

В. О. Пелішок, О. М. Яремко, М.І. Олексін
Національний університет “Львівська політехніка”

ПРЯМОЛІНІЙНІ АНТЕННІ РЕШІТКИ ТА ЇХ КОМБІНОВАНІ ДІАГРАМИ СПРЯМОВАНОСТІ

© Пелішок В. О., Яремко О.М., Олексін М.І., 2014

Запропоновано використовувати комбіновані діаграми спрямованості, які відображають вплив одного з параметрів за його неперервної зміни. В прямолінійних АР їх ДС залежить від трьох параметрів: кількості випромінювачів, віддалі та зсуву фаз між сусідніми випромінювачами. Тому для таких АР використовують три види комбінованих ДС, кожна з яких дозволяє вибрати один з параметрів. Застосування комбінованих діаграм дає змогу вибрати оптимальний варіант побудови антенних решіток у кожному конкретному випадку. Побудова комбінованих діаграм спрямованості основана на використанні запропонованого методу “2D-3D-2D”.

Ключові слова: антенні решітки, діаграма спрямованості, вибір оптимального варіанта побудови, метод “2D-3D-2D”.

V. O. Pelishok, O. M. Yaremko, M.I. Oleksin
Lviv Polytechnic National University

RECTILINEAR ARRAYS AND THEIR COMBINED RADIATION PATTERNS

© Pelishok V. O., Yaremko O.M., Oleksin M.I., 2014

A disadvantage of simple antenna is they do not always perform to specified requirements, such as the required width of the main lobe of radiation pattern (RP). In response, we often utilize straight array (SA) containing N emitters; each of which is employed as a simple antenna. The distance ‘ d ’ and the current phase difference ‘ h ’ between adjacent emitters are permanent. Requirements to insure SA are given depending on $F(\theta)$ – normalized RP multiplier of SA to the angle θ of spherical coordinate systems. The basic requirement for $F(\theta)$ is to provide a given direction of a single main lobe. The additional requirements are smaller width of the main lobe and smaller levels of side lobes. We can provide the basic requirements for $F(\theta)$ with differing combinations of values for (d, h, N) of SR parameters, thus additional requirements in each case would differ. This in turn raises the logical question - how to purposefully select the optimal combination of values of (d, h, N) , where we can provide the best value of additional requirements? Selecting the optimal combinations by sorting possible options is futile and requires a more focused approach. In this paper we recommend combining RPs to solve this problem. For example, to select the optimum value of N , it suggested to use a combined RP type $F(\theta, N)$ with d_{const}, h_{const} . As a result, one can make a reasoned choice of the optimum value of the parameter N . Similarly we can propose to use other types of combined RP: $F(\theta, h)$ with d_{const}, N_{const} ; $F(\theta, d)$ with h_{const}, N_{const} . To build combined RP we can use suggested method “2D-3D-2D”. For example, to build a combined RP type $F(\theta, N)$ RP on a plane is used (2D) $F(\theta)$ with $N_{const}, d_{const}, h_{const}$. After that the following RP system is placed in a spatial (3D), with $x = \theta, y = N, z = F$. Then in spatial system many similar RP (2D) are placed in the range of values of $N_a < N < N_b$, incrementing with $\Delta N \rightarrow 0$. As a result we obtain a spatial surface and its

