

В.І. ЛУЖАНСЬКИЙ, Д.А. МАКАРИШКІН, Д.С. ПАРТИКА

Хмельницький національний університет

## ДОСЛІДЖЕННЯ ДІАГРАМИ НАПРАВЛЕНОСТІ ПЛОСКОЇ ЕКВІДИСТАНТНОЇ РІВНОАМПЛІТУДНОЇ ФАЗОВАНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ ЗАЛЕЖНО ВІД ДОВЖИНИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ, КІЛЬКОСТІ ВИПРОМІНЮЮЧИХ ЕЛЕМЕНТІВ ТА ВІДСТАНІ МІЖ НИМИ

Наукова стаття присвячена дослідженню параметрів діаграми направленості плоскої еквідистантної рівноамплітудної фазованої антенної решітки (ФАР) залежно від кількості  $M \times N$  випромінюючих елементів, відстані між ними при заданому куті діаграми направленості ФАР. Проведені розрахунки множника діаграми направленості фазованої антенної решітки в прямокутній, полярній системах координат та в тривимірному просторі. Здійснено аналіз рівня бічних пелюсток відносно головної, а також знайдено ширину головної та бічних пелюсток діаграми направленості фазованої антенної решітки.

Ключові слова: плоска еквідистантна рівноамплітудна фазована антенна решітка, хвильове число вільного простору, діаграма направленості антени, множник антенної решітки, рівень бічних пелюсток діаграми направленості антени, ширина головної та бічних пелюсток діаграми направленості антени.

V.I. LUZHANSKIY, D.A. MAKARISHKIN, D.S. PARTYKA

Khmelnytskyi National University

## THE STUDY OF THE RADIATION PATTERN OF A FLAT EQUIDISTANT EQUALS AMPLITUDE PHASED ANTENNA ARRAY, DEPENDING ON THE LENGTH OF THE ELECTROMAGNETIC WAVE, THE NUMBER OF RADIATING ELEMENTS IN THE ANTENNA ARRAY AND THE DISTANCE BETWEEN THEM

The scientific article is devoted to the study of the parameters of the radiation pattern of a plane equidistant equal amplitude phased array antenna. The parameters of which will depend on the length of the electromagnetic wave, on the number of  $M \times N$  radiating elements, the distance between them at a given angle of the beam antenna array. Formulas for calculating the directivity diagram of the phased array antenna in rectangular, polar coordinate systems and in three-dimensional space are given. The formulas for finding the level of the lateral petals relative to the principal are given, and the width of the principal and lateral petals of the directional diagram of the phased antenna array is determined and analysed. This study is needed to obtain such a phased array antenna in which the radiation pattern of the main beam of the radiation pattern will have the most optimal parameters. The use of such a phased array antenna will significantly improve the efficiency of modern airborne and terrestrial radio systems by performing a fast, inertia-free space survey by forming a radiation pattern with the required width and level of the lateral lobes, by creating an appropriate amplitude-phase distribution over the lattice opening. It will also allow many rays to be formed with a single antenna. The high speed of tipping such rays, will open the possibility of designing multipurpose, multifunctional radar stations.

Keywords: a flat equidistant equal amplitude phased antenna array, wave number of free area, radiation pattern antenna array, multiplier phased array, level of lateral petals of antenna array, width of head and side petals of radiation pattern.

### Вступ

Фазованими антенними решітками (ФАР) називаються антенні решітки, в яких напрям максимального випромінювання (прийому) і форма відповідної їй діаграми направленості (ДН) змінюються за допомогою зміни кількості випромінюючих елементів в антенній решітці, відстані між ними та довжини електромагнітної хвилі. Використання ФАР дозволяє істотно підвищити ефективність сучасних бортових і наземних радіосистем за рахунок здійснення швидкого безінерційного огляду простору шляхом сканування променем антенної решітки електричними методами (електричне сканування); збільшення коефіцієнта підсилення антени; формування діаграми направленості з необхідними шириною і рівнем бічних пелюсток, шляхом створення відповідного амплітудно-фазового розподілу по розкриву решітки [4].

Впровадження фазованих антенних решіток в радіолокаційну техніку відкриває такі можливості:

Електричне сканування променю в широкому секторі. Можливість здійснення програмного огляду простору.

Отримання ДН заданої форми, яка може змінюватися в процесі роботи шляхом регулювання амплітуд і фаз збудження випромінювачів.

Можливість формування за допомогою однієї антени багатьох променів. Висока швидкість перекидання променю відкриває можливість конструювання багатоцільових, багатофункціональних радіолокаційних станцій (РЛС).

