

УДК 621.396.677

А.Ф. Шевченко

Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків

РЕЗУЛЬТАТИ ПОРІВНЯЛЬНОГО АНАЛІЗУ ХАРАКТЕРИСТИК СПРЯМОВАНOSTІ КІЛЬЦЕВИХ ФАЗОВАНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК ДЛЯ ЗАВДАНЬ СТВОРЕННЯ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ АКТИВНО-ПАСИВНИХ РЛС

Наведені результати чисельного аналізу залежностей характеристик спрямованості кільцевих антенних решіток, утворених з елементарних електричних випромінювачів для різних видів амплітудно-фазових розподілів і значень конструктивних параметрів антенної системи. Результати можуть бути використані для вибору типу антен багатопозиційних активно-пасивних радіолокаційних систем, призначених для створення суцільного радіолокаційного поля.

Ключові слова: багатопозиційна РЛС, кільцева антенна решітка, характеристики спрямованості.

Загальна постановка задачі

Актуальним питанням контролю повітряного простору є створення та підтримання суцільного первинного радіолокаційного поля (РЛП) на малих висотах (МВ). Відсутність надійного радіолокаційного контролю на МВ створює передумови його незаконного використання. Зокрема зростає рівень небезпеки терористичних загроз з повітря з огляду на польоти чисельної малої авіації на цих висотах. Як показано в [1] будувати МВ РЛП доцільно за рахунок створення активно-пасивних багатопозиційних (БП) РЛС кругового огляду з електронним скануванням на базі фазованих кільцевих антенних решіток (КАР) дециметрового (L-) діапазону розташованих на вежах. Такий підхід забезпечує високу ступінь уніфікації приймально-передавальної апаратури кожної позиції, та дозволяє:

- виявляти повітряні цілі в активному режимі за рахунок активних радіолокаторів з КАР в якості позицій БП РЛС;

- підвищити точність вимірювання азимуту цілей в активному БП режимі за рахунок далекомірних методів вимірювання без збільшення розмірів антен;

- виявляти цілі в пасивному БП режимі (в полі підсвічування станцій стільникового зв'язку, по випромінюванням бортової апаратури в системах вторинної радіолокації RBS, МК-ХА(ХІІ), Пароль);

- створювати смуги перешкод для супутникових навігаційних систем повітряних об'єктів, зокрема безпілотним літальним апаратам (БПЛА) та ін.

Приклад уніфікованого використання мережі автоматичних РЛС з КАР L-діапазону на вежах наведено на рис. 1. Слід відмітити, що використання КАР, чи інших решіток з осью симетрії, є принциповим для реалізації таких переваг у БП РЛС:

- спрощеного керування режимами огляду простору, в порівнянні з механічним обертанням антен позицій, за рахунок можливості орієнтації головного максимуму діаграми спрямованості КАР в довільному азимутальному напрямку з високою швидкістю;

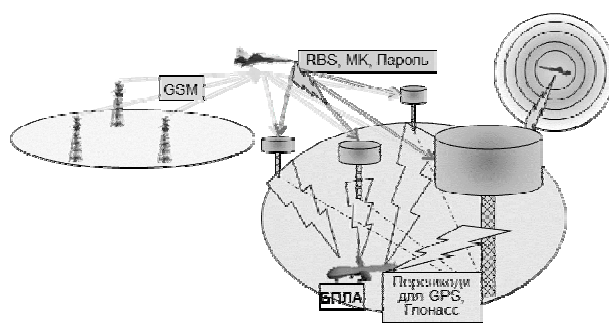


Рис. 1. Приклад уніфікованого використання автоматичних РЛС на вежах з КАР в L-діапазоні довжин хвиль

- розширення зони дії БП РЛС за рахунок відсутності коливаний коефіцієнтів спрямованої дії (КСД) КАР по азимуту в порівнянні з плоскими і лінійними антенними решітками (АР);

- можливості роботи у широкій смузі частот з сталими характеристиками спрямованості (ХС) за рахунок більшої діапазонності та широкосмуговості вісесиметричних антенних решіток в порівнянні з плоскими та іншими.

Це обумовлює актуальність мети статті яка полягає у аналізі залежностей характеристик спрямованості КАР від її конструктивних параметрів і видів амплітудно-фазового розподілу (АФР) при розробці БП РЛС для створення мало висотного РЛП. Для аналізу обрано метод чисельного моделювання вісесиметричних АР представлений в [2]. Метод дозволяє отримувати верхні оцінки ХС КАР дипольних випромінювачів резонансної довжини, при різних варіантах конструктивного виконання решітки та використанні заходів по зменшенню взаємного впливу випромінювачів.

1. Математична модель КАР

Розглянемо КАР створену з елементарних не взаємодіючих електричних диполів у вільному просторі, рис. 2. Для розташованого в точці \vec{X}_n диполя, електричну і магнітну складову поля в дальній зоні

при $|\bar{X} - \bar{X}_n| \gg \lambda_0$ визначимо як [2]:

$$\dot{E}_n(\bar{X}|\bar{X}_n, \dot{I}_n) = \frac{\dot{I}_n k_0}{j4\pi R_n} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \bar{s}_n^T \cdot e^{jk_0(\bar{R}_n^0 \bar{X} + R_n)}, \quad (1)$$

$$\dot{H}_n(\bar{X}|\bar{X}_n, \dot{I}_n) = -\frac{\dot{I}_n k_0}{j4\pi R_n} \bar{s}_n^\perp \cdot e^{jk_0(\bar{R}_n^0 \bar{X} + R_n)}, \quad (2)$$

де \bar{X} – радіус вектор точки спостереження (ТС), в дальній зоні диполя; \bar{X}_n – радіус-вектор розташування диполю; \dot{I}_n – комплексна амплітуда струму диполя; $k_0 = \omega_0 \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ – хвильове число кругової частоти $\omega_0 = 2\pi c / \lambda_0$; ϵ_0, μ_0 – електрична та магнітна проникність; $R_n = |\bar{X} - \bar{X}_n|$ – відстань від n-го диполя до ТС; $\bar{s}_n^T = \bar{s}_n - \bar{R}_n^0 \cdot (\bar{R}_n^0 \cdot \bar{s}_n)$, $\bar{s}_n^\perp = \bar{R}_n^0 \times \bar{s}_n$ – складові вектора \bar{s}_n , що враховує орієнтацію та довжину диполя $|\bar{d}|$ з вектор-моментом $\dot{p}_n = \dot{I}_n (j\omega_0)^{-1} \bar{d}$.

