

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Харківський національний університет
імені В. Н. Каразіна
Факультет радіофізики, біомедичної
електроніки та комп'ютерних систем
Кафедра прикладної електродинаміки

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ підпис
ініціали, прізвище

“ ____ ” _____ 20__ року

Кваліфікаційна робота магістра

на тему: «Характеристики спрямованості куткових антенних решіток»

Виконав: студент II курсу магістратури, групи РР-67
спеціальності 105 Прикладна фізика та наноматеріали,
освітньо-професійна програма «Радіофізика і електроніка»

Дмитро Хренов

Керівник
доктор фіз.-мат. наук,
професор

Микола ГОРОБЕЦЬ

2022 рік

Реферат

В дипломній роботі представлено дослідження характеристик спрямованості куткових антенних решіток. Робота складається з вступу, двох розділів та висновків.

Об'єкт дослідження: куткові антенні решітки.

Предмет дослідження: дослідження куткової антенної решітки при зміні основних її параметрів

Мета роботи: вивчити, як позначаються зміни параметрів антенної решітки на її основних характеристиках.

В вступі розглянуто чому дослідження куткових антенних решіток має актуальність і на цей день.

В першому розділі були проведені теоретичні дослідження елементарної антенної решітки, антенної решітки з повністю незалежною відстанню між випромінювачами, хвилевідно-щільної антенної решітки, та куткової антенної решітки в ортогональній площині.

У другому розділі були підведені результати розрахунків дипломної роботи, проведені дослідження куткової антенної решітки при зміні основних її параметрів, дослідження КСД та різних способів поліпшення спрямованих властивостей антенних решіток.

ABSTRACT

The thesis presents a study of the characteristics of the directionality of corner antenna arrays. The work consists of an introduction, two chapters and conclusions.

Object of research: corner antenna arrays.

The subject of the study: the study of the corner antenna array when its main parameters are changed.

The purpose of the work: to study how changes in the parameters of the antenna array affect its main characteristics.

The introduction discusses why the study of corner antenna arrays is still relevant today.

In the first section, theoretical studies of elementary antenna array, antenna array with a completely independent distance between emitters, waveguide-slit antenna array, and corner antenna array in the orthogonal plane were conducted.

In the second chapter, the results of the calculations of the diploma work were summarized, research was carried out on the corner antenna array when its main parameters were changed, research on KSD and various ways of improving the directional properties of antenna arrays.

ЗМІСТ

	ВСТУП	5
1	Аналітичний огляд літератури	6
2.	Дослідження характеристик спрямованості куткових антенних решіток	7
2.1.	Елементарна модель антенної решітки	7
2.2.	Виведення формул для діаграми спрямованості куткової антенної решітки.	9
2.2.1.	Антенна решітка з повністю незалежною відстанню між випромінювачами	9
2.2.2.	Хвилевідно-щілинна антенна решітка	12
2.2.3.	Діаграма спрямованості куткової антенної решітки в ортогональній площині	14
3.	АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ РОЗРАХУНКІВ	15
3.1.	Дослідження куткової антенної решітки при зміні основних її параметрів	15
3.2.	Дослідження КСД	22
3.3	Дослідження різних способів поліпшення спрямованих властивостей антенних решіток	29
	Висновки	42
	Література	43

ВСТУП

В радіотехнічних системах різного функціонального призначення (радіозв'язок, радіолокація, телевізійні системи та інше) дуже перспективні діапазони мікрохвиль, так як вони сприяють зменшенню розмірів радіоапаратури, зокрема антен [1].