Забезпечується висока надійність антени шляхом застосування спеціальних систем контролю працездатності фазованої антенної решітки, що дозволяють швидко знайти місця пошкоджень.

Аналіз літературних джерел (наприклад, [1–4] та ін.) показує недостатність проведених досліджень у цьому напрямку.

**Формування мети.** Метою даної наукової статті є дослідження параметрів діаграми направленості плоскої рівноамплітудної еквідистантної фазованої антенної решітки залежно від довжини електромагнітної хвилі, кількості  $M \times N$  випромінюючих елементів, відстані між ними при заданому куті діаграми направленості ФАР.

**Результати дослідження.** Для формування необхідної зони покриття фазованої антенної решітки можуть використовуватися масиви елементів на основі лінійних, кругових, плоских антенних решіток. При цьому необхідно враховувати параметри діаграми направленості фазованої антенної решітки: рівні бічних пелюсток, ширину головної і бічних пелюсток залежно від довжини електромагнітної хвилі, числа елементів у ФАР та відстані між ними [1].

Розглянемо двовірний масив з  $M \times N$  випромінюючих елементів (рис. 1).

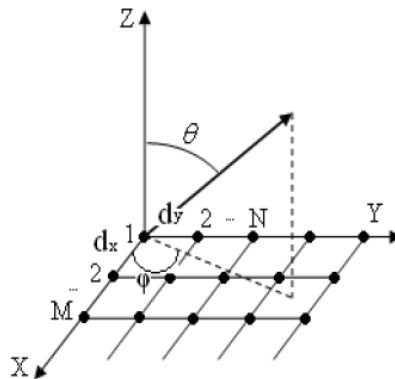


Рис. 1. Двовірний масив випромінювачів з  $M \times N$  елементів

Функція  $F_p(\theta, \varphi_0)$  характеризує спрямовані властивості системи з  $M \times N$  випромінюючих елементів.

Цю функцію також називають множитком решітки[1]:

$$F_p(\theta, \varphi_0) = \frac{1}{M} \left| \frac{\sin \left[ \frac{M}{2} kd \cos \varphi_0 (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]}{\sin \left[ \frac{kd}{2} \cos \varphi_0 (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]} \right| \times \frac{1}{N} \left| \frac{\sin \left[ \frac{N}{2} kd \sin \varphi_0 (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]}{\sin \left[ \frac{kd}{2} \sin \varphi_0 (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]} \right|, \quad (1)$$

де  $M, N$  – кількість випромінюючих елементів в антенній решітці;  $k = 2\pi/\lambda$  – хвильове число вільного простору;  $d$  – відстань між випромінюючими елементами решітки;  $\theta$  – зенітний кут;  $\theta_0, \varphi_0$  – кути, які відповідають напрямку максимального випромінювання.

Для дослідження основних властивостей множника антенної решітки складемо в середовищі MATLAB файл-програму Untitled1.m [2], в якій відстань між елементами  $d = \lambda / 2$  та будемо змінювати кількість випромінюючих елементів  $M \times N = 20, M \times N = 40, M \times N = 60$  (рис. 2, рис. 3, рис. 4).

Використовуючи файл-програму Untitled1.m, розглянемо антенну решітку із елементів  $M \times N = 20, M \times N = 40, M \times N = 60$ , рознесених на відстань  $d = \lambda / 4$  (рис. 5, рис. 6, рис. 7).

Рисунки 2а, 3а, 4а, 5а, 6а, 7а ілюструють діаграму направленості плоских антенних решіток в прямокутній системі координат при куті нахилу максимального випромінювання. На рисунках 2б, 3б, 4б, 5б, 6б, 7б представлені ДН плоских антенних решіток у полярній системі координат [1].