projection (2D') on the plane XOY reflects the combined RP we need. Similarly we're formed the other two types of combined RP. Thus, the resulting combined RP on the plane (θ, N), which reflects the breadth of available radiation lobes (main and side lobes) on zero level. Evidently, for small values of N width of the main lobe will be large, which is undesirable. With a further gradual increase of N we'll receive smaller value of width of the main lobe. But this dependence is far from linear. At first, with increasing of N (approximately up to 4... 6) width of the main lobe decreases sharply and then more slowly. The advantage of using of the combined RP on the plane is precisely the fact that it clearly demonstrates the specified dependency and allows consciously to choose the optimal (compromise) value. Even more significant advantage is the usage of combined RP type F (θ, d) with h_{const}, N_{const} . With this RP we can see that for small values of d width of the main lobe will be significant. With a further gradual increase of d we will also receive smaller value of the width of the main lobe. Also, this dependence is far from linear. First, by increasing d the width of the main lobe decreases sharply and then more slowly. But in this case also we can see that the further increase of d we're starting having side petals, and their width is growing. It is the use of combined RP that can help us reasonably choose a compromise solution that is close to optimal. This solution provides a rather small width of the main lobe with the acceptable level of side lobes. Furthermore, we can see a clear angular difference between the direction of the main and side lobes. In the case of small angular difference we can allow the presence of minor side lobes, and increasing the angle difference it possible to allow the increase of side lobes. From these examples it is clear that the use of combined RP allows each case to choose a reasonable compromise configuration of SA which close to optimal.

Key words: Array, pattern, selection of optimal variants of construction, "2D-3D-2D".

Вступ. Прості антени, наприклад симетричний вібратор, не завжди можуть забезпечити необхідну діаграму спрямованості (ДС), зокрема ширину головної пелюстки (ГП). Тому часто використовуються антенні решітки (АР), в яких немає вказаних недоліків. Дискретна АР містить однотипні елементи, причому в прямолінійній АР вони розташовані вдовж прямої, яка формує вісь АР.

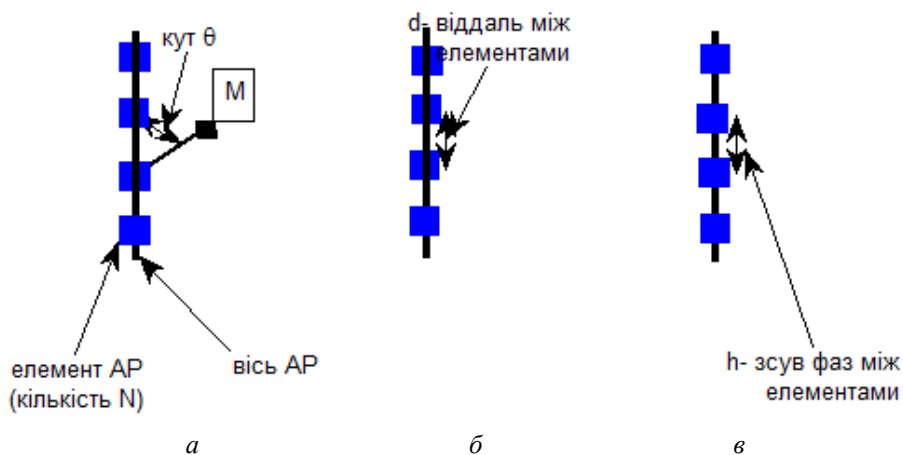


Рис. 1. Будова прямолінійної АР та її параметри: кількість елементів (а); віддаль та зсув фаз між сусідніми елементами (б, в), відповідно

Отже, для дискретної прямолінійної АР характерні такі параметри:

- містить N елементів (рис. 1, а);
- всі елементи розташовані рівномірно, причому віддаль між сусідніми елементами становить d (рис. 1, б);
- фаза струму в n -му елементі становить φ_n , а в $(n+1)$ -му елементі відрізняється на величину $h \geq 0$, тобто становить $\varphi_{n+1} = \varphi_n + h$ (рис. б.1, в).

Як показано у [1], множник АР, вісь якої розміщена вздовж осі ОZ, визначається так

$$f_m = \sin(u)/\sin(u/N) \text{ – ненормований;} \quad (1a)$$

$$F_m = \sin(u)/N\sin(u/N) \text{ – нормований,} \quad (1б)$$

де $u = bN/2$ – узагальнена кутова координата; $b = kd \cos(\theta) - h = 2\pi d_n \cos(\theta) - h = 2\pi d_n (\cos(\theta) - hn)$; $hn = h/(2\pi d_n)$; $d_n = d/\lambda$.

