

Вадим Петрович Бунаков

Олексій Олександрович Головін (канд. техн. наук, с.н.с.)

Петро Іванович Кісель (канд. техн. наук, с.н.с.)

Юрій Костянтинович Степаненко (канд. техн. наук)

Військова частина А4566, Київ, Україна

ОПТИМІЗАЦІЯ ДІАГРАМИ СПРЯМОВАНOSTІ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ РЛС МЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ ХВИЛЬ НА ОСНОВІ ВДОСКОНАЛЕННЯ МЕТОДИКИ РЕГУЛЮВАННЯ АМПЛІТУД ЗБУДЖЕННЯ ОКРЕМИХ ЇЇ ЕЛЕМЕНТІВ

У статті запропоновано вдосконалення відомої методики аналізу діаграми спрямованості антенної решітки на основі рішення системи інтегрально-диференціальних рівнянь відносно струмів збудження елементів решітки. Особливістю запропонованої методики є можливість урахування закону регулювання амплітуд струмів збудження окремих елементів. Доцільність методики показана на прикладі аналізу діаграми спрямованості решітки, елементами якої є антени типу хвильовий канал з активним напівхвильовим вібратором, директором та рефлектором. Методика дозволяє значно спростити алгоритм та скоротити час розрахунку діаграми спрямованості решітки при заданих (відомих) значеннях модуля відношення струмів між активним вібратором, рефлектором та директором. Проведено моделювання формування діаграми спрямованості антенної решітки, розрахованої за запропонованою методикою. Показана можливість зменшення рівня бокових пелюсток решітки при збереженні коефіцієнта підсилення у допустимих границях, шляхом регулювання амплітуди струмів крайніх вібраторів антенної решітки при синфазному рівноамплітудному збудженні активних директорів та за умови регулювання амплітуди струму збудження крайніх активних вібраторів антенної решітки.

Ключові слова: антена; антенна решітка; характеристики спрямованості антени.

Вступ

Постановка проблеми. Вітчизняні виробники успішно працюють над створенням нових твердотільних двох- та трьохкоординатних цифрових РЛС метрового діапазону хвиль (МДХ). Серійно виготовляються модернізовані РЛС П-18МА, П-18МУ, П-18 "Малахіт", 5Н84АМА. Завершується створення нової мобільної РЛС, яка за своїми тактико-технічними характеристиками не поступається світовим аналогам: РЛС "Восток-Э" (Республіка Білорусь), РЛС НК-М (Китайська Народна Республіка), РЛС "Небо-СВУ" (Російська Федерація).

Характерно, що антенні системи (АС) нових РЛС будуються як фазовані антенні решітки (ФАР), окремі елементи яких представляють собою антени типу "хвильовий канал" (ХК).

Метою статті є розроблення методики розрахунку і аналізу діаграми спрямованості (ДС) антенної решітки (АР), елементами якої є антени типу ХК з активним напівхвильовим вібратором, директором та рефлектором з урахуванням можливості регулювання амплітуд збудження її окремих елементів.

Аналіз останніх досліджень і публікацій.

Задача розрахунку ДС таких АС може бути зведена до рішення системи інтегрально-диференціальних рівнянь відносно струмів полів випромінювачів. В роботах [1, 3, 4, 5] наведено

приклад розрахунку ДС лінійної еквідистентної АР, що збуджується синфазними струмами, коли елемент такої АР складається з активного напівхвильового вібратора та директора (або рефлектора). Тобто, дослідження антенних решіток, кожний елемент яких є антеною типу ХК, що складається з трьох та більше вібраторів, на даний час у доступних джерелах не зустрічаються, хоча і мають практичний інтерес.

Виклад основного матеріалу дослідження

Представимо АР РЛС МДХ типу МР-1, НК-М, Небо-СВУ у вигляді структурної моделі, що складається з N стовбців та P строк антен типу хвильовий канал. На рис. 1 представлена частина такої АР, що складається з чотирьох строк та восьми стовбців, кожна антена якої включає активний вібратор, рефлектор та директор.

Для розрахунку ДС АР, що представлена на рис. 1, зробимо наступні припущення: струм вздовж активного вібратора змінюється за синусоїдальним законом, всі симетричні активні вібратори збуджуються синфазно та мають однакову амплітуду струмів.