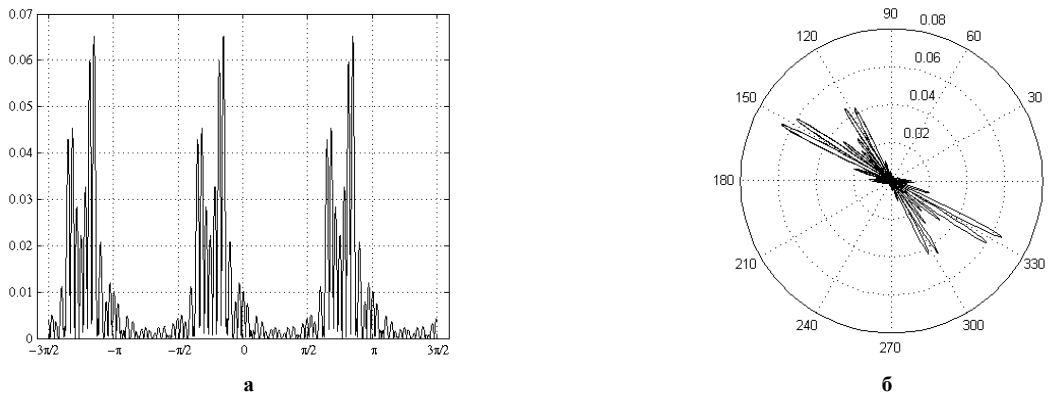


Рис. 2. Множник решітки в прямокутній (а) та полярній (б) системах координат для  $M \times N = 20, \lambda = 0.2 \text{ м}, d = \lambda / 2, \theta_0 = -\pi / 6$

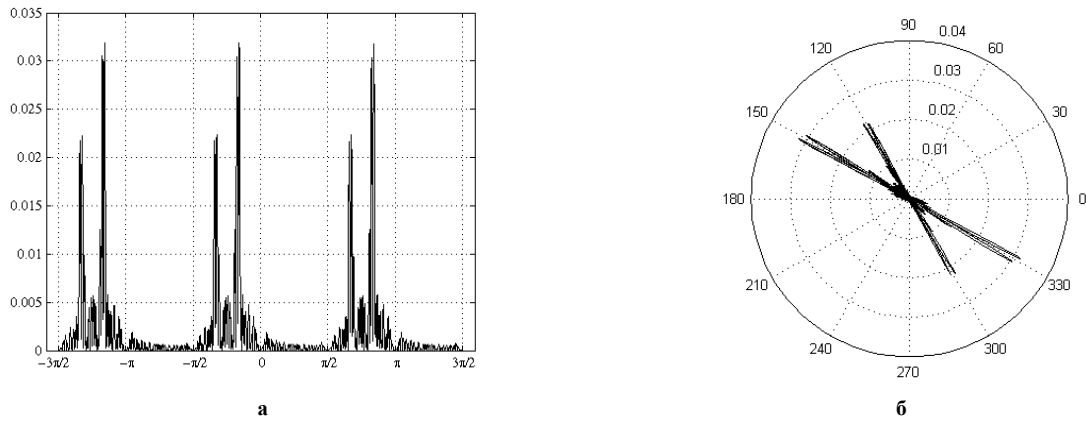


Рис. 3. Множник решітки в прямокутній (а) та полярній (б) системах координат для  $M \times N = 40$ ,  $\lambda = 0.2$  м,  $d = \lambda / 2$ ,  $\theta_0 = -\pi / 6$

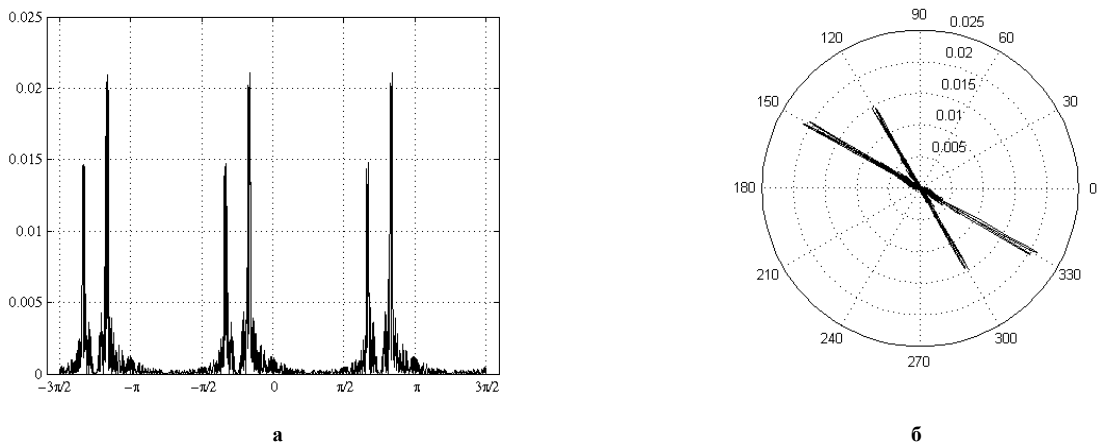


Рис. 4. Множник решітки в прямокутній (а) та полярній (б) системах координат для  $M \times N = 60$ ,  $\lambda = 0.2$  м,  $d = \lambda / 2$ ,  $\theta_0 = -\pi / 6$

