

В. М. Почерняєв¹, М. С. Магомедова², Н. М. Сивкова¹

¹ Національна академія Служби безпеки України, Київ, Україна

² Київський фаховий коледж зв'язку, Київ, Україна

ПЛОСКА ФАЗОВАНА АНТЕННА РЕШІТКА ДЛЯ МОБІЛЬНИХ ЦИФРОВИХ СТАНЦІЙ ЗВ'ЯЗКУ «ТОЧКА-БАГАТОТОЧКА» НВЧ ДІАПАЗОНУ

Анотація. В роботі розглянуто плоску фазовану антенну решітку для мобільних цифрових станцій зв'язку «точка-багатоточка» НВЧ діапазону. В роботі отримано аналітичний вираз для залежності коефіцієнта спрямованої дії плоскої фазованої антенної решітки від кутів сканування. Наведені графіки зміни діаграми спрямованості в залежності від дискрету фази. Надані таблиці по зміну рівня головного пелюску. Ці зміни відображені позначками «+» та «-» в даних таблицях. З результатів чисельних розрахунків зроблено висновок, що практично у всьому діапазоні зміни величини $\sin\theta_0\cos\varphi_0$ можливо користуватися приблизною формулою, що отримана в роботі. Наведено графік чисельних розрахунків в залежності величини дискретної зміни фази від коефіцієнта спрямованої дії антени. Таблиці показують, що з достатньої практики точністю можливо користуватися формулою для значень $0 \leq \sin\theta_0\cos\varphi_0 \leq 1$ та дискретної зміни фази $\Delta = \pi/2$. Також визначено головний пелюсток діаграми спрямованості при скануванні з урахуванням наведених паразитних пелюстків.

Ключові слова: мобільна цифрова станція зв'язку, НВЧ діапазон, плоска фазована антенна решітка, діаграма спрямованості, коефіцієнт спрямованої дії.

Вступ

Мобільні цифрові станції зв'язку «точка-багатоточка» НВЧ діапазону, наприклад, мобільна вузлова цифрова тропосферна станція [1] у своєму складі мають фазовану антенну решітку (ФАР). Для мобільних цифрових станцій зв'язку НВЧ діапазону можуть застосовуватися хвильоводні плоскі ФАР. При чому, в якості хвильоводів, можуть використовуватися частково заповнені діелектриком хвильоводи. Як правило, ФАР включають фазообертачі, які дискретно перемикаються (рис. 1).

На рис. 1 позначено: ЕВ – елемент випромінювання; φ – фазообертач; Прд Г, Прд В – передача з горизонтальною або вертикальною поляризацією; Прм Г+В, Прм В+Г – прийом одночасно з горизонтальною та вертикальною поляризаціями.

Тому важливо знати, як змінюється один з найважливіших параметрів ФАР – коефіцієнт спрямованої дії (КСД) у діапазоні кутів сканування.

Аналіз літературних джерел. Мобільні цифрові станції зв'язку НВЧ діапазону з просторово-рознесеною передачею сигналів [2, 3] та з просторово-рознесеним прийомом [4] використовують плоскі ФАР. Теоретичні основи плоских ФАР, які використовують частково заповнені діелектриком хвильоводи визначені в роботах [5–7]. В плоских ФАР використовуються пристрої на частково заповнених діелектриком хвильоводах: комутаційний фазообертач [8],

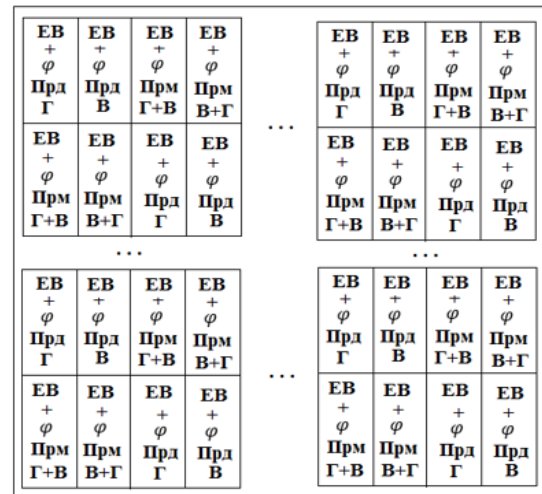


Рис. 1. Фазована антенна решітка мобільної цифрової станції зв'язку «точка-багатоточка» НВЧ діапазону

фазочастотний пристрій [9], перемикач-фільтр [10], обмежувач потужності НВЧ [11].