Завдання забезпечення максимального підсилення мікрохвильових антен у широкому діапазоні частот при заданому рівні бічних пелюсток діаграми спрямованості є, донині, актуальним й важливим. Гостроспрямовані антенні решітки широко застосовуються на практиці як альтернатива гостроспрямованим дзеркальним, лінзовим і рупорним антенам у тих випадках, коли необхідно забезпечити електричне керування положенням променя фазованих антенних решіток. Питанням теорії й техніки фазованих антенних решіток у цей час приділяється першорядну увагу через можливість забезпечити миттєве сканування головною пелюсткою діаграми спрямованості. Останнім часом, у зв'язку з розвитком техніки космічних телекомунікацій, відродився інтерес до нефазованих антенних решіток, оскільки вони займають значно менший об'єм у порівнянні з апертурними антенами при тих же характеристиках спрямованості. Одним із варіантів таких антен є куткові антенні решітки хвилеводно – щілинних або вібраторних випромінювачів. Дослідження характеристик спрямованості нефазованих антенних куткових решіток є актуальним й важливим в практичному відношенні завданням.

АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

На даний момент антенні решітки різних типів набули широкого використання у різних верств суспільства. В звичайний час ,вони ,зазвичай використовуються в телекомунікації, але зараз вони демонструють весь свій потенціал в радіолокації та навігації. Є досить багато книг, статей, дослідів котрі яскраво демонструють усі переваги кожної антенної решітки між собою. Але про куткові, всі наче забувають, а дарма. Характеристики спрямованості куткових антенних решіток є темою, недостатньо дослідженою. Велика кількість наукових робіт на цю тему була зроблена ще в минулому столітті, а дослідження мали великі похибки. Прогрес не стоїть на місці. З'явилась велика кількість пристроїв, завдяки яким досліди можна проводити не лише швидше, але й більш точніше. Тому тема дослідження характеристик спрямованості куткових антенних решіток має актуальність и донині.

2. ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК СПРЯМОВАННОСТІ КУТКОВИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК.

2.1. ЕЛЕМЕНТАРНА МОДЕЛЬ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ.

Перш ніж приступати до розгляду антенної решітки з певним кутом між підрешітками, потрібно спершу розглянути найпростіший випадок — випадок лінійної антенної решітки. Це необхідно для того, щоб надалі мати можливість оцінювати зміну діаграми спрямованості антени, досліджуваної в даному проекті, щодо діаграми спрямованості деякого еталона, у якості якого буде виступати лінійна антенна решітка.

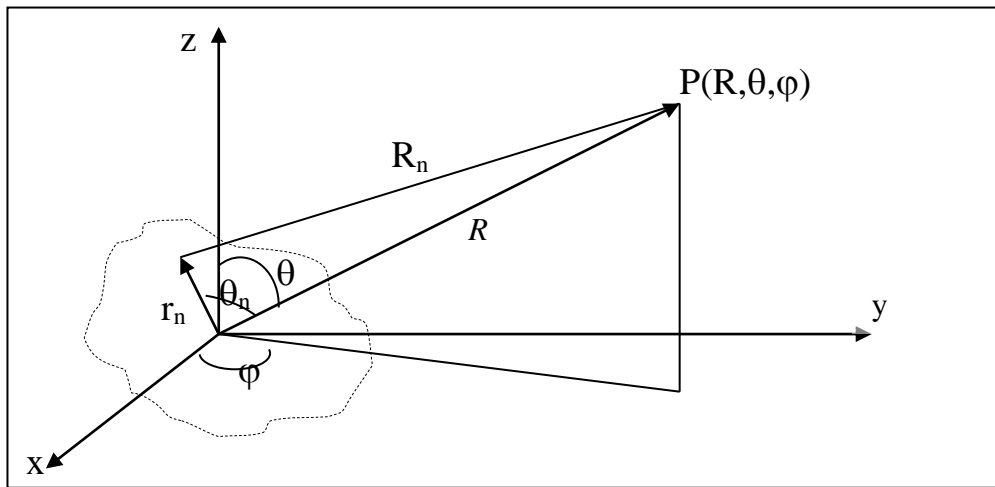


Рис. 1

Антенна решітка складається з окремих випромінювачів. Елементарна модель має на увазі те, що ми не будемо враховувати взаємозв'язок між цими випромінювачами. У загальному випадку поле в дальній зоні можна представити у вигляді:

$$\vec{E} = \sum_n \vec{E}_n = \vec{E}_0 \sum_n F_{1n} \frac{e^{-ikR_n}}{R_n}; \quad F_{1n} = F_{0n} \dot{I}_n - \text{АФР першого_випромінювача.}$$

$$\text{где } R_n \approx R(1 - r_n \cos \theta_n),$$

$$\cos \theta_n = (\vec{r}_n, \vec{R}) = \left(\vec{x}^0 \frac{x_n}{z_n} + \vec{y}^0 \frac{y_n}{r_n} \right) (\vec{x}^0 \sin \theta \cos \varphi + \vec{y}^0 \sin \theta \sin \varphi + \vec{z}^0 \cos \theta)$$

$$\vec{E} = \vec{E}_0 \sum_n F_{0n} \dot{I}_n \frac{e^{-ikR}}{R}, \quad \text{у_випадку_еквидистантної_АР}$$

$$\vec{E} = \vec{E}_0 \frac{e^{-ikR}}{R} F_0 \sum_n \dot{I}_n e^{ikr_n \cos \theta_n}$$

Нехай наша антена розташована в площині XOY, тоді:

$$F(\theta, \varphi) = F_0(\theta, \varphi) \sum_{n=1}^N \dot{I}_n e^{ik(x_n \sin\theta \cos\varphi + y_n \sin\theta \sin\varphi)}$$

Для лінійної антенної решітки $\varphi = 0$, тому діаграма спрямованості приймає вид:

$$F(\theta) = F_0(\theta) \sum_n \dot{I}_n e^{ikx_n \sin\theta}, \quad \text{де} \quad \dot{I}_n = |I_n| e^{-i\varphi_n},$$

$$\varphi_n = n\varphi_0 - \text{фаза } n\text{-го випромінювача}, \quad x_n = nd.$$

отже

$$F(\theta) = F_0(\theta) \sum_{n=1}^N |I_n| e^{in(kd \sin\theta - \varphi_0)} = F_0(\theta) \sum_{n=1}^N |I_n| e^{in\psi} \quad (1)$$

де ψ – фазовий зсув між полями сусідніх випромінювачів у дальній зоні.

Для розрахунків діаграми спрямованості лінійної еквидистантної антенної решітки, у випадку якщо центр координат перемістити в середину антени, формула (1) приймає вигляд:

$$F(\theta) = F_0(\theta) \sum_{n=-m}^m \dot{A}_n e^{-ikd n \sin\theta} e^{i\varphi_n} \quad (2)$$

де θ — це кут, відлічуваний від нормалі до розкриття антен, m — кількість випромінювачів в одній половині антенної решітки, k — хвильове число, φ_n — початкові фази струмів живлення.

Якщо ж прийняти діаграму одиничного випромінювача за одиницю, а фази струмів живлення постійними, тобто рівними нулю, то формула (2) спроститься ще сильніше й прийме вигляд:

$$F(\theta) = \sum_{n=-m}^m \dot{A}_n e^{-ikd n \sin\theta}; \quad (3)$$

2.2. ВИВЕДЕННЯ ФОРМУЛ ДЛЯ ДІАГРАМИ СПРЯМОВАНOSTІ КУТКОВОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ.

2.2.1 АНТЕННА РЕШІТКА З ПОВНІСТЮ НЕЗАЛЕЖНОЮ ВІДСТАННЮ МІЖ ВИПРОМІНЮВАЧАМИ.

Куткова антенна решітка може бути двох типів: жолобкова й ковзанова. Жолобкова антена характеризується тим, що її підрешітки спрямовані у бік випромінювання, у ковзановій антені підрешітки спрямовані у зворотній бік

У таких видах антен при зміні кута антени буде змінюватися їхній розмір у розкриві при постійному розмірі по профілю для того, щоб виключити вплив зменшення розкриву антени на її діаграму спрямованості. Доцільно розглянути також куткової антени, у яких не змінюється розмір розкриву, але змінюється їх розмір по профілю за рахунок додавання додаткових випромінювачів.