Переваги АР саме в тому і полягають, що за наявності в їх складі простих однотипних випромінювачів (елементів АР)) можна отримати результуючу ДС АР з кращими показниками

$$f_r = f_e f_m \quad (2a)$$

$$F_r = F_e F_m \quad (2б)$$

де f_r, f_e, f_m – ненормовані ДС АР, випромінювача та множника АР, відповідно; F_r, F_e, F_m – нормовані ДС АР, випромінювача та множника АР, відповідно.

Напрямок ГП множника АР визначається так

$$\cos(\theta_{\text{гол}}) = m/d_n + hn \quad m=0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3)$$

Переважно як ГП використовується пелюстка нульового порядку ($m=0$). Умова наявності єдиної ГП така

$$d_n < 1/(1+|hn|) \quad (4)$$

Такими є основні відомості про будову прямолінійної АР та ДС її множника F_m . На основі наведених даних часто виникає необхідність визначити будову АР (N, d_n, hn), за якої забезпечуються задані вимоги до множника АР:

- заданий напрям ГП;
- наявність єдиної ГП;
- задане значення ШГП (або менше значення ШГП за інших однакових умов).

Вибір кількості елементів та нормованої віддалі між ними. Нехай потрібно забезпечити ДС множника АР поперечного випромінювання, тобто спрямовану нормально до осі АР, причому повинна бути одна ГП, і бажано, щоб рівень бокових пелюсток (БП) був менший. В результаті визначення параметра $hn=0$ (3) та $d_n < 1$ (4) отримано різні варіанти ДС множника АР для $d_n = \text{const}, N = \text{var}$.

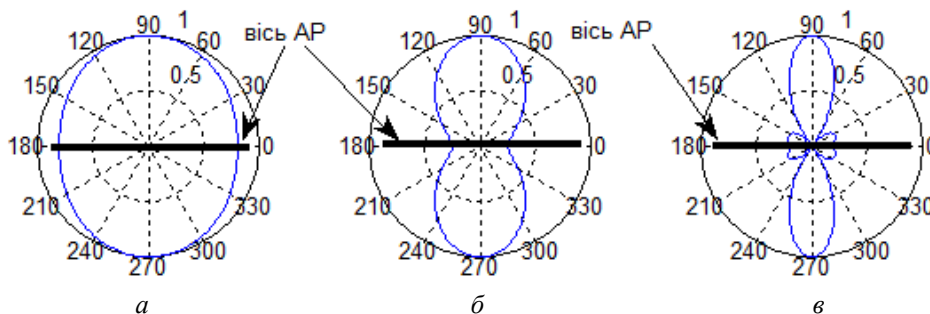


Рис. 2. ДС у полярній системі множника АР поперечного випромінювання, якщо $hn=0, d_n=0.2$: $N=2$ (а); $N=4$ (б); $N=8$ (в)

Аналогічно отримано різні варіанти ДС множника АР для $N = \text{const}, d_n = \text{var}$

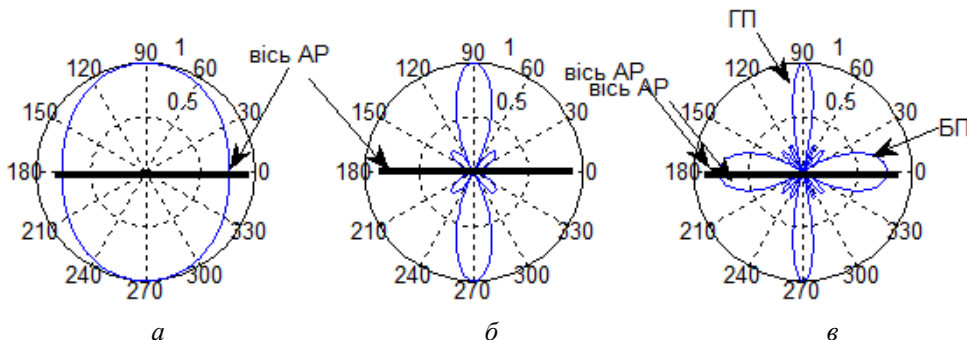


Рис. 3. ДС у полярній системі множника АР поперечного випромінювання, якщо $hn=0, N=4$: $d_n=0.1$ (а); $d_n=0.5$ (б); $d_n=0.9$ (в)

