

## АНТЕНА БАЗОВОЇ СТАНЦІЇ З СЕКТОРНОЮ ДІАГРАМОЮ НАПРАВЛЕНОСТІ В АЗИМУТАЛЬНІЙ ПЛОЩИНІ

В статті розглянуто новий підхід до компоновки панельних антен з секторною характеристикою направленості в азимутальній площині для базових станцій різних систем мобільного радіозв'язку. В основі технічного рішення лежить перехід від випромінюючих елементів електричного типу (симетричних вібраторів і їх модифікацій), на яких виконуються синфазні антенні решітки (панельні антени), на випромінюючі елементи магнітного типу.

**Ключові слова:** панельна антена, секторна діаграма направленості, антенна решітка.

Антенний пристрій базових станцій систем мобільного радіозв'язку є найважливішим елементом системи в цілому, який визначає її тактико - технічні можливості. Такі антени відносяться до класу високо піднятих, а тому потребують дорогих щогл і фідерів живлення. Саме тому питання, пов'язані з розробкою нових технічних рішень з компоновки антенних пристроїв базових станцій (БС), модернізації тих, що існують, які реалізовані в діючих системах мобільного радіозв'язку, актуальні і мають практичну значущість.

Специфічною вимогою до АФУ (без впливу на коефіцієнт підсилення) виступає здатність формування заданої характеристики спрямованості (ХН) в азимутальній площині, визначуваній принципами побудови систем мобільного зв'язку. До найбільш поширених характеристик спрямованості АФУ БС відносяться:

- кругова або квазікругова;
- секторіальна із заданим значенням ширини сектора за рівнем половинної потужності випромінювання;
- одно- або двонаправлена (наприклад для організації радіозв'язку між двома абонентами, які розташовані вздовж витягнутих об'єктів).

Для реалізації цих вимог в теперішній час використовуються такі антени, як АШ- $h$ , з  $h = \lambda/4 \dots 5\lambda/8$ , де  $h$  – висота провідника, який випромінює, а  $\lambda$  – довжина хвилі. Штирьові випромінювачі (АШ- $h$ ) використовуються:

- як антени базових станцій;
- як антени абонентських комплектів.

Вони характеризуються неспрямованим випромінюванням в азимутальній площині, прості для виготовлення та надійні в роботі, але мають відносно низький  $G$  – коефіцієнт підсилення. Цей недолік в деякій мірі можливо усунути при застосуванні колінеарних антен (КА), які уявляють собою послідовне з'єднання через фазозсуваючі кола симетричних вібраторів. КА порівняно з АШ- $h$  мають більший коефіцієнт підсилення, але володіють рядом суттєвих недоліків: вузький діапазон частот, складність налаштування, низька механічна міцність.

Найбільш широкі функціональні можливості в плані формування заданих характеристик направленості (ХН) в азимутальній площині можуть забезпечити антенні решітки, які виконані в вигляді симетричного вібратора (СВ) над циліндричною поверхнею (трубою) або СВ над плоским екраном (панельні антени). Зовнішні характеристики таких антен визначаються наступними параметрами: співвідношенням  $a/\lambda$ , де  $a$  – радіус циліндра; співвідношенням  $h/\lambda$ , де  $h$  – відстань випромінювача від циліндричної поверхні; типом елемента, який випромінює.

В верхній частині дециметрового діапазону довжин хвиль реалізація антенних решіток з випромінюючим елементом в вигляді вібратора над циліндричною поверхнею ускладнена перш за все при виготовленні конструкції антени, тому доцільно вібраторні антенні решітки створювати на випромінювачах в вигляді симетричного вібратора над плоским екраном, так звані "панельні антени". Такі антени широко застосовуються та успішно експлуатуються різними операторами стільникового зв'язку.

При всіх перевагах вібраторних антен для базових станцій систем мобільного зв'язку,

особливо метрового діапазону (МВ) та нижньої частини дециметрового (ДМВ), котрі виконані на основі вібратора над циліндричною поверхнею необхідно зауважити й низку їх суттєвих недоліків. По-перше – високі масо-габаритні показники; по-друге: обмеження по формуванню потрібних ХН в азимутальній площині; по-третє: уразливість антенної системи до зовнішнього впливу навколишнього середовища; в-четвертих: висока металоемність антени. В підсумку вказані недоліки призводять до високих матеріальних витрат на виготовлення (виробництво), що в свою чергу спонукає до пошуку нових технічних рішень при розробці АПБС для систем зв'язку з рухомими об'єктами.

Одним з таких напрямків розвитку антенної техніки в питаннях компоновки АП є використання в якості елементів антенної решітки низькопрофільних випромінювачів, які уявляють собою дві пластини, що проводять, одна з яких виконує роль екрану, які рознесені між собою на відстань  $d \ll \lambda$ , де  $\lambda$  – довжина хвилі. В об'єм між пластинами вводять вузол збудження електромагнітного поля. В загальному випадку простір між пластинами заповнено високочастотним діелектриком, відносна діелектрична проникність якого ( $\epsilon'$ ) дозволяє зменшувати геометричні розміри випромінювача в  $\sqrt{\epsilon'}$  разів.