Розглянемо докладніше жолобкову антенну решітку зі зменшуваним пропорційно куту α розкривом. Вид найпростішої антенної решітки, що складається із трьох випромінювачів, представлено на рис. 5.

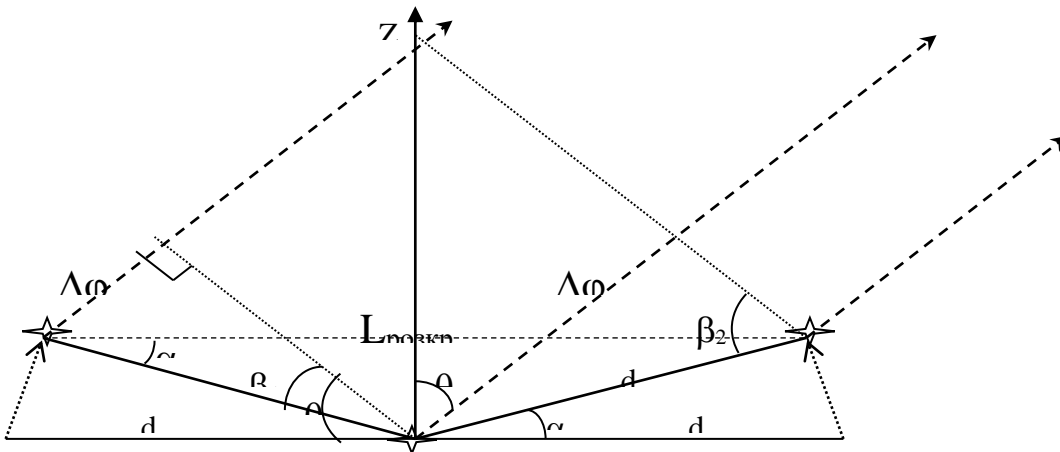


Рис. 2.

Для розрахунків діаграми спрямованості будемо застосовувати формулу (2). Діаграму одинокого випромінювача прийемо за одиницю. Для спрощення розрахунків саму антену розділимо на дві лінійні підрешітки.

Фазовий зсув між полями сусідніх випромінювачів у дальній зоні ψ буде складатися з фазового зсуву, обумовленого положенням окремого випромінювача щодо центру координат $\Delta\varphi$ і фазовим зсувом по живленню $\Delta\varphi_3$.

Як видно з рис.2, $\Delta\varphi_1$ для лівої підрешітки відрізняється від $\Delta\varphi_2$ для правої підрешітки. Провівши невеликі геометричні розрахунки, можна отримати: $\Delta\varphi_1 = d \cdot \sin\beta_1 = d \cdot \sin(\theta - \alpha)$; $\Delta\varphi_2 = d \cdot \sin\beta_2 = d \cdot \sin(\theta + \alpha)$. Тому перша експонента в (2) прийме вигляд:

$$e^{-ikd m_{1,2} \sin\beta_{1,2}}, \quad k = 2\pi / \lambda - \text{хвильове число}$$

де $m_1 = -x, \dots, 0$; $m_2 = 0, \dots, x$; $x = (N-1)/2$; $\beta_1 = \theta - \alpha$; $\beta_2 = \theta + \alpha$.

Фазу струмів живлення окремих випромінювачів виберемо таким чином, щоб

$$-m_1 k d \sin(\theta - \alpha) + m_1 \Delta\varphi_{31} = 2\pi m_1, \quad -m_2 k d \sin(\theta + \alpha) + m_2 \Delta\varphi_{32} = 2\pi m_2$$

підрешітки випромінювали не одна на одну, а по нормалі до розкриву всієї куткової антени. Умови для фаз живлення випромінювачів лівої й правої підрешіток у такому випадку приймуть вигляд:

Скоротивши m_1 і m_2 , і прийнявши $\theta = 0$, приходимо до остаточних виразів для фаз струмів живлення:

$$\Delta\varphi_{31} = -kdsin\alpha, \quad \Delta\varphi_{32} = kdsin\alpha$$

Загальний вираз для суми прийме вигляд:

$$\sum_{m_1=-x}^0 e^{-ikdm_1 \sin(\theta-\alpha)} e^{-ikdm_1 \sin\alpha} + \sum_{m_2=0}^x e^{-ikdm_2 \sin(\theta+\alpha)} e^{ikdm_2 \sin\alpha}$$

Тому що обидві суми схожі, їх можна записати у вигляді однієї суми із спільними межами:

$$\sum_{m=-x}^x e^{-ikdmsin(\beta)} e^{ikd|m|\sin\alpha} \quad (4)$$

де $\beta = \theta - \alpha$ при $m \leq 0$ і $\beta = \theta + \alpha$ при $m > 0$.

Ковзанова антенна решітка в простому виді представлено на рис. 3.

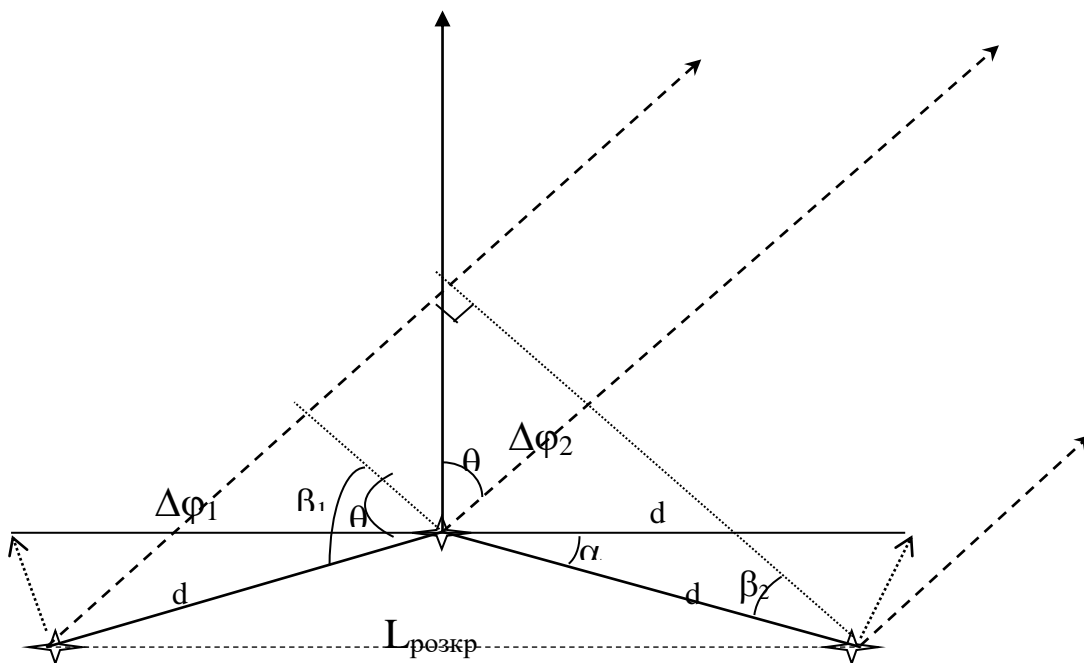


Рис. 3

Розрахувавши в такий же спосіб $\Delta\varphi_1$ і $\Delta\varphi_2$, одержуємо кінцевий вираз у вигляді:

$$\sum_{m=-x}^x e^{-ikdmsin(\beta)} e^{-ikd|m|\alpha}, \quad (5)$$

де $\beta = \theta + \alpha$ при $m \leq 0$ і $\beta = \theta - \alpha$ при $m > 0$.

Видно, що формула (4) ідентична формулі (5), при підстановці від'ємних α .

Тепер розглянемо таку ж жолобкову антенну решітку, але з постійним розміром розкриву. Вона представлено на рис. 4.