Крім того, в запропонованій методиці не враховуються краєві ефекти, взаємний вплив вібраторів та умови розповсюдження радіохвиль в атмосфері.

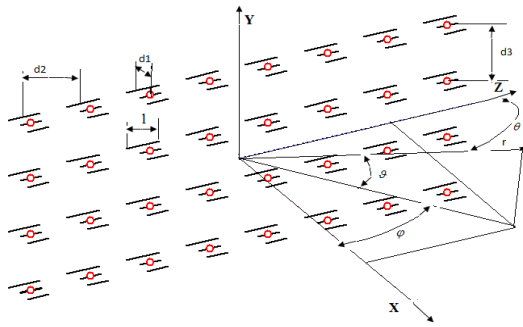


Рис. 1. Структурна модель антенної системи РЛС МДХ

Результуюча ДС означеної АР (рис. 1) в загальному вигляді може бути представлена наступним виразом [3]:

$$F_{\Sigma}(\vartheta, \varphi) = F_1(\vartheta, \varphi) \cdot F_2(\vartheta, \varphi) \times F_3(\vartheta, \varphi) \cdot F_4(\vartheta, \varphi) \cdot F_5(\vartheta, \varphi) \cdot F_6(\vartheta, \varphi), \quad (1)$$

де, $F_1(\vartheta, \varphi)$ – ДС симетричного вібратора, основного елемента антени;

$F_2(\vartheta, \varphi)$ – множник, що враховує вплив на ДС рефлектора;

$F_3(\vartheta, \varphi)$ – множник, що враховує вплив на ДС директора;

$F_4(\vartheta, \varphi)$ – множник, що враховує вплив на ДС землі;

$F_5(\vartheta, \varphi)$ – множник, що враховує наявність N стовбців антен типу ХК в АР;

$F_6(\vartheta, \varphi)$ – множник, що враховує наявність P строк антен типу ХК в АР.

Для прямолінійного вібратора довжиною l , що розташований вздовж осі Z за умови, що його середина співпадає з початком координат, діаграма спрямованості в дальній зоні $F(\theta)$ буде визначатися наступним виразом [3]:

$$F(\theta) = -\sin\theta \int_{-l/2}^{l/2} I(z) \exp(ikz \cos\theta) dz, \quad (2)$$

де $I(z)$ – комплексна функція, що характеризує амплітудний і фазовий розподіл струму вздовж вібратора,

$k = 2\pi / \lambda$ – хвильове число,

λ – довжина хвилі,

θ – кут між радіус-вектором на точку спостереження та площиною антени (рис. 1).

Для симетричного відносно осі вібратора синусоїдального розподілу струму [3,4]:

$$I(z) = I_0 \text{sinc}(l/2 - |z|), \quad (3)$$

де I_0 – амплітуда струму в точці живлення вібратора.

Підставивши (3) в (2) з урахуванням того, що

$$\cos \theta = \cos(90 - \theta) \cos \vartheta = \sin \varphi \cos \vartheta \quad (4)$$

$$\sin \theta = \sqrt{1 - \cos^2 \theta} = \sqrt{1 - \sin^2 \varphi \cos^2 \vartheta},$$

отримуємо вираз для діаграми спрямованості в дальній зоні прямолінійного проводу з синусоїдальним розподілом струму:

$$F(\vartheta, \varphi) = \frac{60I_0}{r} \frac{\cos(kl \cdot \sin \varphi \cdot \cos \vartheta) - \cos(kl)}{\sqrt{1 - \sin^2 \varphi \cdot \cos^2 \vartheta}}, \quad (5)$$

де r – відстань від середини вібратора до точки спостереження.

У формулі (5) другий множник, який залежить від кутів (ϑ, φ) , є амплітудною ДС активного симетричного вібратора, що знаходиться у вільному просторі [5]:

$$|F_1(\vartheta, \varphi)| = \left| \frac{\cos(kl \cdot \sin \varphi \cdot \cos \vartheta) - \cos(kl)}{\sqrt{1 - \sin^2 \varphi \cdot \cos^2 \vartheta}} \right|. \quad (6)$$

На рис. 2 приведена амплітудна ДС активного симетричного вібратора, що розрахована за формулою (6).