Мета роботи. Отримати аналітичний вираз для залежності КСД плоскої ФАР від кутів сканування.

Основна частина

Запишемо вираз діаграми спрямованості (ДС) плоскої ФАР з дискретною зміною фазування у вигляді:

$$F(\sin\theta\cos\varphi) = \frac{1}{d} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \exp \left[jkx \left[\sin\theta - \sin\theta_0 \left(1 - \frac{2\pi m}{\Delta} \right) - \frac{n\lambda}{d} \right] \right] dx, \quad (1)$$

де d – період ФАР; $a = Nd, N$ – кількість випромінювачів ФАР; $k = 2\pi/\lambda$, k – хвильове число, λ – довжина хвилі; θ_0 – напрям випромінювання, перпендикулярний ФАР; Δ – величина дискретної перебудови фази; $C_m = (-1)^m \sin \frac{\Delta}{2} / (\frac{\Delta}{2} - m\pi)$.

Важливо знати рівень головного максимуму ДС при скануванні з урахуванням накладання паразитних пелюсток. Вважаючи (1) $\sin\theta = \sin\theta_0$, опус-

каючи нескінченні межі підсумовування і проводячи інтегрування, отримуємо значення ДС по головному максимуму:

$$F(\sin\theta_0\cos\varphi_0) = (N + 1)^4 \times \left[\sum_n \sum_m C_m \left[\sin \frac{ka}{2} \left(\frac{2m\pi\sin\theta_0\cos\varphi_0}{\Delta} - n\lambda/d \right) \right] // \left[\frac{ka}{2} \left(\frac{2m\pi\sin\theta_0\cos\varphi_0}{\Delta} - \frac{n\lambda}{d} \right) \right] \right]^2. \quad (2)$$

Розглянемо окремий випадок, коли $\Delta = \pi/2, \lambda/d = 2$. Тоді $m = n/2\sin\theta_0\cos\varphi_0$, і, отже $\sin\theta_0\cos\varphi_0 = n/2m$.

Якщо у (2) підставити $\sin\theta_0\cos\varphi_0 = \frac{1}{2}q$, тоді $m=qn$ і формула (2) набуває такого вигляду:

$$F(\sin\theta_0\cos\varphi_0) = (N + 1)^4 \cdot \left\{ \begin{array}{l} \left[C_0 + \frac{\sin \frac{\Delta}{2}}{q} \left(\text{ctg} \frac{\Delta}{2q} - \frac{2q}{\Delta} \right) \right]^2, \text{ якщо } q - \text{ парне;} \\ \left[C_0 + \frac{\sin \frac{\Delta}{2}}{q} \left(\cos \frac{\Delta}{2q} - \frac{2q}{\Delta} \right) \right]^2, \text{ якщо } q - \text{ непарне;} \end{array} \right\}. \quad (3)$$

Формула (3) справедлива для $\sin\theta_0\cos\varphi_0 = p/q$, де $p \leq q$. За інших значеннях $\sin\theta_0\cos\varphi_0$ основний внесок вноситься членом з індексом $m = n = 0$. При цьому отримуємо відомий результат теорії скануючих антенних систем [12]: $F(\sin\theta_0\cos\varphi_0) = (N + 1)^4 C_0^2$.

A_0 , обумовленого накладанням на нього паразитних пелюсток залежно від величини $q/2$ показано в табл. 1. Знаками «+» та «-» позначені відхилення головного максимуму ДС. Змінюючи величину q і варіюючи членом p , можна знайти рівень головного максимуму ДС при всіх значеннях $0 \leq \sin\theta_0\cos\varphi_0 \leq 1$.

Зміни рівня головного максимуму по амплітуді

Таблиця 1 – Зміни рівня головного максимуму по амплітуді A_0

		Для «+» - °; «-» - x							
$q/2$		1	2	3	4	5	6	7	8
$(A_0 - C_0)/C_0$	-10								
	-20	°	x						
	-30		°	x	x				
	-40			°	°	x	x		
	-50					°	°	x	x
	-60							°	x

З чисельних розрахунків можна зробити висновок, що якщо не потрібна висока точність, то практично в усьому діапазоні зміна величин $\sin\theta_0\cos\varphi_0$ можна скористатися результатом $F(\sin\theta_0\cos\varphi_0) = (N + 1)^4 C_0^2$.