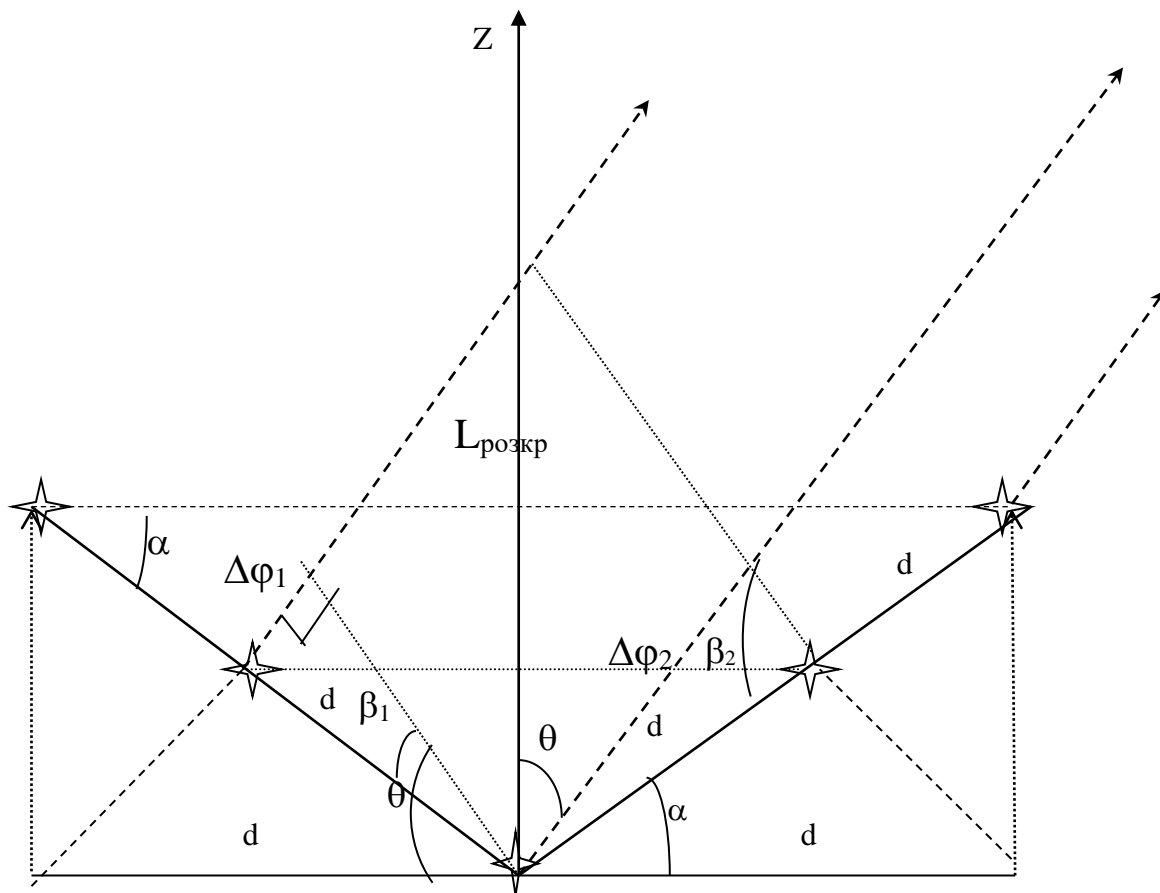


Рис. 4

Формула для розрахунків діаграми спрямованості такої антени буде такою ж, як і для антени зі зменшуваним розкривом, але потрібно врахувати, що кількість випромінювачів при збільшенні кута так само буде збільшуватися. До того ж у цьому випадку кут α може приймати тільки дискретні значення, при яких довжина антени по профілю збільшується на d – відстань між випромінювачами

2.2.2 ХВИЛЕВІДНО-ЩІЛИННА АНТЕННА РЕШІТКА.