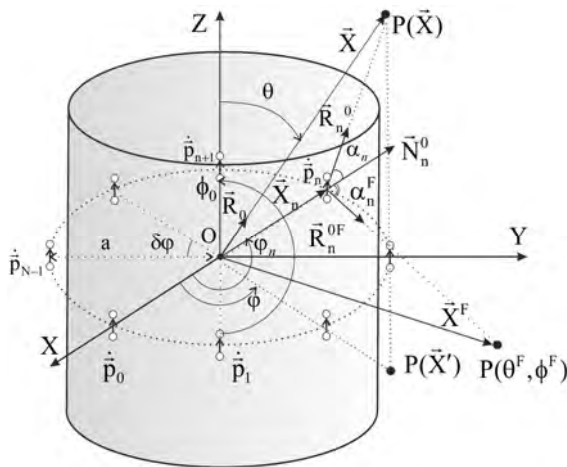


Рис. 2. Геометрична модель КАР

Припускаючи, що випромінювачі КАР ідеально погоджені з фідером живлення, амплітуда струму диполя визначається співвідношенням [3]:

$$\dot{I}_n = \frac{|\bar{d}|}{\pi \lambda_0} \sqrt{\frac{P_n}{80}}, \quad (3)$$

де P_n – потужність яка підводиться.

З виразів (1), (2) випливає наступне. Якщо ТС визначається радіус-вектором:

$$\bar{X}^F = |\bar{X}^F| \cdot \bar{R}^{0F} = |\bar{X}^F| \cdot \begin{Bmatrix} \sin \theta^F \cos \varphi^F; \\ \sin \theta^F \sin \varphi^F; \\ \cos \theta^F \end{Bmatrix}, \quad (4)$$

де \bar{X}^F – радіус-вектор точки F; $|\bar{X}^F|$ – довжина вектору; \bar{R}^{0F} – орт-вектор; φ^F, θ^F – азимут та кут місця точки F, тоді для гостроспрямованого випромінювання КАР в точці з радіус-вектором (4) необхідно забезпечити фазу комплексної амплітуди струму в кожному випромінювачі виду:

$$\arg(\dot{I}_{nm}) = -k_0 \left(\bar{R}_n^{0F} \cdot \bar{X}^F + |\bar{X}^F - \bar{X}_n| \right). \quad (5)$$

У загальному випадку поле випромінювання КАР визначимо у вигляді суперпозиції полів (1), (2):

$$\dot{E}(\bar{X}) = \frac{k_0}{j4\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\dot{I}_n}{R_n} \bar{s}_n^T \cdot e^{jk_0(\bar{R}_n^0 \bar{X} + R_n)}; \quad (6)$$

$$\dot{H}(\bar{X}) = -\frac{k_0}{j4\pi} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\dot{I}_n}{R_n} \bar{s}_n^\perp \cdot e^{jk_0(\bar{R}_n^0 \bar{X} + R_n)}, \quad (7)$$

де $|\dot{I}_n|$ – амплітудний розподіл струмів (3) в КАР симетричний щодо напрямку головного максимуму діаграми спрямованості (ДС).

Аналіз ХС КАР проведемо для таких випадків:

– випромінюють всі елементи КАР, які розташовані у вільному просторі, поле КАР визначається виразами (6), (7);

– випромінює частина елементів КАР з координатами $\varphi_n \in \phi_0$, які розташовані в межах кутового сектору збудження ϕ_0 (рис. 2) та утворюють дугову антенну решітку (ДАР);

– випромінюють елементи ДАР, розташовані в межах сектору збудження ϕ_0 над ідеальною провідною поверхнею (ПП), виконаної у вигляді частини кругового нескінченно тонкого циліндра, радіус і висота якого значно більше λ_0 – ДАР ПП. Тоді ПП біля кожного диполя відповідно до принципу локальності можна вважати локально плоскою, а для врахування впливу провідної поверхні на ХС скористатися методом дзеркальних зображень [3]. При розташуванні диполів над поверхнею антени на висоті $h=0,25\lambda_0$ граничним умовам на ПП $\dot{E}^T(S) = 0$ буде задовольняти вираз для поля випромінювання виду:

$$\dot{E}(\bar{X}) = \frac{k_0 \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}}{j4\pi} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{I}_n \times \left(\bar{s}_n^T / R_n \times e^{jk_0(\bar{R}_n^0 \bar{X} + R_n)} + \left(\bar{s}_n^T / R_n' \right) \cdot e^{jk_0(\bar{R}_n^{0'} \bar{X} + R_n' + \pi)} \right); \quad (8)$$

$$\dot{H}(\bar{X}) = -\frac{k_0}{j4\pi} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{I}_n \times \left(\frac{\bar{s}_n^\perp}{R_n} e^{jk_0(\bar{R}_n^0 \bar{X} + R_n)} + \frac{\bar{s}_n^{\perp'}}{R_n'} e^{jk_0(\bar{R}_n^{0'} \bar{X} + R_n' + \pi)} \right). \quad (9)$$

де $\bar{s}_n^T, \bar{s}_n^{\perp'}$ – складові вектора \bar{s}_n' , який враховує орієнтацію і довжину дзеркального зображення диполя; R_n' – відстань до ТС від диполя, який є дзеркальний диполлю n.