Теоретичні дослідження електродинамічних характеристик низькопрофільних (НА) дають змогу здійснити їх аналіз на основі апертурної моделі, в основу якої покладено теорію хвилеводів. Згідно з нею кожній конкретній НА можна поставити у відповідність циліндричний хвилевод, що має поперечний переріз тієї ж форми, що й верхня пластина НА.

В роботах [1-4] точно доведено, що поле випромінювання з щілини, прорізаної в бічній поверхні циліндричного хвилеводу поблизу його бічної поверхні, та поле випромінювання з щілини, прорізаної на бічній поверхні циліндричного хвилеводу поблизу його торця буде однаковим. Тобто, це означає, що НА з довільною конфігурацією верхньої пластини, можна представити у вигляді щілинної антени, тієї ж конфігурації, прорізаної в площині металевго екрану. Наприклад, для НА з прямокутною верхньою пластинною апертурна модель має вигляд двоелементної антенної решітки із щілинних випромінювачів довжиною  $W$ , рознесених на відстань  $A$  і прорізаних в металевому екрані  $S_e$ .

Точність даного методу обмежена умовою:  $d \leq 0,1\lambda$ , де  $\lambda$  – довжина хвилі, що є достатнім для проведення теоретичних розрахунків.

Спочатку задача вирішується для одинарної щілини, поле якої в дальній зоні визначається за допомогою векторної формули Кирхгофа:

$$\bar{E} = \frac{ike^{-ikr}}{2\pi r} \int_{S_o} \left[ \bar{r}_o \left[ \bar{n}_o \bar{E}_\tau^s \right] \right] e^{ik(x\cos\varphi + y\sin\varphi)\sin\theta} ds, \quad (1)$$

де  $r, \theta, \varphi$  – сферичні координати;  $\bar{n}_o = -\bar{Z}_o$  – нормаль до зовнішнього об'єму,  $E_\tau^s$  – дотична складова електричного поля на випромінюючому розкриві.

Розподіл поля на щілини визначається з рішення внутрішньої задачі і згідно з результатами, які викладені в роботі [5], можна записати:

$$E_\tau^s = E_o \bar{y}_o \quad (2)$$

Поле в точці спостереження можна подати як суму двох складових:

$$\bar{E} = E_\varphi \bar{\varphi}^o + E_\theta \bar{\theta}^o. \quad (3)$$

Враховуючи те, що скалярний добуток дорівнює:

$$\begin{aligned} \bar{\theta}^o \left[ \bar{r}^o \left[ \bar{n}^o \bar{y}^o \right] \right] &= \sin\phi \\ \bar{\varphi}^o \left[ \bar{r}^o \left[ \bar{n}^o \bar{y}^o \right] \right] &= \cos\theta \cos\phi \end{aligned} \quad (4)$$

отримуємо вирази для двох складових поля:

$$E_{\theta} = ik \frac{V_0 W e^{-ikr}}{2\pi r} \sin \varphi \frac{\sin\left(\frac{kW}{2} \cos \varphi \sin \theta\right)}{\frac{kW}{2} \cos \varphi \sin \theta},$$

$$E_{\varphi} = ik \frac{V_0 W e^{-ikr}}{2\pi r} \cos \varphi \frac{\sin\left(\frac{kW}{2} \cos \varphi \sin \theta\right)}{\frac{kW}{2} \cos \varphi \sin \theta}$$
(5)

де  $V_0 = E_0 d$  - різниця потенціалів між краями щілини.

Згідно "апертурної моделі" НП антену можливо представити в вигляді елементарної антенної решітки (АР) з двох однакових випромінюючих елементів, які рознесені в площині екрану на відстань  $A$ . Тоді у відповідності з теоремою про перемноження діаграм направленості, поле випромінювання НП антени з прямокутною верхньою пластиною буде визначатися виразами:

$$E_{\theta} = \frac{ikV_0 W e^{-ikr}}{\pi r} \sin \varphi \frac{\sin\left(\frac{kW}{2} \cos \varphi \sin \theta\right)}{\frac{kW}{2} \cos \varphi \sin \theta} \cos(ka \sin \varphi \sin \theta)$$

$$E_{\varphi} = \frac{ikV_0 W e^{-ikr}}{\pi r} \cos \varphi \frac{\sin\left(\frac{kW}{2} \cos \varphi \sin \theta\right)}{\frac{kW}{2} \cos \varphi \sin \theta} \cos \theta \cos(ka \sin \varphi \sin \theta)$$
(6)

В наведених виразах (6) критичним розміром виступає розмір  $A$  – відстань між випромінюючими щілинами, яка по суті визначає  $f_p$  – резонансну частоту НП антени і повинна дорівнювати:

$$A = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon'}},$$
(7)

де  $\lambda_0$  – довжина хвилі у вільному просторі.