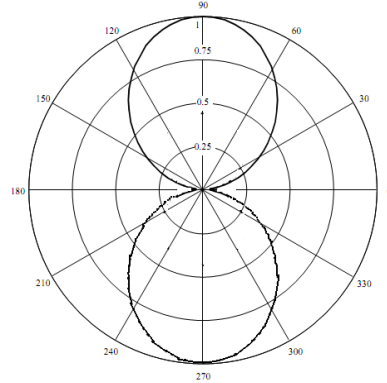


Рис. 2. Амплітудна ДС активного симетричного вібратора в азимутальній площині ($\varphi = \varphi_0$)

Якщо утворити систему з двох однакових активних вібраторів, функції розподілу струму яких описуються виразом (3), то струми на вібраторах будуть відрізнятися лише комплексними амплітудами:

$$\dot{I}_1(z) = \dot{I}_1 \sin k(1 - |z|), \quad (7)$$

$$\dot{I}_2(z) = \dot{I}_2 \sin k(1 - |z|).$$

Представимо напруженість поля в точках, що знаходяться на однакових відстанях від центрів вібраторів, у вигляді:

$$E = E_a + E_p, \quad (8)$$

де E_a, E_p – напруженість полів антени і рефлектора.

Для системи з двох активних вібраторів необхідно виконати умови: мінімізувати випромінювання в одному напрямку, що проходить через центри вібраторів, і максимізувати його в іншому.

Запишемо ці умови у вигляді:

$$E = E_a + E_p = 0,$$

$$E = E_a + E_p = 2E_a. \quad (9)$$

В зв'язку з тим, що між E_a та E_p існує зсув фаз

$$\psi = \psi_1 + \psi_2,$$

де ψ_1 – зсув фаз між струмами активних вібраторів (для виконання умови (9) необхідно, щоб $d_1 = \lambda / 4$, $\psi_1 = \pi / 2$);

ψ_2 – зсув фаз, що визначається різницею ходу променів від антен, і дорівнює

$$\psi_2 = -kd \sin \vartheta \cos \varphi,$$

тоді для системи із двох активних вібраторів із синусоїдальним розподілом струмів з урахуванням міркувань, що викладені вище і позначень $\dot{I}_2 / \dot{I}_1 = m e^{i\psi}$ (m – модуль відношення струмів у

вібраторах, ψ – зсув фаз між струмами у вібраторах) отримуємо вираз для напруженості поля в будь-якому напрямку у вигляді:

$$E = E_a + E_p = E_a (1 + m \exp(i\psi)) \quad (10)$$

Модуль виразу, що знаходиться в дужках, визначає множник амплітудної ДС, що враховує вплив на ДС активного вібратора наявності рефлектора.

$$F_2(\vartheta, \varphi) = |(1 + m \exp(i\psi))| = |1 + m \exp(i(\psi - kd \sin \vartheta \cos \varphi))| \quad (11)$$

Таким чином, $F_2(\vartheta, \varphi)$ залежить від відстані d між вібраторами, відношення амплітуд струмів у вібраторах m і відношення фаз струмів у вібраторах ψ .

З урахуванням формули Ейлера та формули (4) представимо множник $F_2(\vartheta, \varphi)$ у наступній тригонометричній формі:

$$F_2(\vartheta, \varphi) = |1 + m \exp(i(kd \sin \vartheta \cos(\varphi - \varphi_0) + \psi))| = \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos(\psi - kd_1) \cos \vartheta \cos(\varphi - \varphi_0)} \quad (12)$$

Для того щоб формула (12) враховувала пасивний рефлектор (або пасивний директор) необхідно знайти рішення для контурного рівняння Кірхгофа [6]:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= I_{01} Z_{11} + I_{02} Z_{12} \\ 0 &= I_{02} (Z_{22} + jX_{2n}) + I_{01} Z_{12} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

де U_1 – напруга живлення активного вібратора;

I_{01}, I_{02} – комплексні амплітуди струмів в точках підключення живлення;

Z_{12} – взаємний імпеданс вібраторів;

Z_{22} – власний імпеданс пасивного вібратора в точці підключення живлення;

X_{2n} – величина включеного в середину пасивного вібратора опору, що регулюється.

В лівій частині другого рівняння (13) стоїть 0, що враховує наявність пасивного рефлектора.