Положимо, що елементи КАР, які не лежать в освітленій області, по відношенню до головного максимуму випромінювання \bar{R}^{0F} , не збуджують. Тому для випадків ДАР і ДАР ПП прийемо, що елемент решітки лежить в області збудження і випромінює, якщо кут α_n^F (рис. 2) між ортом зовніш-

ньої нормалі до випромінювача \bar{N}_n^0 та ортом \bar{R}_n^{0F} задовольняє умові:

$$\alpha_n^F = \arccos(\bar{N}_n^0 \cdot \bar{R}_n^{0F}) \in (-0,5\phi_0; 0,5\phi_0). \quad (10)$$

Величина сектора ϕ_0 може бути узгоджена з конкретною задачею, яку виконує антенна система. Аналогічно врахуємо межі освітленої області в ДАР ПП по відношенню до точки спостереження \bar{X} . Оскільки $\bar{X}_n \approx \bar{X}_n'$ будемо вважати, що випромінювач лежить в "освітленій області", якщо кут α_n (рис. 2) між \bar{N}_n^0 та \bar{R}_n^0 задовольняє умові:

$$\alpha_n = \arccos(\bar{N}_n^0 \cdot \bar{R}_n^0) \in (-0,5\pi; 0,5\pi). \quad (11)$$

З урахуванням (10), (11) межі області збудження ДАР визначаються функцією:

$$\Xi(\alpha_n^F) = \begin{cases} 1, & (\bar{N}_n^0 \cdot \bar{R}_n^{0F}) \geq \cos(\phi_0/2); \\ 0, & (\bar{N}_n^0 \cdot \bar{R}_n^{0F}) < \cos(\phi_0/2). \end{cases} \quad (12)$$

З урахуванням (10), (11) межі області збудження "освітленої області" ДАР над ПП визначаються як:

$$\Xi(\alpha_n^F, \alpha_n) = \begin{cases} 1, & \Xi(\alpha_n^F) = 1 \cup (\bar{N}_n^0 \cdot \bar{R}_n^0) \geq 0, \\ 0, & \Xi(\alpha_n^F) = 0 \cup (\bar{N}_n^0 \cdot \bar{R}_n^0) < 0. \end{cases} \quad (13)$$

З урахуванням (12) поле ДАР буде визначатися як:

$$\dot{E}(\bar{X}) = \frac{k_0}{j4\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \sum_{n=0}^{N-1} \Xi(\alpha_n^F) \frac{\dot{I}_n}{R_n} \bar{s}_n^T e^{jk_0(\bar{R}_n^0 \bar{X} + R_n)} \quad (14)$$

$$\dot{H}(\bar{X}) = -\frac{k_0}{j4\pi} \sum_{n=0}^{N-1} \Xi(\alpha_n^F) \frac{\dot{I}_n}{R_n} \bar{s}_n^\perp e^{jk_0(\bar{R}_n^0 \bar{X} + R_n)}. \quad (15)$$

З урахуванням (13) поле ДАР буде визначатися як

$$\dot{E}(\bar{X}) = \frac{k_0 \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}}{j4\pi} \sum_{n=0}^{N-1} \Xi(\alpha_n^F, \alpha_n) \dot{I}_n \times \left(\frac{\bar{s}_n^T}{R_n} e^{jk_0(\bar{R}_n^0 \bar{X} + R_n)} + \frac{\bar{s}_n'^T}{R_n'} e^{jk_0(\bar{R}_n^0 \bar{X} + R_n' + \pi)} \right); \quad (16)$$

$$\dot{H}(\bar{X}) = -\frac{k_0}{j4\pi} \sum_{n=0}^{N-1} \Xi(\alpha_n^F, \alpha_n) \dot{I}_n \times \left(\frac{\bar{s}_n^\perp}{R_n} e^{jk_0(\bar{R}_n^0 \bar{X} + R_n)} + \frac{\bar{s}_n'^\perp}{R_n'} e^{jk_0(\bar{R}_n^0 \bar{X} + R_n' + \pi)} \right). \quad (17)$$

Вертикальна і горизонтальна складові поля КАР в ТС мають вигляд:

$$\begin{aligned} \dot{E}^v(\bar{X}) &= \dot{E}(\bar{X}) \bar{q}^v, \quad \dot{H}^v(\bar{X}) = \dot{H}(\bar{X}) \bar{q}^v; \\ \dot{E}^h(\bar{X}) &= \dot{E}(\bar{X}) \bar{q}^h, \quad \dot{H}^h(\bar{X}) = \dot{H}(\bar{X}) \bar{q}^h \end{aligned}$$

де \bar{q}^v , \bar{q}^h – ортогональні орти, які визначають поляризацію поля в ТС.

КСД в напрямку головного максимуму, за умови, що АФР вздовж координатних осей роздільний, для решітки з диполів, орієнтованих паралельно осі OZ, можна визначити за виразом [A8]:

$$D \approx D^\phi D^0 = 3\pi \left(\int_0^{2\pi} \Psi(\theta = \theta^F, \varphi) d\varphi \right)^{-1} \quad (18)$$

де $D^0 = 1,5$ – КСД елементарного диполу; D^ϕ – КСД КАР в азимутальній площині; $\Psi(\theta, \varphi) = |\dot{F}^v(\theta, \varphi)|^2 + |\dot{F}^h(\theta, \varphi)|^2$ – ДС за потужністю, $\dot{F}^{v(h)}(\theta, \varphi) = \dot{E}^{v(h)}(\theta, \varphi) / \max(\dot{E}^{v(h)}(\theta, \varphi))$ нормовані комплексні ДС антени по полю на вертикальній і горизонтальній поляризації.

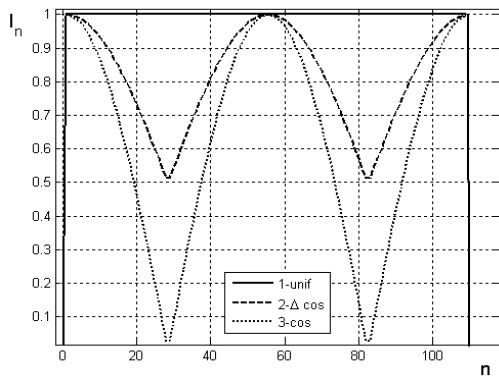
2. Аналіз впливу АФР та кроку решітки на характеристики спрямованості КАР

Для аналізу впливу АФР та кроку між елементами у дальній зоні КАР на головній поляризації в якості основних параметрів використані: максимальний КСД - D ; ширина ДС за потужністю по нульовому рівню - $2\phi_{0,5P}$; рівень бічних пелюсток (БП) ДС по полю: першого - SLL_1 , максимального - SLL_{\max} , і їх середній рівень SLL_{med} .