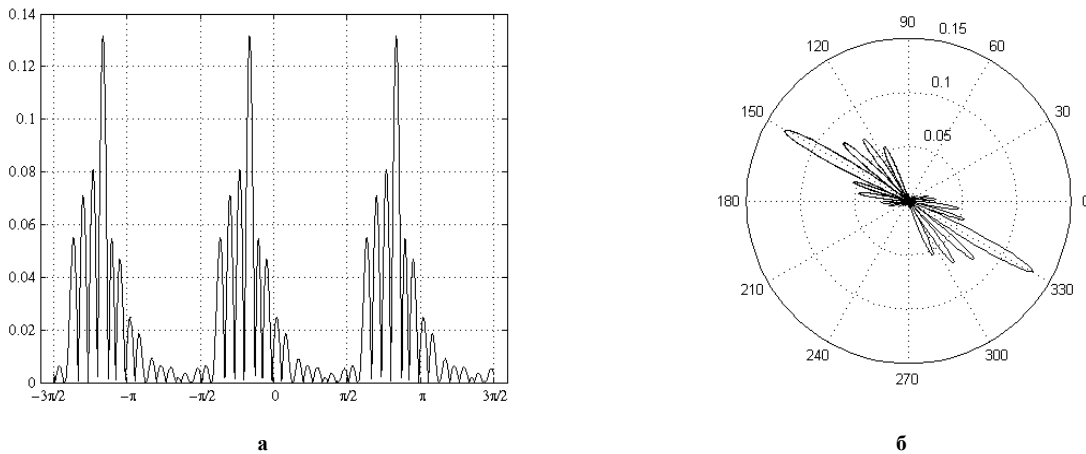
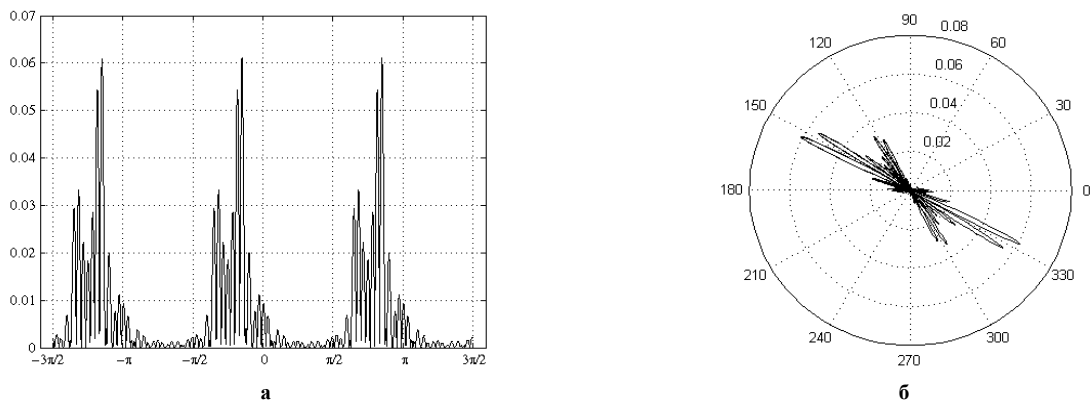
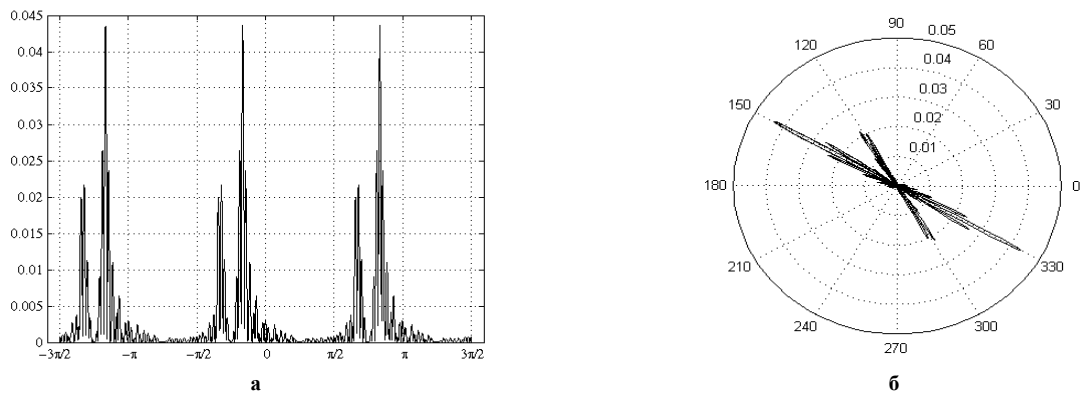