З другого рівняння можна визначити відношення струмів та фаз в системі з пасивним вібратором:

$$I_{02} / I_{01} = -Z_{12} / (Z_{22} + jX_{2n}) = m \exp(i\psi), \quad (14)$$

де, $m = \sqrt{(R_{12}^2 + X_{12}^2) / (R_{22}^2 + (X_{22} + X_{2n})^2)}$,

$$\psi = \pi + \arctg(X_{12} / R_{12}) - \arctg(X_{22} + X_{2n} / R_{22}),$$

R_{12} – взаємний активний опір пасивного та активного вібраторів;

X_{12} – взаємний реактивний опір пасивного та активного вібраторів;

R_{22} – власний активний опір пасивного вібратора;

X_{22} – власний реактивний опір пасивного вібратора.

На рис. 3 представлена ДС системи з двох вібраторів, що враховує вплив рефлектора на ДС активного вібратора в площині $\varphi = \varphi_0$ за умови, що $l = 0,25\lambda$, $d_1 / \lambda = 0,125$ та $m = 0,75$ для значень $\psi = -90^\circ$ (безперервна ДС) та $\psi = 90^\circ$ (пунктирна ДС), що розрахована за формулою:

$$F_{\Sigma 1,2}(\vartheta, \varphi) = F_1(\vartheta, \varphi) \cdot F_2(\vartheta, \varphi) = \left| \frac{\cos(kl \sin \varphi \cos \vartheta) - \cos(kl)}{\sqrt{1 - \sin^2 \varphi \cdot \cos^2 \vartheta}} \right| \times \left| \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos(\psi - kd_1) \cos \vartheta \cos(\varphi - \varphi_0)} \right| \quad (15)$$

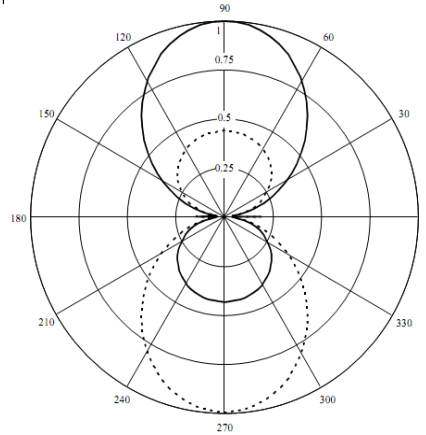


Рис. 3. ДС системи з активним та пасивним вібраторами в азимутальній площині ($\varphi = \varphi_0$)

Для системи трьох вібраторів (активний вібратор, рефлектор та директор) множник системи з урахуванням формули (11) можна записати як:

$$F_3(\vartheta, \varphi) = \left| \sqrt{1 + m_1^2 + 2m_1 \cos(\psi_1 - kd_1 \cos \vartheta \cos(\varphi_1 - \varphi_0))} \right| \times \left| \sqrt{1 + m_2^2 + 2m_2 \cos(\psi_2 - kd_2 \cos \vartheta \cos(\varphi_2 - \varphi_0))} \right| \quad (16)$$

За умови того, що $m = m_1 = m_2 = 0,75$; $l = l_1 = l_2 = 0,125\lambda$; $d_1 / \lambda = d_2 / \lambda = 0,125$ та $\psi_2 = \pi \psi_1$ (випромінювання здійснюється в напрямку директора) з урахуванням формул (6, 16) ДС системи з трьох вібраторів можна представити у вигляді:

$$F_{\Sigma 1,3}(\vartheta, \varphi) = F_1(\vartheta, \varphi) \cdot F_3(\vartheta, \varphi) = \left| \frac{\cos(kl \sin \varphi \cos \vartheta) - \cos(kl)}{\sqrt{1 - \sin^2 \varphi \cdot \cos^2 \vartheta}} \right| \times \left| 1 + m^2 + 2m \cos(\psi - kd_1 \cos \vartheta \cos(\varphi_1 - \varphi_0)) \right| \quad (17)$$

На рис. 4 представлена ДС системи трьох вібраторів, один з яких є активним, в площині $\varphi = \varphi_0$, що розрахована за формулою (17).

Вплив Землі на ДС синфазної антени, найбільш значимий у вертикальній площині і для поверхні з ідеальною провідністю може бути врахований множником [3]:

$$F_4(\vartheta) = \sin(kH_{cp} \sin \vartheta) \quad (18)$$

де H_{cp} – висота фазового центру АР.