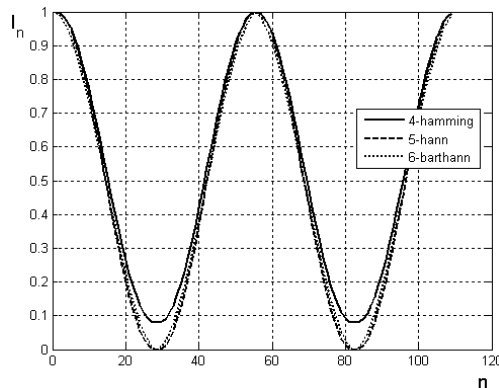
В якості вихідних даних були обрані: довжина хвилі $\lambda_0 = 0,23$ м; діаметр КАР - 2 м; крок решітки в межах: $d_n = (0,5 \div 1)\lambda_0$; поляризація випромінювачів вертикальна; напрямок головного максимуму ДС $\theta^F = \varphi^F = 0$; висота розташування випромінювачів над ідеально провідною поверхнею $h = 0,25\lambda_0$; сектор збудження ДАР і ДАР над ПП $\phi_0 = 180^\circ$; амплітудні розподіли (АР) симетричні відносно напрямку максимуму ДС і наведені на рис. 3.

Для КАР, ДАР та ДАР над ПП на рис. 4 представлені результати розрахунків залежності КСД, нормованого к загальному числу елементів в решітці, від кроку елементів в решітках. На рис. 4 видно, що максимальний КСД антени (нормований до числа елементів в решітці) при фіксованому радіусі решітки забезпечується для ДАР ПП, а найменший для ДАР. У ДАР ПП при амплітудних розподілах, слабо спадаючих до країв освітленої області (№1 та №2 на рис. 4), із зростанням кроку решітки, КСД монотонно убуває. Для розподілів, сильно спадаючих до країв освітленої області (№3...12 на рис. 4), із зростанням кроку решітки КСД ДАР ПП монотонно зростає. При цьому існує таке значення d_n/λ_0 , при досягненні якого, подальше збільшення кроку d_n не призводить до істотного зростання КСД (приріст не більше 10% від максимального значення).

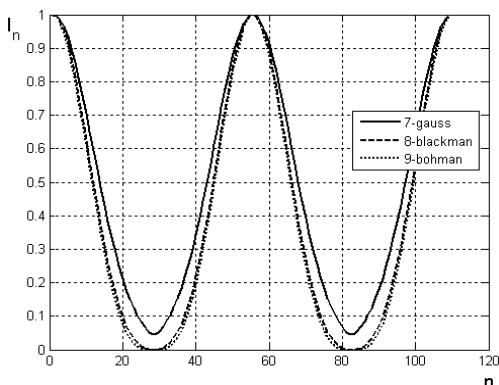
Для більшості розподілів в ДАР ПП ця величина лежить в межах 0,6...0,7, при цьому забезпечується нормована величина КСД 1,28...1,3. Для випадків КАР і ДАР залежність КСД від кроку решітки має більш складний (розривний) характер. Для КАР найбільше значення нормованого КСД не перевищує значення 1,15 для всіх розглянутих випадків.



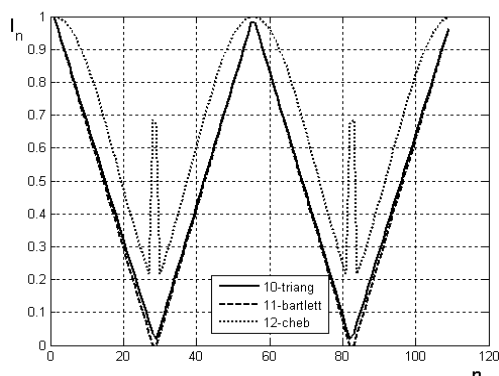
а – 1 – рівномірне; 2 – косинус на “п’єдесталі” 0,5;
3 – косинус



б – 4 – Хемінга; 5 – Хана; 6 – Бартлета-Хана



в – 7 – Гауса; 8 – Блекмана; 9 – Бомана



у – 10 – трикутне; 11 – Бартлета; 12 – Чебишева

Рис. 3 Амплітудні розподіли в КАР при $N = 108$

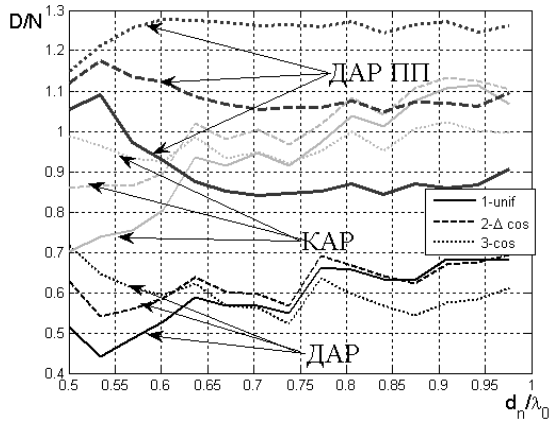
Найбільші зміни КСД при зміні кроку КАР мають місце при АР, які слабо спадає до країв двох еквівалентних підрешіток (№1, №2 на рис. 4). При цьому максимальний приріст КСД спостерігається

на інтервалі значень нормованого кроку 0,5...0,63. Для АР №3...№9 та №11, №12 (рис. 4) із зростанням кроку, КСД решітки монотонно убуває. Абсолютний максимум КСД відповідає значенням нормованого кроку 0,53...0,56 для АР №3...№9 (рис. 4), і значенню нормованого кроку 0,63...0,64 для АР №11, №12 (рис. 4). При цьому, чим більше спадає амплітуда до країв підрешіток, тим менше змінюється КСД разом із кроком решітки (близько 10% від максимального значення для АР №3...№11 на рис. 4). Для ДАР найбільше значення нормованого КСД не перевищує значення 0,72 для всіх розглянутих випадків. В цілому, характер залежностей КСД від кроку решітки для КАР і ДАР збігається.