Рис. 5. Множник решітки в прямокутній (а) та полярній (б) системах координат для  $M \times N = 20$ ,  $\lambda = 0.2$  м,  $d = \lambda / 4$ ,  $\theta_0 = -\pi / 6$

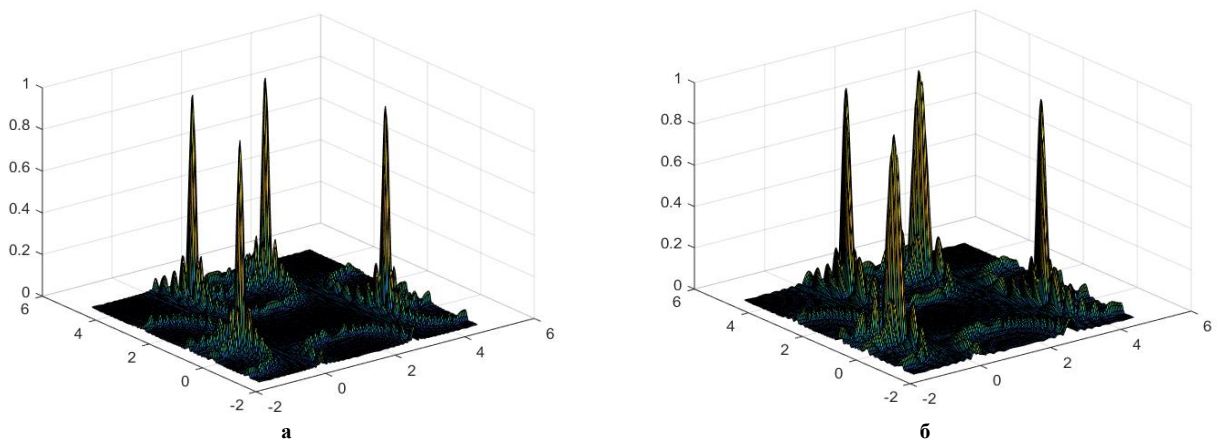
Якщо проаналізувати отримані рисунки (рис. 2–7), то видно, що ширина головної пелюстки ДН антенної решітки при незмінній довжині хвилі залежить від кількості елементів ( $M$  і  $N$ ) і відстані між ними. Чим більша відстань між випромінюючими елементами і чим більше елементів в решітці, тим вужча ширина головної пелюстки ДН. Проте, слід пам'ятати, що якщо відстань між сусідніми випромінюючими елементами решітки становить більше половини довжини хвилі, в ДН з'являються бічні пелюстки, максимуми яких рівні по амплітуді максимуму головної пелюстки [4].



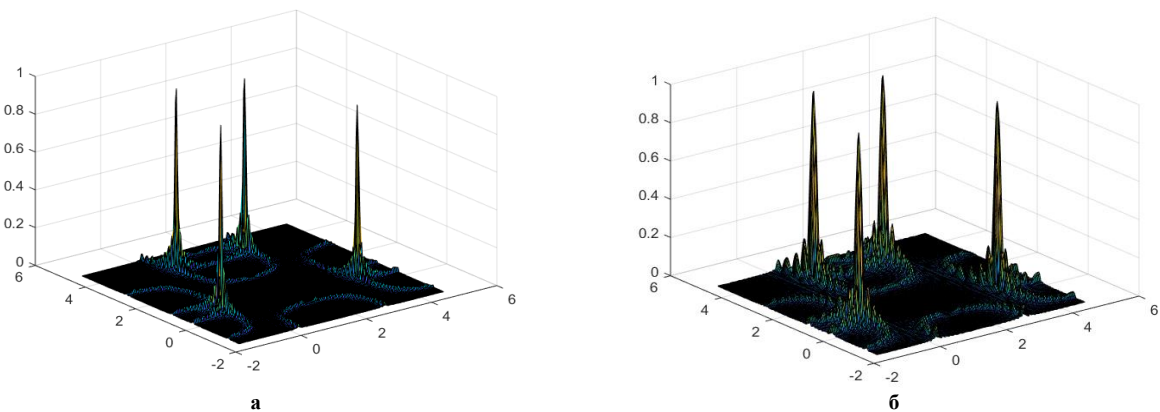
**Рис. 6.** Множник решітки в прямокутній (а) та полярній (б) системах координат для  $M \times N = 40, \lambda = 0.2 \text{ м}, d = \lambda / 4, \theta_0 = -\pi / 6$