Ширина щілини  $W$  впливає на діапазонні властивості випромінювача та на практиці обирається з умови:

$$W \approx A = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon'}}.$$
(8)

З урахуванням цих зауважень вирази для ХН в двох ортогональних площинах для одинарної НП антени з квадратною верхньою пластиною мають наступний вигляд:

$$f(\theta, \varphi = \frac{\pi}{2}) = \cos\left(\frac{\pi \sin \theta}{2\sqrt{\epsilon'}}\right)$$

$$f(\theta, \varphi = 0) = \frac{\sin\left(\frac{\pi \sin \theta}{2\sqrt{\epsilon'}}\right) \cos \theta}{\frac{\pi \sin \theta}{2\sqrt{\epsilon'}}} \cos\left(\frac{\pi \sin \theta}{2\sqrt{\epsilon'}}\right)$$
(9)

Результати розрахунків діаграми направленості одинарної НП антени в двох ортогональних площинах – площині вектора  $\vec{E}(\varphi = \frac{\pi}{2})$  і площині вектора  $\vec{H}(\varphi = 0)$  наочно демонструють, що при  $\epsilon' \neq 1$  направлені властивості НП випромінювача суттєво змінюються. Так, наприклад, при  $\epsilon' = 1$  ширина ДН ( $2\Delta\Theta_{0,7}^H$ ) в  $H$  – площині дорівнює  $45^\circ$ , а при  $\epsilon' = 7.2$  –  $2\Delta\Theta_{0,7}^H = 80^\circ$ .

Для оцінки направлених властивостей чотирьохелементної синфазної антенної решітки на НП випромінювачах скористуємось виразом для визначення параметра  $D$  – коефіцієнта направленої дії (КНД):

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}, \quad (10)$$

де  $F(\theta, \varphi)$  – нормована ХН антенної решітки.

Зрозуміло, що для визначення  $D$  необхідно перш за все записати вирази для модуля повного поля антенної решітки, яке в згорнутому вигляді дорівнює:

$$|E| = \sqrt{E_{\theta}^2 + E_{\varphi}^2}. \quad (11)$$

Тоді функція  $F(\theta, \varphi)$  буде мати вигляд:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{1}{N} \left| \cos\left(\frac{\pi \sin \theta}{2\sqrt{\epsilon'}} \sin \varphi \sin \theta\right) \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon'}} \cos \varphi \sin \theta\right)}{\frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon'}} \cos \varphi \sin \theta} \cdot \frac{\sin\left(\frac{N}{2} kd \sin \varphi \sin \theta\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} kd \sin \varphi \sin \theta\right)} \sqrt{\sin^2 \varphi + \cos^2 \theta \cos^2 \varphi} \right|, \quad (12)$$

де  $N$  – кількість випромінюючих елементів в антенній решітці;  $d$  – відстань між випромінюючими елементами.

Аналіз направлених властивостей одного низькопрофільного випромінювача, тобто залежність КНД від  $\epsilon'$  – відносної діелектричної проникливості матеріалу, яким заповнено об'єм між пластинами, показує зменшення  $D$ , що можна пояснити зміною поперечних розмірів в сторону зменшення випромінюючої структури. Тому, знаючи КНД одинарного НП випромінювача неважко оцінити КНД антенної решітки в цілому.

З метою проведення всебічного аналізу зовнішніх характеристик АР доцільно записати вирази для ХН антенної решітки для  $N$  – елементної випромінюючої системи в двох ортогональних площинах, які будуть мати вигляд:

$$F(\theta, \varphi = \frac{\pi}{2}) = \frac{1}{N} \left| \cos\left(\frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon'}} \sin \theta\right) \cdot \frac{\sin\left(\frac{N}{2} kd \sin \theta\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} kd \sin \theta\right)} \right|, \quad (13)$$

$$F(\theta, \varphi = 0) = \left| \cos\left(\frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon'}} \sin \theta\right) \cdot \frac{\sin\left(\frac{N}{2} kd \sin \theta\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} kd \sin \theta\right)} \right|. \quad (14)$$

Результати розрахунків наочно свідчать про те, що 4-х елементна АР дозволяє реалізувати коефіцієнт підсилення  $G$ , рівний 15,5 дБ, без урахування втрат в лінії розведення. Сектор покриття визначається по ширині ДН в азимутальній площині і складає кут  $\leq 90^\circ$ .

Отримані в даній роботі результати можуть служити методикою компоновки антенних решіток на низькопрофільних випромінювачах, які відрізняються компактністю, простотою виготовлення, меншими витратами на виготовлення порівняно з антенами аналогічного призначення.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Уэйт Д. Электромагнитное излучение из цилиндрических систем.– М.: Сов. Радио, 1963 – 312 с.
2. Марков В.Д, Чаплин Ю.В. Возбуждение электро-магнитных волн.– М.: Радиотехника. 1989 – 423 с.
3. Бузов А.Л. УКВ антенны для радиосвязи с подвижными объектами радиовещания и телевидения. – М.: Радио и связь, 1997 – 350 с.
4. Резников Г.Б. Антенны летательных аппаратов.– М. Сов. Радио, 1967 – 415 с.
5. Luc Kuai-man, Lee Kai-Fang, Dashele J.S. Analysis of the cylinder-rectangular patch Antenna. IEEE Trans on Antennas and Propagations. – 1989 – № 2. P. 143-147.