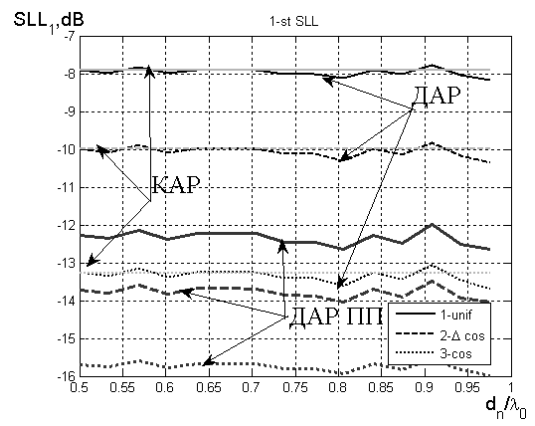
На рис. 5 наведено залежності рівнів першого БП ДС антени від кроку решітки для різних амплітудних розподілів. На рис. 6 наведено залежності максимального рівня пелюсток в ДС антени від кроку решітки для різних амплітудних розподілів. За результатами аналізу рис. 5, 6 можна зробити наступні висновки. Найменший рівень першого БП та максимального БП, для розглянутих АР, забезпечується у випадку, коли випромінювачі в антені розташовуються над ПП.

Для ряду АР рівень першого БП в ДАР ПП з кроком решітки практично не змінюється (АР №1...№3, №8, №9, №12 на рис. 5) та становить -15...-12 дБ. Однак, для АР №4...№7, №10 залежність рівня першого БП від кроку решітки носить коливний характер із рядом екстремумів. Порівняння рис. 5 та рис. 6 показує, що для більшості АР в ДАР ПП існує таке граничне значення нормованого кроку решітки, до якого перший БП ДС є максимальним. Так для АР №1...№6 ця межа нормованого кроку решітки лежить в межах 0,6...0,64, а для АР №8...№11 в межах 0,53...0,54. Подальше збільшення нормованого кроку решітки призводить до зростання дальніх БП, кутова ширина яких значно перевищує ширину головного максимуму ДС. Залежність рівня першого БП для КАР і ДАР від нормованого кроку решітки близька до монотонної для більшості розглянутих АР (рис. 5), при цьому відносні зміни рівня першого БП із збільшенням нормованого кроку решітки незначні (не більше 1 дБ). Особливістю КАР і ДАР є перевищення рівня першого БП дальніми пелюстками для ряду АР (№4...№6, №10...№11 на рис. 5 та рис. 6) при значеннях нормованого кроку близько 0,5. Так для КАР з розподілами АР №4...6, №10...11 рівень дальніх БП ДС перевищує перший бічний пелюсток на 2,8...3,5 дБ і 2,6...2,7 дБ, відповідно. Для АР які слабо спадають до країв еквівалентних підрешіток в КАР (№2 та №3 на рис. 5), граничне значення нормованого кроку, при якому перший БП залишається максимальним, становить 0,57 для АР №2 та 0,64 для АР №3. Із збільшенням нормованого кроку в КАР і ДАР максимальний БП наближаються до головного пелюстка.

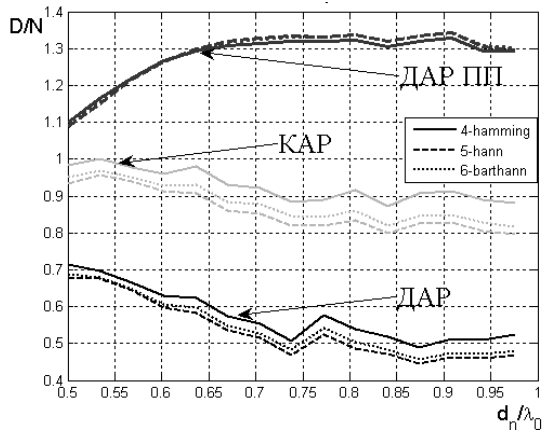
На рис. 7 наведено залежності середнього рівня БП від кроку решітки для різних АР. Як видно найменший середній рівень БП забезпечує розташування випромінювачів над ПП.