Одним із найважливіших параметрів ФАР є сектор огляду простору. Максимальне відхилення

променю від нормалі в плоскій гостронаправленій ФАР, що реалізується на практиці, не перевищує $\pm 60^\circ$. Сканування у такому секторі супроводжується значною зміною КСД. Визначити КСД плоскої ФАР можна за методикою [13]. Дотримуючись попередніх параметрів $\Delta = \pi/2, \lambda/d = 2$ запишемо формулу для КСД плоскої ФАР з дискретною зміною фази:

$$D(\sin\theta_0\cos\varphi_0) = \left(\frac{d^2}{\lambda^2} \right) \times \left[(4\pi(N + 1)^2) / \left(\sum_n \sum_m F_n F_m \right) \right]. \quad (4)$$

Вираз для F_n такий:

$$F_n = \left[\frac{1 + |\Phi|}{2\sqrt{|\Phi|}} \right] - \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{|\Phi|}} \left[1 - 2C \left(\sqrt{\frac{ka|\Phi|}{2}} \right) + \left(1 - S \left(\sqrt{\frac{ka|\Phi|}{2}} \right) \right) \right], \quad (5)$$

$C(\sqrt{ka|\Phi|/2})$, $S(\sqrt{ka|\Phi|/2})$ – дійсна та уявна частини інтеграла Френеля ($F(x) = C(x) + jS(x)$), $|\Phi| = 1 - (\sin\theta_0\cos\varphi_0) \left(1 - \frac{2n\pi}{\Delta} \right) + n\lambda/d$.

Вираз для F_m такий самий, як і (5) для F_n , тіль-

ки n змінюється на m . У табл.2 показано зміну рівня головного максимуму по амплітуді A_1 залежно від величини $q/2$, де знаками «+» і «-» позначені відхилення головного максимуму у більшу і меншу сторону.

Таблиця 2 – Зміна рівня головного максимуму по амплітуді A_1

$q/2$ $(A_1 - C_1)/C_1$	Для «+» - °; «-» - ×							
	1	2	3	4	5	6	7	8
-10		×	°					
-20			×	°	°			
-30				×	×	°	°	
-40						×	×	°
-50								×
-60								

З табл. 2 можна дійти висновку, що з достатньої практиці точності можна користуватися формулою (4) для значень $0 \leq \sin\theta_0 \cos\varphi_0 \leq 1$ і дискретною перебудовою фази $\Delta = \pi/2$.

Розрахунок за формулою (4) також свідчить наступне. При $\lambda/d = 2$ при будь-якому $\sin\theta_0 \cos\varphi_0$ в області видимих кутів присутні паразитні пелюстки, тому КСД антенної решітки зі скануванням завжди нижче в напрямку головного максимумів, ніж у звичайних антенних решіток. На рис. 2 показано залежність КСД від величини $\sin\theta_0 \cos\varphi_0$. Провали ДС приблизно в $[1 + 2\sqrt{a/\lambda}]$ відхиляють реальну криву від ідеалізованої. При $1/2 < d/\lambda < 1$ спостерігається сильніший ефект зрізаної кривої, ніж у випадку $d = \lambda/2$ ($\lambda/d = 2$) (рис. 3). Ця зрізаність обумовлена періодичністю антенної решітки.

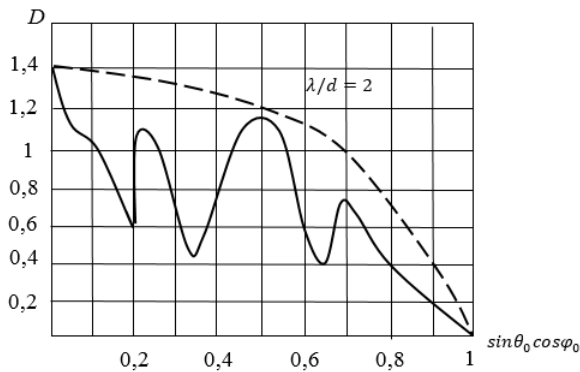


Рис. 2. Залежність КСД від величини $\sin\theta_0 \cos\varphi_0$ при $\lambda/d = 2$