Видно, що тільки ШГП (рис. 2, в) можна вважати задовільною, а в інших випадках – надто великою. Очевидно, що за інших однакових умов вигідно вибрати АР з меншим значенням N (в цьому випадку АР дешевша та її габарити менші). Також видно, що тільки ДС (рис. 3, б) можна вважати задовільною, а в інших випадках – або ШГП велика, або рівень БП надто високий. Отже, виникає питання: як обґрунтовано вибрати значення dn .

ДС, аналогічну рис. 2, можна отримати в прямокутній системі.

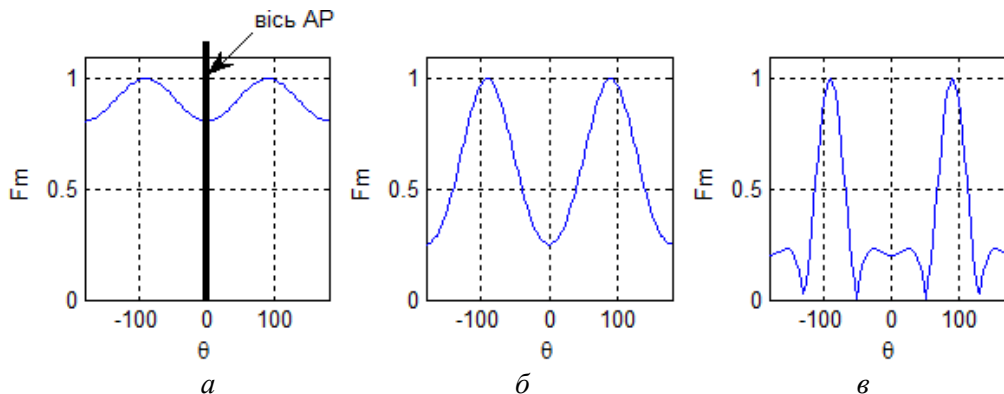


Рис. 4. ДС в прямокутній системі множника АР поперечного випромінювання, якщо $hn=0$, $dn=0.2$: $N=2$ (а); $N=4$ (б); $N=8$ (в)

На основі ДС у прямокутній системі, аналогічних рис. 4, формуються комбіновані ДС.

Комбіновані діаграми спрямованості виду $F_m(\theta, N)$ у прямокутній системі.

Нижче наведено такі ДС у разі зміни N у заданому діапазоні.