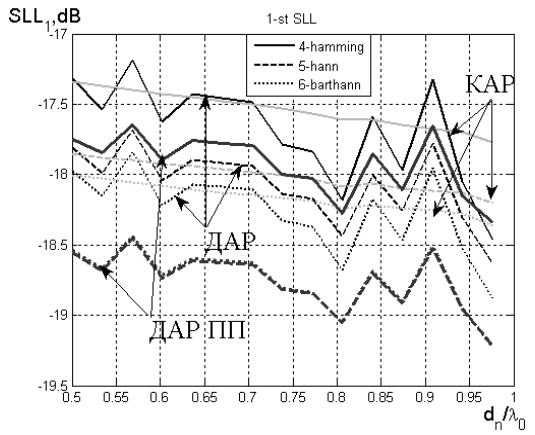
а



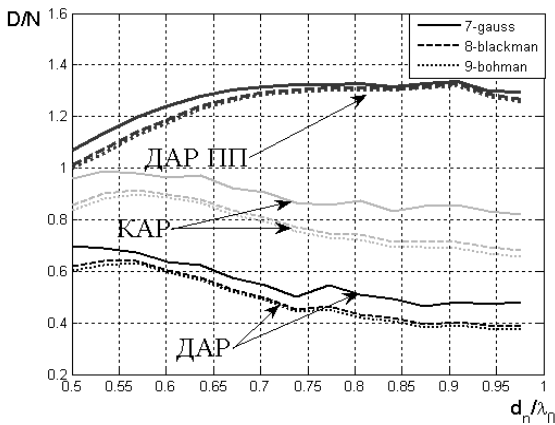
а



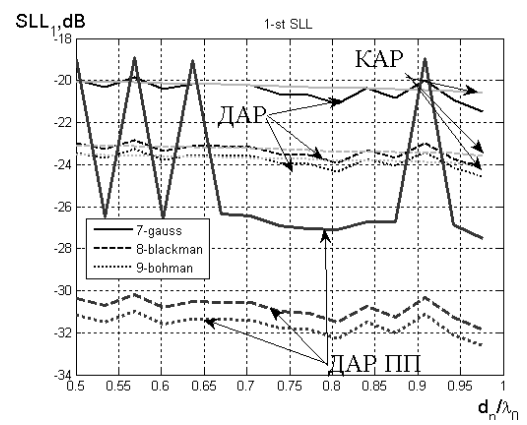
б



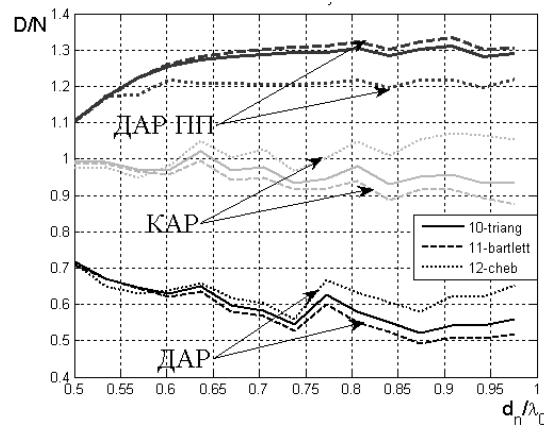
б



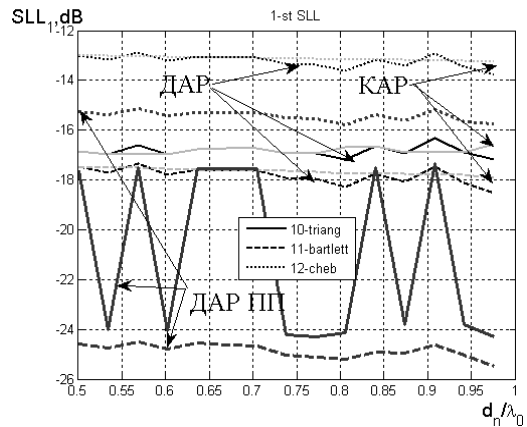
в



в



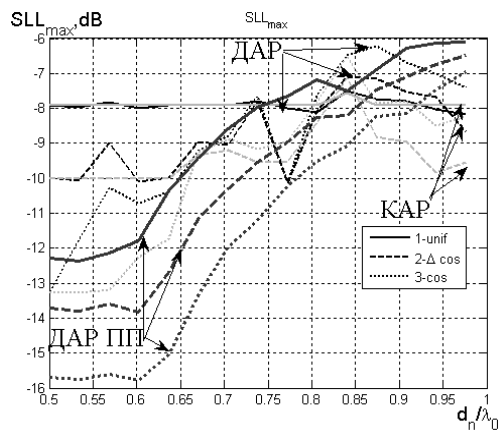
г



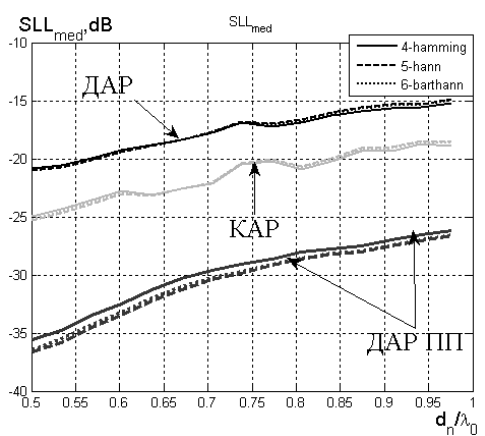
г

Рис. 4 Залежність нормованого КСД від кроку решітки

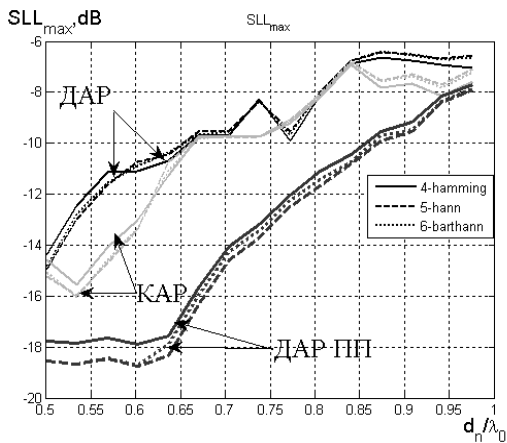
Рис. 5 Залежність рівня першого БП ДС від кроку решітки



