \Phi_{\varphi 1}(f_0) - \Phi_{\theta 1}(f_0)$ – різниці фаз на середній частоті; $t_0 = (\Phi'_{\varphi 0} - \Phi'_{\theta 0})/2\pi$, $t_1 = (\Phi'_{\varphi 1} - \Phi'_{\theta 1})/2\pi$ – різниці часів поширення обвідних коливань ортогональних хвиль відповідно в поляризаторах ОА і ДА; $\omega_0 = 2\pi f_0$. Врахуємо, що

$$\xi_0 = 3\pi/2; \quad \xi_1 = -3\pi/2 + (\Delta\Phi_{\varphi 1} - \Delta\Phi_{\theta 1});$$

$$t_1 = -t_0 + (\Delta\Phi'_{\varphi 1} - \Delta\Phi'_{\theta 1})/2\pi, \quad (9,a)$$

де

$$\Delta\Phi_{\theta 1, \varphi 1} = \Phi_{\theta 1, \varphi 1}[\delta L + \delta l_{1,2} \lambda^2_0 / (4 l^2_{1,2\varphi} \beta^2_{1,2})];$$

$$\Delta\Phi'_{\theta 1, \varphi 1} = \Phi'_{\theta 1, \varphi 1} [\delta L - \delta l_{1,2} \lambda^2_0 / (4 l^2_{1,2\varphi} \beta^2_{1,2})].$$

Розміри поляризаторів ДА

$$L = L(1 + \delta L), \quad l_{1\varphi} = l_{1\varphi}(1 + \delta l_1), \quad l_{2\varphi} = l_{2\varphi}(1 + \delta l_2),$$

де $\delta a = \Delta a / a$ – відносний приріст параметра a . Ці розміри можуть змінюватися внаслідок впливу температури зовнішнього середовища. В цьому разі при використанні однакового матеріалу для всіх елементів конструкції $\delta L = \delta l_{1\varphi} = \delta l_{2\varphi}$.

На середній частоті ОА має кругову поляризацію, а ДА – еліптичну з протилежним напрямком обертання вектора поля. При зміні частоти поляризації деформуються.

Для забезпечення в поляризаторі ОА зсуву фази $\xi_0 = 3\pi/2$ фазуюча секція, як витікає з (4), повинна мати довжину

$$L/\lambda_0 = 3/[4(\beta_1 - \beta_2)]. \quad (10)$$

Поляризаційно-частотні характеристики (ПЧХ) антен визначаються залежністю від частоти коефіцієнтів еліптичності r_m і кутів орієнтації γ_m великої осі еліпсів поляризації ОА ($m = 0$) і ДА ($m = 1$):

$$r_m = \left[\frac{1 + \mu_m^2 - \sqrt{(1 - \mu_m^2)^2 + 4\mu_m^2 \cos^2 \psi_m}}{1 + \mu_m^2 + \sqrt{(1 - \mu_m^2)^2 + 4\mu_m^2 \cos^2 \psi_m}} \right]^{0,5};$$

$$\gamma_m = 0,5 \arctg \frac{2\mu_m \cos \psi_m}{1 - \mu_m^2}. \quad (11)$$

Для розрахунків ПЧХ потрібно знати розміри поляризаторів ОА і ДА. Розміри сторін фазуючої секції повинні забезпечити умову поширення ортогональних хвиль H_{10} і H_{01} . Роздивимося поляризатор ОА з розмірами $l_{1\varphi} = 0,8\lambda_0$ ($\beta_1 = 0,781$), $l_{2\varphi} = 0,7\lambda_0$ ($\beta_2 = 0,7$). На рис. 3 в межах відносної ширини смуги частот $\Pi_0/f_0 = 10^{-2}$ наведені для ОА і ДА з $\delta L = \delta l_1 = \delta l_2 = 0,003$ графіки коефіцієнтів еліптичності і кутів орієнтації. Видно, що внаслідок конструктивних похибок еліпси поляризації антен відрізняються як на середній частоті, так і на інших частотах. При малих конструктивних похибках поява різниці в зсуві фаз між ортогональними складовими поля ДА фактично привів до переміщення на графіках кривих ПЧХ. Умови прийому завади антенами стали неоднаковими, що впливає на ефективність поляризаційної компенсації завад.