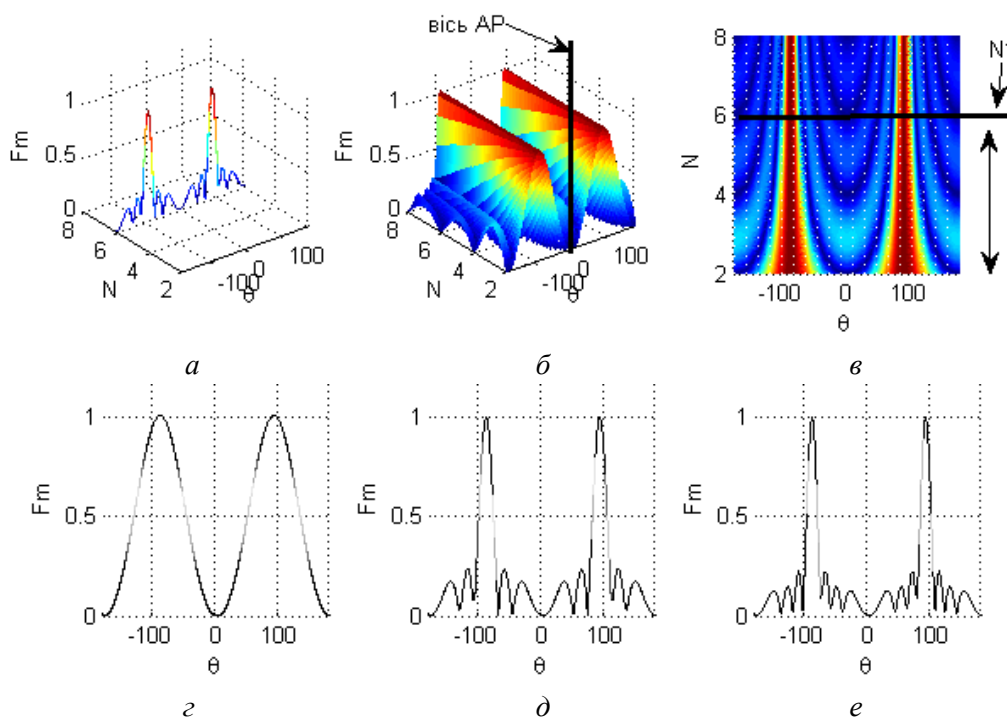


Рис. 5. Нормовані ДС у прямокутній системі множника дискретних АР поперечного випромінювання ($dn=0.5$, $hn=0$): переріз просторової ДС виду $F_m(\theta, N)$, якщо $N=4$ (а); комбінована ДС при $2 < N < 8$ (б); її проекція на площину θON (в); проекція перерізів комбінованої ДС на площину θOF_m при $N=2$, $N=6$, $N=8$ (г, д, е), відповідно

Принципи формування комбінованих діаграм спрямованості та їх аналіз. Формуються комбіновані ДС з використанням методу “2D-3D-2D”, описаного в [2]. Вихідними для побудови комбінованої ДС є ДС на площині (тобто 2D), наприклад рис. 4, а, б, в. Далі ці ДС розміщують в просторовій системі (3D), наприклад, на рис. 5, а розміщена одна з таких ДС (якщо $N=6$). Якщо розмістити сукупність таких ДС у межах $N_1 < N < N_2$ з кроком $\Delta N \rightarrow 0$ (в цьому випадку $N_1=2$, $N_2=8$), то отримуємо комбіновану ДС (рис. 5, б). Проекція (рис. 5, в) комбінованої ДС на площину (2D) надає можливість отримати інформацію про неперервну залежність $F_m(\theta, N)$.

На основі аналізу проекції комбінованої ДС можна отримати важливі результати. Як видно (рис. 5, в), спочатку зі збільшенням N ширина ГП (на рівні нульового випромінювання) зменшується суттєво. За подальшого збільшення N (більше за $N_1=6$) ширина ГП практично не зменшується. Тому в цьому випадку доцільно використовувати АР, якщо $2 < N < 6$. За менших значень N отримано дешевшу АР з меншими габаритами, а за більших значень N – АР з меншим значенням ширини ГП. Варто зауважити, що дані (рис. 5, в), які становлять значний практичний інтерес, можна отримати лише на основі використання запропонованих комбінованих ДС.

Отже, використання комбінованої ДС дозволяє обгрунтовано вибрати параметр N для АР в кожному конкретному випадку.

Комбіновані діаграми спрямованості виду $F_m(\theta, d_n)$ у прямокутній системі. Як показано (рис. 3), поставлені вимоги можна забезпечити за різних значень d_n . Здійснити обгрунтований вибір вказаного параметра також можна, використовуючи (рис. 6) комбіновані ДС виду $F_m(\theta, d_n)$. У комбінованій ДС (рис. 6, в) можна виділити два значення d_n ($d_1=0.5$, $d_2=0.92$). Видно, що значення d_n доцільно використовувати в межах $d_n < d_1$. За подальшого збільшення d_n ШГП практично не зменшується, але при цьому збільшуються габарити АР. Якщо продовжувати збільшувати d_n , то при $d_n=0.92$ рівень БП становить 0.5 від рівня ГП. Якщо $d_n=1$, вже виникає декілька ГП.