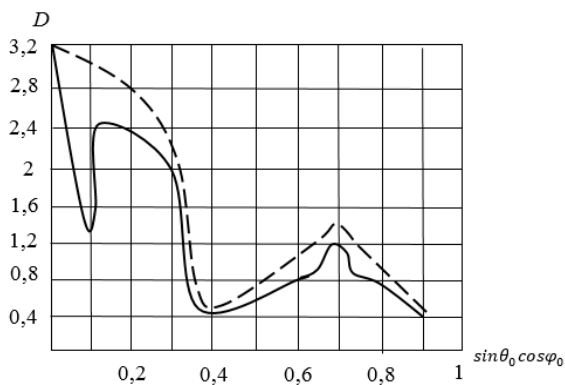


Рис. 3. Залежність КСД від величини $\sin\theta_0 \cos\varphi_0$ при $1/2 < d/\lambda < 1$

В теорії ФАР важливим питанням є вплив величини дискретної перебудови фази на КСД антенної решітки. Отримання чисельних результатів показано на рис. 4: для $\Delta = \pi/8$ на рис. 4, а; для $\Delta = \pi/4$ на рис. 4, б; для $\Delta = \pi/3$ на рис. 4, в.

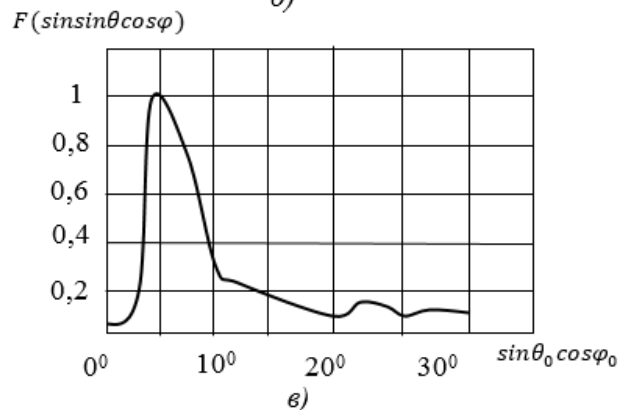
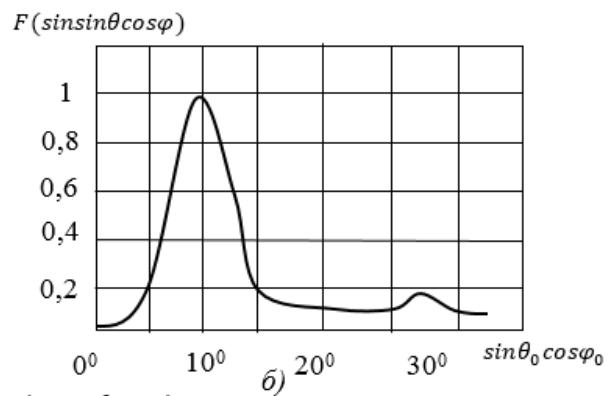
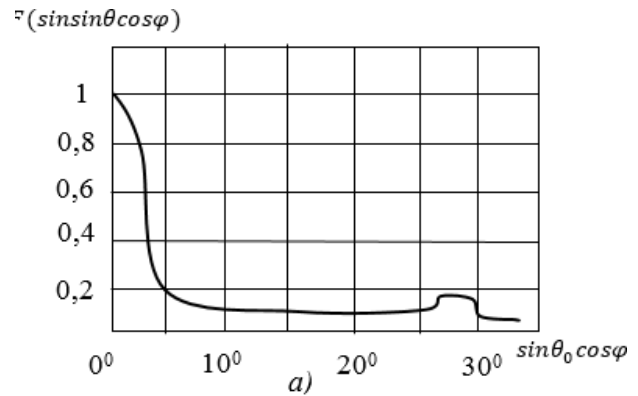


Рис. 4. Зміни діаграми спрямованості в залежності від дискрети фази

Висновки

На закінчення відзначимо, що графіки на рис. 2, 3 наведено для випадку $N=64$ з урахуванням впливу паразитних пелюсток перших двох порядків. Пунктирною лінією позначений графік для КСД ФАР з ідеальним фазуванням. Значення КСД у про-