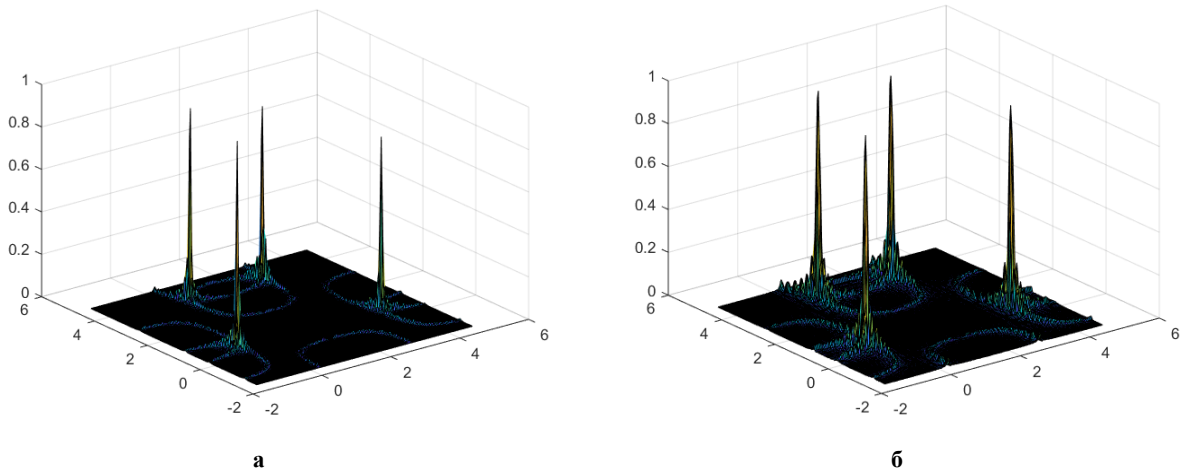
**Рис. 7.** Множник решітки в прямокутній (а) та полярній (б) системах координат для  $M \times N = 60, \lambda = 0.2 \text{ м}, d = \lambda / 4, \theta_0 = -\pi / 6$



**Рис. 8.** Нормована ДН фазованої антенної решітки в тривимірному просторі для  $M \times N = 20, \theta_0 = -\pi / 6 : d = \lambda / 2$  (а);  $d = \lambda / 4$  (б)



**Рис. 9.** Нормована ДН фазованої антенної решітки в тривимірному просторі для  $M \times N = 40, \theta_0 = -\pi / 6 : d = \lambda / 2$  (а);  $d = \lambda / 4$  (б)



**Рис. 10.** Нормована ДН антенної решітки в тривимірному просторі для  $M \times N = 60, \theta_0 = -\pi / 6: d = \lambda / 2$  (а);  $d = \lambda / 4$  (б)

Нормована функція множника антенної решітки в логарифмічному масштабі визначається виразом [4]:

$$G(\theta, \varphi) = 20 \lg(F(0, 0) / F(\theta, \varphi)), \tag{2}$$

де  $F(0, 0)$  – амплітуда головної пелюстки,  $F(\theta, \varphi)$  – амплітуда бічної пелюстки.

На основі виразу, що описує діаграми направленості ФАР можливо отримати параметри її бічних пелюсток. Для знаходження амплітуди першої бічної пелюстки ДН в плоскій еквідистантній рівноамплітудній антенній решітці необхідно знайти рішення рівняння  $\frac{dG(\theta, 0)}{d\theta} = 0$ , де  $G(\theta, \varphi)$  – вираз (2).

Для аналізу рівня бічних пелюсток зручно використовувати відношення амплітуди основної пелюстки ДН до амплітуди бічної пелюстки, яке позначається терміном sidelobratio (SLR) і вимірюється в децибелах. Значення SLR дозволяє оцінити рівень головної пелюстки ДН щодо бічної [3].

Вираз для визначення SLR:

$$SLR_n = 20 \cdot \log \left( \frac{F(0, 0)}{F(\theta_{\sigma_n}, 0)} \right) = 1 - G(\theta_{\sigma_n}, 0), \text{ дБ}, \tag{3}$$

де  $\theta_{\sigma_n}$  – кут, при якому амплітуда  $n$ -ї бічної пелюстки ДН досягає максимуму.

Результати моделювання для кількості випромінюючих елементів  $M \times N = 20, M \times N = 40, M \times N = 60$  та  $d = \lambda / 2$ , а також для  $d = \lambda / 4$  (табл. 1) за виразом (3) в пакеті програми MathCAD [2] показують, що при збільшенні кількості випромінюючих елементів для першої правобічної і лівобічної пелюсток  $SLR_1$  поступово буде зменшуватися (рис. 11), а при великій кількості елементів в решітці ( $M = N > 60$ ), значення  $SLR_1$  діаграми направленості антенної решітки залишається незмінним, незалежно від напрямку головної пелюстки ФАР, і приблизно дорівнює 13,5 дБ [3].