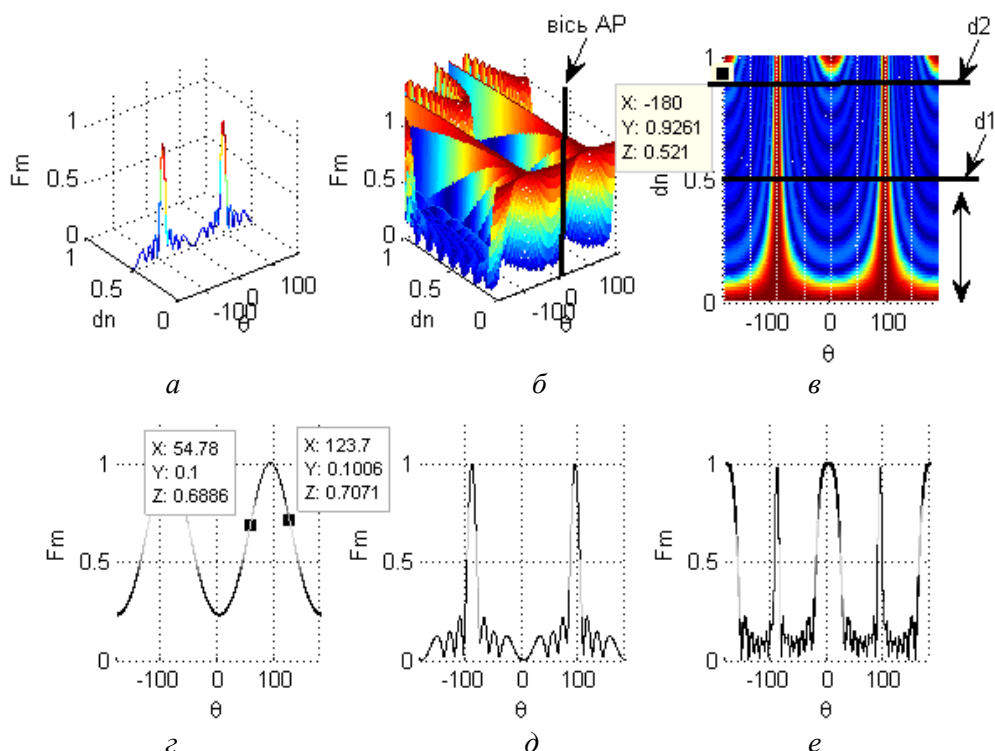


Рис. 6. Нормовані ДС у прямокутній системі множника дискретних АР ($h_n=0$, $N=8$): переріз просторової ДС виду $F_m(\theta, d_n)$, якщо $d_n=0.5$ (а); комбінована ДС, якщо $0 < d_n < 1$ (б); її проекція на площину $\theta O d_n$ (в); проекція перерізів комбінованої ДС на площину $\theta O F_m$, якщо $d_n=0.1$, $d_n=0.5$, $d_n=1$ (г, д, е), відповідно

Висновки. Досліджено вплив параметрів прямолінійних антенних решіток на форму діаграми спрямованості. Показано, що використовувані діаграми відображають їх форму за заданих дискретних значень параметрів. Вимоги, поставлені до множника АР в кожному конкретному випадку, можна забезпечити, використовуючи різні значення параметрів АР. Здійснити обґрунтований вибір оптимальних значень кожного з параметрів можна, лише використовуючи запропоновані комбіновані ДС множника АР. Наведено спосіб побудови комбінованих ДС, який базується на використанні запропонованого методу “2D-3D-2D”. Аналогічні комбіновані ДС можна використати щодо інших антен та АР.

1. Бова Н.Т. Резников Г.Б. Антенны и устройства СВЧ. – 2-е изд., перераб. и доп. – К.: Вища школа. Головное изд-во. 1982 – 278 с. 2. Климаш М.М., Пелішок В.О. Проектування ефективних систем безпроводного зв'язку / НВВД УАД. – Львів, 2010. – 224 с.: іл.