валах знижується приблизно в $[1 + 2\sqrt{a/\lambda}]$ раз. Чисельні результати показують, що при $d/\lambda = 0,375$, $N=64$ і при кутах сканування $10^\circ \dots 30^\circ$ КСД плоскої ФАР буде найбільшим при $\Delta = \pi/4$. При кутах сканування $30^\circ \dots 45^\circ$ КСД плоскої ФАР буде найбільшим при $\Delta = \pi/6$.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Патент №126206 України на винахід. Мобільна вузлова цифрова тропосферна станція. Почерняєв В. М., Повхліб В. С., Наритник Т. М.; опубл. 31.08.2022 // Бюл.№35.
2. Почерняєв В. М., Сивкова Н. М., Повхліб В. С. Просторово-рознесена передача сигналів в цифрових тропосферних станціях. *Наукові праці ОНАЗ ім.О.С.Попова*. 2020. № 2. С. 92–99.
3. Сайко В. Г., Наконечний В. С., Баховський П. Ф., Сивкова Н. М. Алгоритм реалізації методу завадостійкого прийому сигналів, які випромінюються просторово рознесеними передавачами. *I International Scientific and Practical Conference*. Stockholm, Sweden 5-7 April 2020. С. 247–253.
4. Почерняєв В. М., Повхліб В. С. Мобільна цифрова станція НВЧ діапазону подвійного призначення. *Наукові праці ОНАЗ ім. ОС Попова*. 2014. № 2. С. 76–82.
5. Pochernyaev V. N., Skrupnik L. V. Eigenfunctions of a partially filled rectangular waveguide. *Radiophysics and quantum electronics*. 1990. № 12. P. 1023–1028.
6. Почерняєв В. М., Цибізов К. М. Теорія складних хвильоводів. *Науковий світ*, 2003. 223 с.
7. Почерняєв В. М., Сивкова Н. М. Зовнішні параметри з'єднання прямокутного хвильовода, частково заповненого лінійним діелектриком з прямокутним хвильоводом, частково заповненим нелінійним діелектриком. *Вісник Університету «Україна»*. 2020. № 1(28). С. 100–105.
8. Pochernyaev V., Mahomedova M., Syvkova N. Комутаційний фазообертач на частково заповненому діелектриком прямокутному хвильоводі. *Системи управління, навігації та зв'язку*. Полтава : НУ ПП, 2023. № 1(71). С. 171–176. DOI: 10.26906/SUNZ.2023.1.171.
9. Почерняєв В. М., Магомедова М. С., Сивкова Н. М. Фазо-частотний пристрій на частково заповненому діелектриком прямокутному хвильоводі. *Системи управління, навігації та зв'язку*. № 4 (70). Полтава : НУ ПП, 2022. С. 158-161. DOI: 10.26906/SUNZ.2022.4.158.
10. Pochernyaev, V., Syvkova, N., Mahomedova, M. Switch-filter on a rectangular waveguide partially filled by dielectric. *Інформатика, Автоматика, Pomiar W Gospodarce I Ochronie Środowiska*. 2022. № 12(3. P. 8-11.
11. Почерняєв В. М., Магомедова М. С., Сивкова Н. М. Обмежувач потужності НВЧ на частково заповнених діелектриком прямокутних хвильоводах. *Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології*. 2022. № 1. С. 90-101.
12. Скануючі антенні системи НВЧ / Під. ред. Маркова Г. Т., Чапліна А. Ф. 1966. Т.1. 536 с.
13. Воскресенський Д. І., Пономарьов Л. І., Філіппов В. С. Випуклі скануючі антени. 1978. 304 с.

Received (Надійшла) 25.01.2024

Accepted for publication (Прийнята до друку) 17.04.2024

Flat phased antenna array for mobile digital point-to-multipoint HF communication stations

V. Pochernyaev, M. Mahomedova, N. Syvkova

Abstract. The article considers a flat phased antenna array for mobile digital «point-to-multipoint» communication stations in the microwave range. In the article, an analytical expression for the dependence of the directional action coefficient of a flat phased antenna array on the scanning angles are obtained. Graphs of changes in the directional pattern depending on the discrete phase are given. Tables for changing the level of the main beam are given. These changes are reflected by «+» and «-» signs in these tables. From the results of numerical calculations, it was concluded that it is possible to use the approximate formula obtained in the article in almost the entire range of changes in the value of $\sin\theta_0\cos\varphi_0$. A graph of numerical calculations is given depending on the magnitude of the discrete phase change on the coefficient of directional action of the antenna. The tables show that with sufficient practice, it is possible to use the formula with accuracy for the values $0 \leq \sin\theta_0\cos\varphi_0 \leq 1$ and the discrete phase change $\Delta = \pi/2$. The main beam of the directional pattern during scanning is also determined, taking into account the listed parasitic beams.

Keywords: mobile digital communication station, microwave range, flat phased antenna array, directional pattern, coefficient of directional action.