Множник ДС лінійної АР, що враховує наявність N стовбців антен типу ХК на кожному поверсі, відповідно до [1] може бути визначений як:

$$F_5(\vartheta, \varphi) = \left| \frac{\sin(nkd_2 / 2 \cdot \sin \varphi \cdot \cos \vartheta)}{\sin(kd_2 / 2 \cdot \sin \varphi \cdot \cos \vartheta)} \right| \quad (19)$$

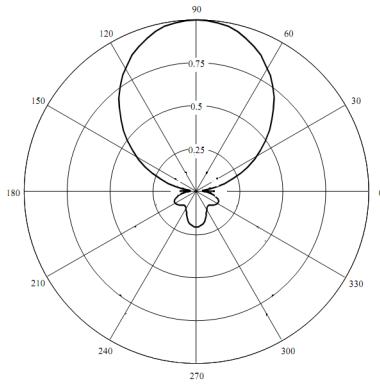


Рис. 4. ДС системи трьох вібраторів, один з яких є активним, в азимутальній площині ($\varphi = \varphi_0$)

Множник ДС лінійної АР, що враховує наявність Р строк антен типу ХК, відповідно до [1] може бути відзначений як:

$$|F_6(\vartheta)| = \left| \frac{\sin(pk d_3 / 2 \cdot \sin \vartheta)}{\sin(k d_3 / 2 \cdot \sin \vartheta)} \right|. \quad (20)$$

Таким чином, з урахуванням вищевикладеного для багатоповерхової синфазної АС (рис.1) результуюча ДС буде розраховуватися за формулою:

$$F_{\Sigma}(\vartheta, \phi) = \frac{\cos(kl \cdot \sin \phi \cdot \cos \vartheta) - \cos(kl)}{\sqrt{1 - \sin^2 \phi \cdot \cos^2 \vartheta}} \times \left(1 + m^2 + 2m \cos(\psi - k d_1 \cos \vartheta \cos \phi)\right) \times \frac{\sin(n k d_2 / 2 \cdot \sin \phi \cdot \cos \vartheta)}{\sin(k d_2 / 2 \cdot \sin \phi \cdot \cos \vartheta)} \times \frac{\sin(pk d_3 / 2 \cdot \sin \vartheta)}{\sin(k d_3 / 2 \cdot \sin \vartheta)} \cdot \sin(k H_{cp} \sin \vartheta). \quad (21)$$

З формули (21) ДС в азимутальній та кутомістній площинах можливо розрахувати за виразами:

$$|F(\phi)| = \left| \frac{\cos(kl \cdot \cos \phi) - \cos(kl)}{\sin \phi} \right| \times \left(1 + m^2 + 2m \cos(\psi - k d_1 \cos \phi)\right) \times \left| \frac{\sin(n k d_2 / 2 \cdot \sin \phi)}{\sin(k d_2 / 2 \cdot \sin \phi)} \right|. \quad (22)$$

$$|F(\vartheta)| = \left| \frac{\sin(pk d_3 / 2 \cdot \sin \vartheta)}{\sin(k d_3 / 2 \cdot \sin \vartheta)} \right| \cdot \left| \sin(k H_{cp} \sin \vartheta) \right| \times \left(1 + m^2 + 2m \cos(\psi - k d_1 \cos \vartheta \cos \phi)\right). \quad (23)$$

Розрахуємо ДС АС (наведена на рис. 1) з урахуванням параметрів РЛС П-18:

$$d_1 = 1 = \lambda / 4, \quad d_2 = \lambda, \quad d_3 = \lambda, \\ \psi_1 = 90^\circ, \quad \psi_2 = 270^\circ, \quad n = 8, \\ p = 4, \quad m = 0,75, \quad H_{cp} = \lambda \quad [2].$$

$$F(\phi) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \phi\right)}{\sin \phi} \times \left(1,36 + 1,2 \cos \frac{\pi}{2} (1 - \cos \phi)\right) \times \frac{\sin(4\pi \sin \phi)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \sin \phi\right)}; \quad (24)$$

$$F(\vartheta) = \frac{\sin(2\pi \sin \vartheta)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \sin \vartheta\right)} \cdot \sin(2\pi \sin \vartheta) \times \sqrt{1,36 + 1,2 \cos \frac{\pi}{2} (1 - \cos \vartheta)}. \quad (25)$$

На рис. 5 представлена ДС АР (рис.1) в азимутальній площині $\varphi = \varphi_0$, що розрахована за формулою (24).