Таблиця 1

Значення SLR лівобічних і правобічних пелюсток від кількості елементів в ФАР		
Кількість елементів у ФАР, $M \times N$	SLR <sub>л</sub> лівобічної пелюстки, дБ	SLR <sub>п</sub> правобічної пелюстки, дБ
для $d = \lambda / 2$		
20	0,974	22,412
40	0,276	16,124
60	0,828	14,593
для $d = \lambda / 4$		
20	10,2	13,563
40	10,602	23,452
60	4,242	5,265

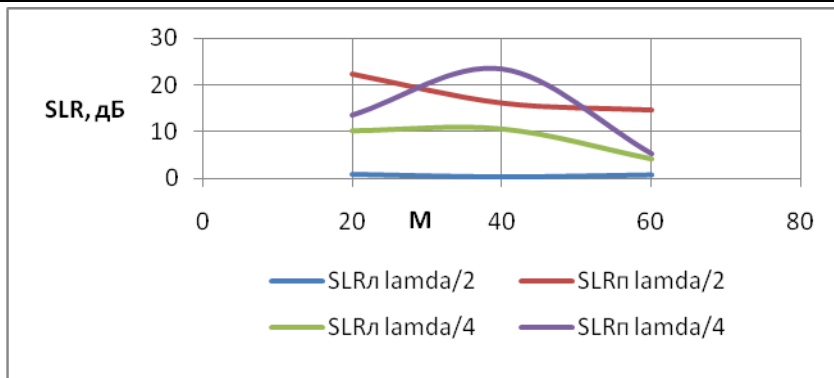


Рис. 11. Залежність  $SLR_1$  від кількості елементів  $M \times N$  при  $d = \lambda / 2$  та  $d = \lambda / 4$

Ширина головної пелюстки діаграми направленості [3]:

$$BW_0 = 2 \arcsin\left(\frac{\lambda}{Md}\right), \text{ рад.} \tag{4}$$

Ширина бічних пелюсток діаграми направленості:

$$BW_1 = \arcsin\left(\frac{2\lambda}{Md}\right) - \arcsin\left(\frac{\lambda}{Md}\right), \text{ рад.}$$

$$BW_2 = \arcsin\left(\frac{3\lambda}{Md}\right) - \arcsin\left(\frac{2\lambda}{Md}\right), \text{ рад.} \tag{5}$$

$$BW_N = \arcsin\left(\frac{(N+1) \cdot \lambda}{Md}\right) - \arcsin\left(\frac{N \cdot \lambda}{Md}\right), \text{ рад.}$$

Так як сумарний рівень перших п'яти бічних пелюсток перевищує сумарний рівень наступних п'яти бічних пелюсток на 10 дБ, впливом далеких пелюсток (починаючи з 6-ї) можна знехтувати [3].

Результати розрахунків для кількості елементів  $M \times N=20$ ,  $M \times N=40$ ,  $M \times N=60$  для  $d = \lambda / 2$ , за виразами (4) і (5), які отримали, використовуючи пакет програми MathCAD [4], наведені в табл. 2.

Таблиця 2

**Значення ширини головної та бічних пелюсток залежно від кількості випромінюючих елементів у ФАР**

Кількість елементів у ФАР, $M \times N$	$BW_0$ , рад	$BW_1$ , рад	$BW_2$ , рад	$BW_3$ , рад	$BW_4$ , рад	$BW_5$ , рад
20	0.201	0.102	0.104	0.107	0.113	0.012
40	0.101	0.0502	0.0504	0.0508	0.0514	0.0521
60	0.067	0.0334	0.0335	0.0336	0.0338	0.034

Ширина головної пелюстки множника рівноамплітудної антенної решітки визначається виразами:

$$2\theta_{0,5} = 0,88 \frac{\lambda}{Nd}, \text{ рад.} \tag{6}$$

$$2\theta_{0,5} = 51^\circ \frac{\lambda}{Nd}, \text{ рад.} \tag{7}$$

Відповідно до формул (6) і (7) проведені розрахунки щодо ширини головної пелюстки діаграми направленості антенної решітки для кількості випромінюючих елементів  $M \times N=20$ ,  $M \times N=40$ ,  $M \times N=60$  для  $d = \lambda / 2$  та  $d = \lambda / 4$ , результати яких наведені в табл. 3.