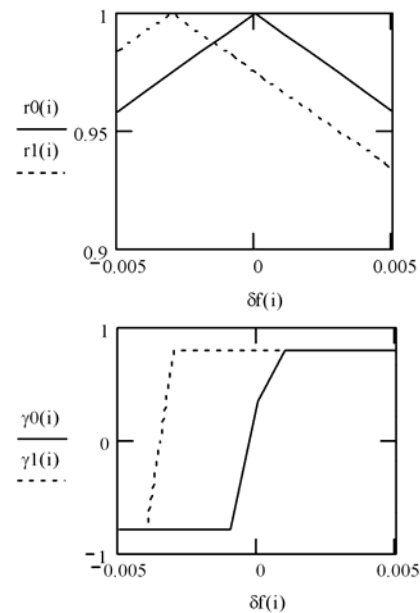


Рис. 3. Графіки коефіцієнтів еліптичності і кутів орієнтації

Граничний коефіцієнт придушення. Роздивимося коефіцієнт кореляції завадових коливань при наявності конструктивних похибок в поляризаторі ДА. Модулі фазорів антен $|\mu_0| = |\mu_1| = 1$ і не залежать від частоти, різниця фаз між ортогональними полями ОА $\xi_0 = 3\pi/2$. Зв'язок між параметрами ОА і ДА у відсутності похибок визначається виразом (6), при наявності похибок – (8). Використовуючи ці данні з (1) отримаємо для завадової хвилі з лінійною поляризацією наступний вираз для квадрату модулю коефіцієнта кореляції:

$$|\rho_{10}|^2 = (1/H_1) \{ [\alpha_B \sqrt{1 - \alpha_B^2} \cos(\Delta\Phi_{\theta 1}) \times \text{sinc}(\pi\Pi_0\Delta t_{\theta 1}) + \alpha_B^2 \sin(\Delta\Phi_{\theta 1}) \text{sinc}[\pi\Pi_0(t_0 + \Delta t_{\theta 1})]] + \alpha_B \sqrt{1 - \alpha_B^2} \cos(\Delta\Phi_{\varphi 1}) \text{sinc}(\pi\Pi_0\Delta t_{\varphi 1}) - (1 - \alpha_B^2) \times \sin(\Delta\Phi_{\varphi 1}) \text{sinc}[\pi\Pi_0(t_0 - \Delta t_{\varphi 1})]^2 + [-\alpha_B \sqrt{1 - \alpha_B^2} \sin(\Delta\Phi_{\theta 1}) \text{sinc}(\pi\Pi_0\Delta t_{\theta 1}) + \alpha_B^2 \times \cos(\Delta\Phi_{\theta 1}) \text{sinc}[\pi\Pi_0(t_0 + \Delta t_{\theta 1})] - \alpha_B \sqrt{1 - \alpha_B^2} \sin(\Delta\Phi_{\varphi 1}) \text{sinc}(\pi\Pi_0\Delta t_{\varphi 1}) - (1 - \alpha_B^2) \times \cos(\Delta\Phi_{\varphi 1}) \text{sinc}[\pi\Pi_0(t_0 - \Delta t_{\varphi 1})]]^2 \}, \quad (12)$$

де

$$\Delta t_{\theta 1} = (\Delta\Phi'_{\theta 1})/2\pi; \quad \Delta t_{\varphi 1} = (\Delta\Phi'_{\varphi 1})/2\pi; \quad \text{sinc}(x) = \sin(x)/x;$$

$$H_1 = 1 + 2\alpha_B \sqrt{1 - \alpha_B^2} \sin(\Delta\Phi_{\theta 1} - \Delta\Phi_{\varphi 1}) \times \text{sinc}[\pi\Pi_0(t_0 + \Delta t_{\theta 1} - \Delta t_{\varphi 1})].$$

Коефіцієнт кореляції залежить від поляризації завадової хвилі, що є наслідком анізотропності поляризаторів. У відсутності похибок

$$|\rho_{10}|^2 = 4\alpha_B^2 (1 - \alpha_B^2) [1 - \text{sinc}^2(\pi\Pi_0 t_0)] + \text{sinc}^2(\pi\Pi_0 t_0), \quad (12,a)$$

коливання повністю корельовані при нахилі під кутом 45° орієнтації вектора \vec{E} завадової хвилі ($\alpha_B^2 = 0,5$). Пояснюється це тим, що при цьому в поляризаторах збуджуються як вертикальні так і гори-

зонтальні складові поля. Умови поширення в поляризаторі ОА вертикальної (горизонтальної) складової співпадають з умовами поширення в поляризаторі ДА горизонтальної (вертикальної) складової, що обумовлює їх повну кореляцію. Для вертикальної ($\alpha_B^2 = 1$) або горизонтальної ($\alpha_B^2 = 0$) поляризацій завади рівень кореляції визначається між коливаннями тільки вертикальних або тільки горизонтальних складових полів в поляризаторах, котрі відрізняються часами поширення обвідних. Тому коефіцієнт кореляції залежить від співвідношення між інтервалом кореляції заводових коливань $\tau = 1/\Pi_0$ і різницею часів t_0 запізнювань обвідних в поляризаторах. При наявності похибок в ДА для $\alpha_B^2 = 1$; 0 величина $|\rho_{10}|^2 = \text{sinc}^2[\pi\Pi_0(t_0 \pm \Delta t_{01,\Phi})]$. Кореляція змінюється за рахунок зміни часу запізнювання обвідних коливань ортогональних хвиль. На неї не впливає поява додаткової різниці зсуву фаз на середній частоті (9,а) в поляризаторі ДА.