На рис. 6 представлена ДС АР (рис.1) в кутомістній площині $\vartheta = \vartheta_0$, що розрахована за формулою (25).

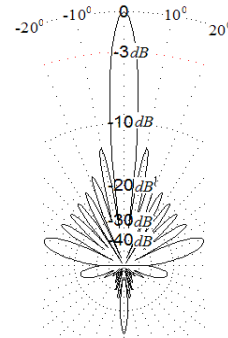


Рис. 5. ДС АР в азимутальній площині ($\varphi = \varphi_0$)

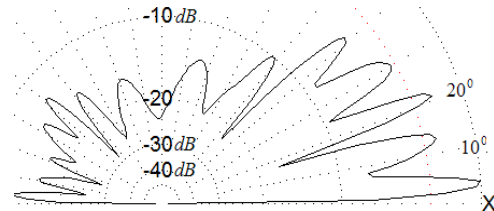


Рис. 6. ДС АР в кутомістній площині

Покажемо, як можна вирішити задачу мінімізації рівня бокових пелюсток АР за допомогою отриманих виразів для розрахунку ДС.

Множник, що описує вплив лінійної рівномірної еквідистентної АР в формулі (19) можна спростити до вигляду:

$$F_5(\varphi) = \left| \frac{\sin(n k d_2 / 2 \cdot \sin \varphi)}{\sin(k d_2 / 2 \cdot \sin \varphi)} \right| = \sin\left(\frac{n\varphi}{2}\right) / \sin\frac{\varphi}{2}, \quad (26)$$

де $\varphi = k d_2 \sin \vartheta$.

Представимо множник рівномірної еквідистентної АР (26) як суму двох складових, які характеризують випромінювання, що формується $n-2$ внутрішніми $F_{51}(\varphi)$ та двома зовнішніми $F_{52}(\varphi)$ стовбцями АР (рис. 1) [4]:

$$F_5(\varphi) = F_{51}(\varphi) + F_{52}(\varphi), \quad (27)$$

де

$$F_{51}(\varphi) = \sin\left(\frac{(n-2)\varphi}{2}\right) / \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right), \quad (28)$$

$$F_{52}(\varphi) = 2 \cos(n-1) \frac{\varphi}{2} = 2 \left[\cos(n-2) \frac{\varphi}{2} \cos \frac{\varphi}{2} - \sin(n-2) \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2} \right]. \quad (29)$$

З формул (28) та (29) можна зробити висновок про можливість зменшення бокових пелюсток, яка обумовлена тим, що $F_{51}(\varphi)$ формула (28) та другий член в виразі (29) мають нулі, що співпадають та протилежні за знаком в інших точках. Таким чином необхідно компенсувати перший член виразу (29). Якщо амплітуду збудження крайніх активних вібраторів АР позначити як I , тоді вираз (29) можна представити у вигляді:

$$F_{52}(\varphi) = 2I \times \left[\cos(n-2) \frac{\varphi}{2} \cos \frac{\varphi}{2} - \sin(n-2) \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2} \right]. \quad (30)$$

Перший член цієї формули можливо компенсувати, якщо додати до $F_{52}(\varphi)$ вираз:

$$F_{53}(\varphi) = -2I \cos(n-3) \frac{\varphi}{2} = 2I \times \left[-\cos(n-2) \frac{\varphi}{2} \cos \frac{\varphi}{2} - \sin(n-2) \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2} \right]. \quad (31)$$

Додаток, що відповідає функції (31), можливо отримати, якщо амплітуду струмів збудження других від краю стовбців АР приврівняти до $(1-I)$ замість I .

З урахуванням викладеного, множник $F_5(\varphi)$, можна представити у вигляді:

$$F_5(\varphi) = F_{51}(\varphi) + F_{52}(\varphi) + F_{53}(\varphi) = \sin\left(\frac{(n-2)\varphi}{2}\right) / \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) - 4I \sin(n-2) \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}, \quad (32)$$

де $\left(-4I \sin(n-2) \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}\right)$ – характеризує “керований струм”, що дозволяє зменшити рівень бокових пелюсток ДС АР.