Таблиця 3

**Значення ширини головної пелюстки ДН антенної решітки залежно від кількості випромінюючих елементів та відстані між ними**

Кількість випромінюючих елементів АР, $M \times N$	Ширина головної пелюстки ДН, $2\theta_{0,5}$	
	$d = \lambda / 2$	$d = \lambda / 4$
20	5,1° (0,088 рад)	10,2° (0,176 рад)
40	2,55° (0,044 рад)	5,1° (0,088 рад)
60	1,7° (0,029 рад)	3,4° (0,059 рад)

### Висновки

Для плоскої еквідистантної рівноамплітудної фазованої антенної решітки  $M \times N = 20$  кількість бічних пелюсток, які знаходяться між сусідніми головними пелюстками буде 14 ( $N-6$ ); для  $M \times N = 40$  кількість бічних пелюсток буде 28 ( $N-12$ ); а при  $M \times N = 60$  кількість бічних пелюсток буде 42 ( $N-18$ ).

Для антенної решітки ( $d = \lambda / 2$ ) при збільшенні кількості випромінюючих елементів ( $M \times N$ ) відношення амплітуди головної пелюстки до амплітуди бічної пелюстки буде зменшуватися. При збільшенні кількості випромінюючих елементів в 3 рази, SLR правобічної пелюстки зменшується в 2,46 рази, а лівобічної пелюстки зменшиться в 1,02 рази. Для антенної решітки ( $d = \lambda / 4$ ) при збільшенні кількості випромінюючих елементів ( $M \times N$ ) також в 3 рази, SLR правобічної пелюстки зменшується в 2,6 рази, а лівобічної пелюстки зменшиться в 1,99 рази.

Чим більша відстань між випромінюючими елементами і чим більше елементів в антенній решітці, тим вужча ширина головної пелюстки діаграми направленості антени. Так, при  $d = \lambda / 2$ ,  $d = \lambda / 4$  і збільшенні випромінюючих елементів AP в 3 рази (з 20 до 60) ширина головної пелюстки ДН антенної решітки стає вужчою в 3 рази.

Антенна решітка з кількістю випромінюючих елементів  $M \times N = 60$ ,  $d = \lambda / 2$  буде формувати найвужчий промінь головної пелюстки діаграми направленості антени  $2\theta_{0,5} = 1,7^\circ$  (0,029 рад).

Звуження ширини головної пелюстки діаграми направленості фазованої антенної решітки надає змогу збільшити роздільну здатність виявлення повітряної цілі по азимуту РЛС, збільшує дальність виявлення цілі, збільшується дальність передачі інформації та знижується стале споживання приймачем електричної енергії.

### Література

1. Сукачѳв Э.А. Сотовые сети радиосвязи с подвижными объектами : учеб. пособ. / Сукачѳв Э.А. – [3-е изд., перераб. и дополн.]. – Одесса : ОНАС им. А.С. Попова, 2013. – 256 с.
2. Mailloux, R. J. Phased array antenna handbook : 2nd ed. / R. J. Mailloux. – London : Artech House, 2005. – 506 с.
3. Гениатулин, К. А. Методика определения влияния боковых лепестков цифровой антенной решетки при частотно-территориальном планировании системы подвижной спутниковой связи / К. А. Гениатулин // Современные проблемы телекоммуникаций : мат-лы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск : Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2012. – С. 118-119.
4. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки / Хансен Р.С. – Второе издание. – М. : Техносфера, 2012. – 560 с.

### References

1. Sukachyov E.A. Sotovyе seti radiosvyazi s podvizhnyimi obektami : ucheb. posob. / Sukachev E.A. – [3-e izd., pererab. i dopoln.]. – Odessa : ONAS im. A.S. Popova, 2013. – 256 с.
2. Mailloux, R. J. Phased array antenna handbook : 2nd ed. / R. J. Mailloux. – London : Artech House, 2005. – 506 с.
3. Geniatulin, K. A. Metodika opredeleniya vliyaniya bokovyh lepestkov cifrovoj antennoj reshetki pri chastotno-territorialnom planirovanii sistemy podvizhnoj sputnikovoj svyazi / K. A. Geniatulin // Sovremennye problemy telekommunikacij : mat-ly Ross. nauchn.-tehn. konf. – Novosibirsk : Sib. gos. un-t telekommunikacij i informatiki, 2012. – С. 118-119.
4. Hansen R.S. Fazirovannye antennye reshetki / Hansen R.S. – Vtoroe izdanie. – M. : Tehnosfera, 2012. – 560 с.

Рецензія/Peer review : 14.11.2019 р.

Надрукована/Printed : 04.01.2020

Рецензент: д.т.н., проф. Мартинюк В.В.