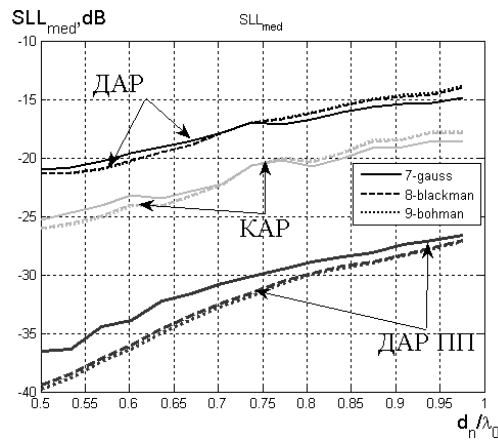
а



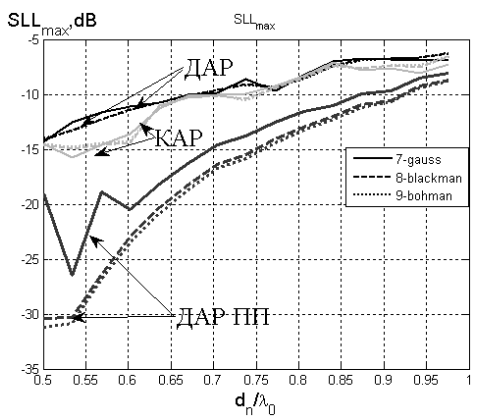
а



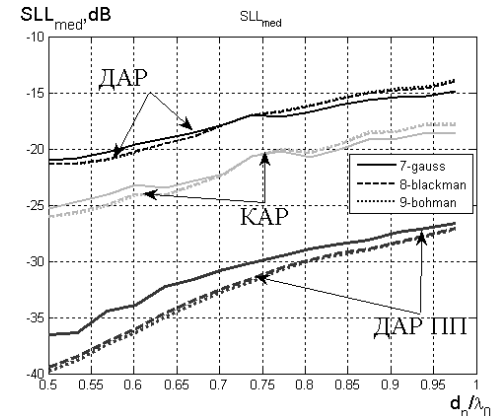
б



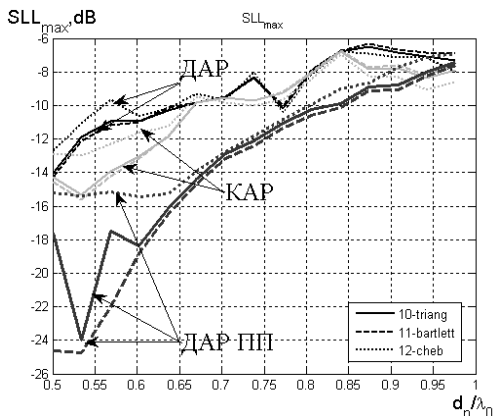
б



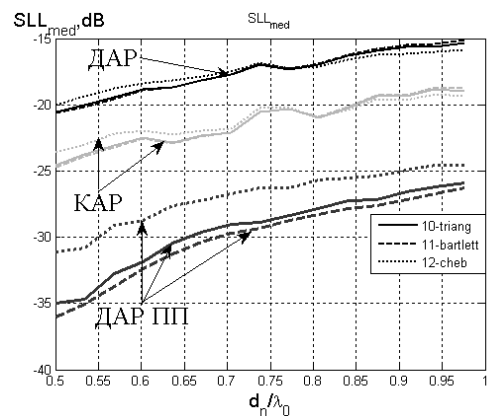
в



в



г



г

Рис. 6 Залежність максимального рівня БП ДС від нормованого кроку решітки

Рис. 7 Залежність середнього рівня БП ДС від кроку КАР

3. Рекомендації щодо вибору параметрів та характеристик КАР

Проведений чисельний аналіз впливу АР на характеристики спрямованості КАР показує, що серед розглянутих випромінюючих систем найкращою є ДАР із розміщенням елементів над ПП. Гірші характеристики має КАР із диполями у вільному просторі. З розглянутих варіантів найкраще співвідношення КСД та рівня

БП забезпечується, коли значення величини кроку решітки знаходиться в межах $0,55...0,7 \lambda_0$. Подальше збільшення величини кроку решітки викликає зростання дальніх БП ДАР ПП та їх переміщення до головного пелюстка ДС. В табл. 1 наведено характеристики спрямованості ДАР ПП та КАР для різних АР, які отримані для нормованого кроку решітки 0,6 при кількості випромінювачів $N=92$.

Таблиця 1

Характеристики спрямованості КАР для різних амплітудних розподілів

Параметри ДАР ПП КАР	№ АР											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
D / N	<u>1,23</u> 0,96	<u>1,18</u> 0,9	<u>1,16</u> 0,88	<u>1,19</u> 0,94	<u>1,19</u> 0,94	<u>1,19</u> 0,94	<u>1,23</u> 0,96	<u>1,18</u> 0,9	<u>1,16</u> 0,88	<u>1,19</u> 0,94	<u>1,19</u> 0,94	<u>1,19</u> 0,94
$2\varphi_{0,5P}$ град	<u>17,8</u> 8,2	<u>19,8</u> 9,9	<u>19,8</u> 10,2	<u>16,5</u> 7,2	<u>16,5</u> 7,6	<u>9,2</u> 6,3	<u>17,8</u> 8,2	<u>19,8</u> 9,9	<u>19,8</u> 10,2	<u>16,5</u> 7,2	<u>16,5</u> 7,6	<u>9,2</u> 6,3
SLL _{max} -дБ	<u>21,6</u> 11,6	<u>23,9</u> 11,6	<u>24,4</u> 11,6	<u>19,4</u> 10,9	<u>19,9</u> 10,9	<u>15,6</u> 10,2	<u>21,6</u> 11,6	<u>23,9</u> 11,6	<u>24,4</u> 11,6	<u>19,4</u> 10,9	<u>19,9</u> 10,9	<u>15,6</u> 10,2
SLL ₁ -дБ	<u>26,9</u> 20,1	<u>31,1</u> 23,2	<u>31,9</u> 23,6	<u>24,3</u> 16,9	<u>25</u> 17,6	<u>15,6</u> 13,1	<u>26,9</u> 20,1	<u>31,1</u> 23,2	<u>31,9</u> 23,6	<u>24,3</u> 16,9	<u>25</u> 17,6	<u>15,6</u> 13,1
SLL _{med} -дБ	<u>34,3</u> 24,1	<u>36,4</u> 24,9	<u>36,7</u> 24,9	<u>32,2</u> 23,3	<u>32,8</u> 22,2	<u>28,7</u> 22,2	<u>34,3</u> 24,1	<u>36,4</u> 24,9	<u>36,7</u> 24,9	<u>32,2</u> 23,3	<u>32,8</u> 22,2	<u>28,7</u> 22,2

За результатами аналізу впливу виду АР на рівень БП встановлено, що для АР №4...№12, виникає ситуація, коли рівень дальніх БП в кілька разів перевищують рівень ближніх бічних пелюсток.

Проте крім характеристик спрямованості антени, при виборі варіанта побудови КАР необхідно також враховувати кількість елементів решітки, які беруть участь у формуванні ДС. У загальному випадку, амплітуда поля в дальній зоні антени на дальності R визначається виразом [3]:

$$E \approx R^{-1} \sqrt{60P_{\Sigma} \cdot N \cdot C_D} \cdot |\dot{F}(\theta, \varphi)| \quad (19)$$

де P_{Σ} – сумарна потужність випромінювання; $C_D = D/N$ – коефіцієнт пропорційності між кількістю випромінювачів та КНД решітки (табл. 1). Якщо межі області збудження випромінювачів ДАР ПП співпадає із “освітленою” ділянкою, то верхня оцінка напруженості поля в районі цілі має вигляд:

$$E \approx R^{-1} \sqrt{60 \cdot 0,5N^2 \cdot P_n \cdot C_D^{ДАР ПП}} |\dot{F}(\theta, \varphi)|. \quad (20)$$

Для КАР, кожен з елементів якої випромінює оцінка (20) прийме вид:

$$E \approx R^{-1} \sqrt{60 \cdot N^2 \cdot P_n \cdot C_D^{КАР}} |\dot{F}(\theta, \varphi)|. \quad (21)$$

З порівняння (20) та (21) видно, що різниця в КНД КАР у вільному просторі в порівнянні із розташуванням випромінювачів над ПП може бути скомпенсована за рахунок більшої кількості елементів, що випромінюють (приймають) сигнали. В якості прикладу на рис. 8 наведені залежності числа випромінювачів, які беруть участь у випромінюванні (прийомі) сигналів, від нормованого кроку КАР. Слід відмітити, що розташування випромінювачів КАР у вільному просторі може бути більш виправданий лише після детального врахування дифракційних явищ, зокрема взаємного впливу антенної решітки.