На рис. 4 наведені результати розрахунків граничного коефіцієнта придушення K від значення похибок δL в розмірах L , $l_{1\Phi}$, $l_{2\Phi}$ поляризатора ДА для різних кутів нахилу вектора поляризації заводової хвилі (значення α_B наведені на рис. в аргументах коефіцієнта придушення).

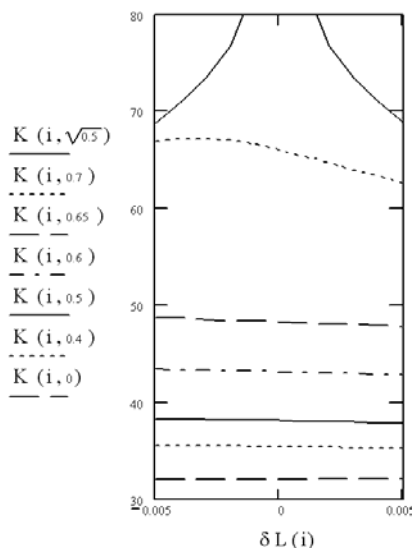


Рис. 4. Результати розрахунків граничного коефіцієнта придушення

Вплив похибок незначний при малих значеннях коефіцієнта придушення. Він посилюється з підвищенням рівня кореляції коливань і відповідно величини K . Зміна розмірів в менший або більший бік не адекватно впливає на коефіцієнт придушення, що пов'язано з їх неоднаковим впливом на зміну часу поширення обвідних коливань. При $\alpha_B^2 = 0,5$, коли у відсутності похибок немає обмежень на коефіцієнт придушення, поява конструктивних відхилень, навіть незначних, суттєво знижує потенційні можливості поляризаційного компенсатора по придушенню завод.

Висновки

Розглянута методика оцінки впливу відхилень в геометричних розмірах пристроїв формування поляризацій антен на граничний коефіцієнт придушення завод поляризаційним компенсатором. Показано, що конструктивні похибки приводять до спотворень ПЧХ приймальних каналів, що впливає на рівень компенсації завод. Похибки викликають суттєве обмеження потенційних можливостей придушення завод на рівнях 60...70 дБ і вище.

Список літератури

1. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
2. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Ю.И. Лосев, А.Г. Бердников, Э.Ш. Гойхман, Б.Д. Сизов. – М.: Радио и связь, 1988. – 208 с.
3. Абрамович Ю.И. Эффективность пространственной компенсации помех в системах с неидентичными каналами приема / Ю.И. Абрамович, В.Г. Качур, Н.Н. Михайлюков // Радиотехника и электроника. – 1989. – Т. 24, № 6. – С. 1196-1206.
4. Корниенко Л.Г. Влияние многолучевости РРВ и способа фазирования ФАР на эффективность АК помех / Л.Г. Корниенко, О.А. Войтович, В.П. Тищенко // Радиоэлектроника. – К.: НТТУ «КПИ», изв. ВУЗ, 2000. – Т. 43, вып. 2. – С. 3-10.
5. Корниенко Л.Г. Анализ влияния поляризаційних характеристик антен на ефективність поляризаційного компенсатора завод / Л.Г. Корниенко // Системи управління, навігації та зв'язку. – К.: ЦНДІ НУ, 2009. – Вип. 1 (9). – С. 47-49.
6. Марков Г.Т. Антенны / Г.Т. Марков, Д.М. Сазонов. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.

Надійшла до редколегії 5.03.2009

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.І. Карпенко, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ КОНСТРУКТИВНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ АНТЕНН НА ПОКАЗАТЕЛИ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО КОМПЕНСАТОРА ПОМЕХ

Л.Г. Корниенко

Проанализировано влияние на предельный коэффициент подавления помех отклонений геометрических параметров поляризаційних устройств, формирующих ортогональные поляризации антенн поляризаційного компенсатора. Определена степень влияния конструктивных погрешностей на достижимый уровень подавления шумовых помех.

Ключевые слова: поляризаційний компенсатор, граничний коефіцієнт подавлення, коефіцієнт кореляції, поляризаційно-частотна характеристика, поляризатор, основная антенна, вспомогательная антенна, конструктивные ошибки.

THE ESTIMATION OF THE INFLUENCE OF AERIALS' LAYOUT ERRORS ON THE INDEXES OF THE POLARIZATION COMPENSATOR OF INTERFERENCES

L.G. Kornienko

The influence on the marginal coefficient of interference suppression of deviation of the polarization devices' geometrics which form the orthogonal polarization of aerials of polarization compensator is analyzed. The degree of the influence of layout errors on the attainable level of noise interference suppression is determined.

Keywords: polarization compensate, a border coefficient is suppression, coefficient of correlation, polarization-frequency description, polarizer, basic aerial, auxiliary aerial, structural errors.