Розрахуємо результуючу ДС АР в горизонтальній площині, за умови мінімізації рівня бокових пелюсток. Для цього підставимо вираз (32) в формулу (22) та отримуємо:

$$F(\varphi) = \frac{\cos(\pi/2 \cdot \cos \varphi)}{\sin \varphi} \left(1,36 + 1,2 \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \cos \varphi\right) \right) \frac{\sin(4\pi \sin \varphi)}{\sin(\pi/2 \cdot \sin \varphi)} \frac{\cos(\pi/2 \cdot \cos \varphi)}{\sin \varphi} \times \left(1,36 + 1,2 \cos \frac{\pi}{2} (1 - \cos \varphi) \right) \times \left[\frac{\sin(3\varphi)}{\sin(\varphi/2)} - 4I \sin\left(3 \frac{\varphi}{2}\right) \sin \frac{\varphi}{2} \right]. \quad (33)$$

З [3] відомо, що мінімальний рівень бокових пелюсток для восьмиелементної АР з одним параметром регулювання досягається при $I = 0,366$.

На рис. 7 наведена ДС АР типу РЛС П-18, в площині $\varphi = \varphi_0$, що розрахована за формулою (31) за умови мінімізації рівня бокових пелюсток при регулюванні амплітудою струмів лише крайніх стовбців АР ($I = 0,366$).

З порівняння результатів розрахунків ДС (рис. 5 та рис. 7) можна зробити висновок про зменшення рівня БП на 2 dB в модифікованій восьмиелементній АР з регулюванням амплітуди струмів лише елементів крайніх стовбців АР $I = 0,366$ у порівнянні з ДС цієї ж АР при синфазному рівноамплітудному збудженні. Одночасно з цим зменшилась і кількість бокових пелюсток в секторі 0-180° з 14 (рис. 5) до 10 (рис. 7). Необхідно відзначити, що зі зниженням рівня БП відбулося і зниження максимального значення коефіцієнта підсилення АС.

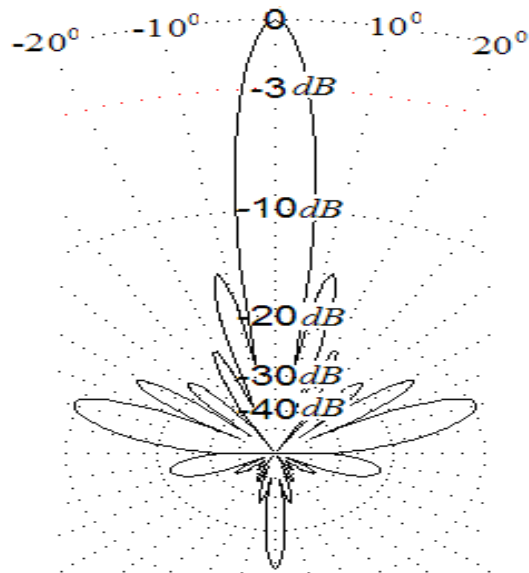


Рис. 7. ДС модифікованої АР з одним параметром регулювання $I = 0,366$

Висновки

На відміну від існуючих, у запропонованій методиці значно спрощено послідовність розрахунку ДС антен типу ХК з трьома напівхвильовими вібраторами та відповідно і всієї АС. Продемонстрована можливість створення ДС, зі зменшеним рівнем бокових пелюсток за рахунок регулювання амплітуди збудження однієї крайньої пари (пар) зовнішніх елементів АР, що може бути використано для зменшення випромінювання в будь-якому необхідному напрямку, тобто при реалізації адаптивних властивостей АР.

Література

1. **Коротковолновые** антенны. Г.З. Айзенберг. Связь и радио. М. 1962, 814 с.
2. **Техническое описание** РЛС П-18. ТОЕ.100.00.000 ТО.
3. **Проектирование** антенно-фидерных устройств. Под редакцией М.С. Жук, Ю.Б. Молочков. М-Л., изд-во “Энергия”, 1966, 648 с.
4. **Антенные** решетки. Методы расчета и проектирования. Под редакцией Л.С. Бенесона. М., “Сов. радио”, 1966, 367 с.
5. **Активные** фазированные антенные решетки. Под редакцией Гостюхина В.Л. Изд. 3-е, переработанное. Радиотехника. 2011, 304 с.
6. **Антенны**. Г. Т. Марков, Д. М. Сазонов. М., “Энергия”, 1975. 528 с.

ОПТИМИЗАЦИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ РЛС МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН НА ОСНОВЕ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ МЕТОДИКИ РЕГУЛИРОВКИ АМПЛИТУДЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ ОТДЕЛЬНЫХ ЕЕ ЭЛЕМЕНТОВ

Вадим Петрович Бунаков

Алексей Александрович Головин (канд. техн. наук, с.н.с.)

Петр Иванович Кисель (канд. техн. наук, с.н.с.)

Юрий Константинович Степаненко (канд. техн. наук)

Воинская часть А4566, Киев, Украина

В статье предложено усовершенствование известной методики анализа диаграммы направленности антенной решетки на основе решения системы интегрально-дифференциальных уравнений относительно токов возбуждения элементов решетки. Особенностью предложенной методики является возможность учета закона регулирования амплитуд токов возбуждения отдельных элементов. Целесообразность методики показана на примере анализа диаграммы направленности решетки, элементами которой являются антенны типа волновой канал с активным полуволновым вибратором, директором и рефлектором. Методика позволяет значительно упростить алгоритм и сократить время расчета диаграммы направленности решетки при заданных (известных) значениях модуля отношения токов между активным вибратором, рефлектором и директором. Проведено моделирование формирования диаграммы направленности антенной решетки, рассчитанной по предложенной методике. Показана возможность уменьшения уровня боковых лепестков решетки при сохранении коэффициента усиления в допустимых границах, путем регулирования амплитуды токов крайних вибраторов антенной решетки при синфазному равноамплитудному возбуждению активных директоров при условии регулирования амплитуды тока возбуждения крайних активных вибраторов антенной решетки.

Ключевые слова: антенна; антенная решетка; диаграмма направленности; уровень боковых лепестков.

OPTIMIZATION OF THE ANTENNA ARRAY PATTERN RADAR METER BAND THROUGH IMPROVING CONTROL METHOD OF THE EXCITATION AMPLITUDE OF ITS INDIVIDUAL ELEMENTS

Vadym P. Bunakov

Oleksii O. Holovin (Candidate of Technical Sciences, Senior Research Fellow)

Petro I. Kisel (Candidate of Technical Sciences, Senior Research Fellow)

Yurii K. Stepanenko (Candidate of Technical Sciences)

Military Unit A4566, Kyiv, Ukraine

The improvement of the known analysis methodology of directional pattern of antenna array, based on the solution of integral differential equation system relatively to excitation current of antenna elements is proposed in the article. The peculiarity of the proposed methodology is the possibility to take into account the rule of regulation of excitation current amplitudes of separate elements. Suitability of the methodology is shown on the analysis of array directional pattern, where its elements are antennas of wave channel type with active half-wave oscillator, director and reflector-type parasitics. Methodology can significantly simplify the algorithm and reduce time of antenna array directional pattern calculation knowing set (given) values of module of current correlation between active oscillator, director and reflector-type parasitics. Modeling of directional pattern of antenna array, calculated according to proposed methodology, was carried out. The results has shown the possibility to reduce the level of lateral lobe, preserving power gain in acceptable limits by regulating amplitude of currents of extreme antenna array oscillators having in-phase steady amplitude excitation of active oscillators and regulating amplitudes of excitation current of extreme active vibrators of antenna array.

Keywords: antenna; antenna array; antenna pattern; level of lateral lobe.

Referenses

1. **Ayzenberg G.Z** (1962), Shortwave antenna [Korotkovolnovie anteny], Communication and Radio. p. 814
2. **Technical description**. [Technicheskoe opisanie], RLS P-18. TOE. 100. 00. 000 ТО.
3. **Zhuk M.S**, Molochkov Y.B.(1966) Design of antenna-feeder devices. [Proektirovanie antenno-fidernyih ustroystv], “Energiya” 648 p.
4. **Beneson L.S.** (1966), Antenna array. Methods of calculation and design [Antennnyie reshetki. Metodyi rascheta i proektirovaniya], “Sov. Radio”, 367 p.
5. **Gostyuhin V.L.** Active phasing antenna arrays.[Aktivnie fazirovannye antennae reshotki] Radiotekhnika. 2011, 304 p.

Отримано: 13.03.2015 року