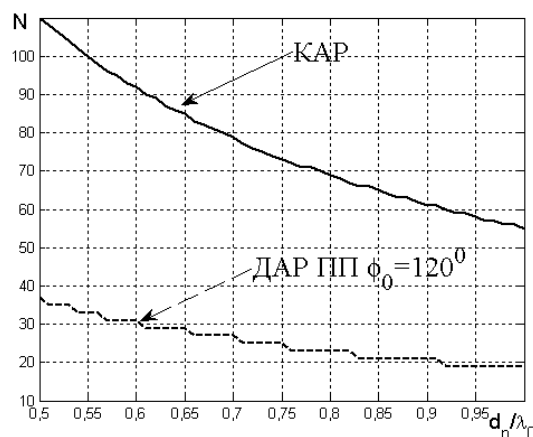


Рис. 8 Залежність числа випромінювачів, що беруть участь у формуванні ДС, від величини кроку решітки

Висновки

За результатами проведеного аналізу характеристик спрямованості КАР можна зробити такі висновки:

- головною задачею при виборі виду амплітудного розподілу в КАР є забезпечення потрібного рівня перших, дальніх та задніх бічних пелюсток ДС антени. Зміна виду амплітудного розподілу в КАР та ДАР ПП не суттєво впливає на зміну КСД ($\leq 20\%$), але суттєво впливає на ширину головної пелюстки (до 200%) та рівень бічних пелюсток (до -13 дБ). Найменші бічні пелюстки забезпечує амплітудний розподіл Бомана, хоча і має самий широкий головний пелюсток. Зміна шагу решітки від 0,5 до 0,7 λ_0 призводить до підвищення рівня бічних пелюсток від 2 дБ до 3 дБ в залежності від виду АР;

- при використанні КАР, де випромінювачі розташовуються над провідною поверхнею, у форму-

ванні ДС бере участь тільки певна кількість випромінювачів, які розташовані в "освітленій області" відносно напрямку головного променя. В цьому випадку ширина головного променя розширюється у порівнянні з КАР, де випромінювачі розташовані у вільному просторі, а рівень бічних та задніх пелюсток ДС зменшується. Для ДАР ПП за рахунок зміни АР можливо досягнення рівня БП не краще -25 дБ;

– при використанні КАР, де випромінювачі розташовуються у вільному просторі, досягнення рівня бічних пелюсток менше -25 дБ за рахунок лише зміни виду амплітудного розподілу проблематично. Для забезпечення меншого рівня бічних пелюсток необхідно здійснити пошук інших способів, наприклад, використання концентричних КАР [4];

– більш раціональним та доцільним для побудови антенної системи для мережі РЛС для створення маловисотного радіолокаційного поля є використання КАР, де випромінювачі розташовані над провідною поверхнею.

Список літератури

1. Гриб Д.А. Про можливості гнучкого управління параметрами радіолокаційного поля при використанні в автоматичних маловисотних РЛС кільцевих активних фазованих решіток та дециметрового діапазону хвиль / Д.А. Гриб, В.О. Тютюнник // Матеріали Х НТК ХУПС. – Х.: ХУПС, 2014. – С. 193.

2. Метод математичного моделювання характеристик спрямованості вісесиметричних активних антенних решіток (на прикладі кругової циліндричної антенної решітки великих електричних розмірів) / В.Д. Карлов, І.Г. Леонов, О.В. Лукашук, А.Ф. Шевченко // Системи озброєння і військова техніка. – 2008. – № 1 (13). – С. 97–102.

3. Справочник по антенной технике / Под ред. Я.Н. Фельда, Е.Г. Зелкина. – М.: ИПРЖР, 1997. – 256 с.

4. Josefsson L. Conformal array theory and design / L. Josefsson, P. Persson. – New Jersey IEEE press. Wiley-Interscience publication, 2006. – 488 p.

Надійшла до редколегії 13.10.2014

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Ю.М. Седишев, Академія наук прикладної радіоелектроніки, Харків.

РЕЗУЛЬТАТЫ СРАВНИТЕЛЬНОГО АНАЛИЗА ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ КОЛЬЦЕВЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ДЛЯ ЗАДАЧ СОЗДАНИЯ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ АКТИВНО-ПАССИВНЫХ РЛС

А.Ф. Шевченко

Приведены результаты численного анализа зависимостей характеристик направленности кольцевых антенных решеток образованных из элементарных электрических излучателей для разных видов амплитудно-фазовых распределений и значений конструктивных параметров антенной системы. Результаты могут быть использованы для выбора типа антенны многопозиционных активно-пассивных радиолокационных систем предназначенных для создания сплошного радиолокационного поля.

Ключевые слова: многопозиционная РЛС, кольцевая антенная решетка, характеристики направленности.

THE RESULTS OF COMPARISON ANALYSIS OF CIRCULAR ANTENNA ARRAY DIRECTIONAL CHARACTERISTICS FOR MULTISITE ACTIVE-PASSIVE RADAR DESIGN PROBLEMS

A.F. Shevchenko

The numerical results of circular antenna array consist of elementary electrical radiators from different amplitude and phase current distribution are presented. The results will be allowed to use from antenna type changing of multisite active-passive radar intendant to thick radar field.

Keywords: multiposition radar, circular array, descriptions of orientation.