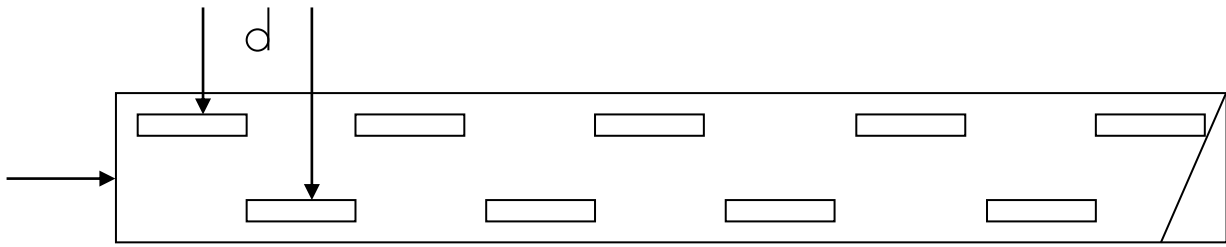


Рис. 5

Хвилевідно-щілинна антенна решітка, представлена на рис.5, є антенною бігової хвилі. Це накладає деякі обмеження на розташування щілин. Для того, щоб така антена випромінювала поле по нормалі до своєї поверхні на основному типі хвилі Н₁₀, необхідно, щоб відстань між випромінювачами d рівнялася половині довжини хвилі у хвилеводі. Так як випромінювачі розташовуються в шаховому порядку, то фази живильних їхніх струмів у цьому випадку будуть однакові.

Але інша ситуація спостерігається якщо зробити з такої антени куткову. Для того, щоб у кутковій хвилевідно-щілинній антені поле випромінювалося по нормалі, необхідно змінювати відстань між щілинами. Причому, чим більше кут, тим більше необхідно змінити d . З літератури відомо, що для жолобкової антени d повинне бути більше чим у випадку лінійної антени, а для ковзаної — менше.

Розглянемо докладніше жолобкову антену.

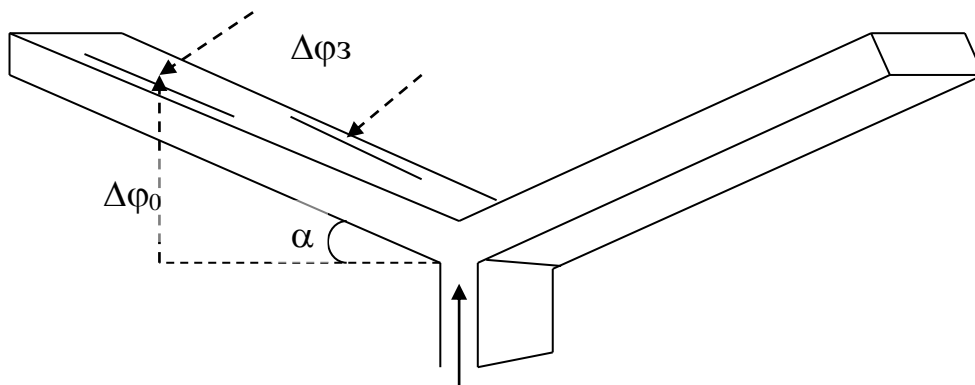


Рис.6

Тут треба врахувати $\Delta\varphi_3$ – набіг фази уздовж антени між сусідніми випромінювачами, $\Delta\varphi_0$ – набіг фази по висоті, яку необхідно компенсувати.

Щоб визначити яка повинна бути відстань між випромінювачами, необхідно розв'язати рівняння виду:

$$\Delta\varphi_3 - \Delta\varphi_0 = \pi,$$

для якого $\Delta\varphi_0$ і $\Delta\varphi_3$ представляються у вигляді:

$$\Delta\varphi_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \Delta l, \quad \text{где:} \quad \Delta l = d \sin \alpha \quad \Rightarrow \quad \Delta\varphi_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} d \sin \alpha$$

$$\Delta\varphi_3 = \frac{2\pi}{\lambda_g} \Delta l, \quad \text{где:} \quad \Delta l = d \quad \Rightarrow \quad \Delta\varphi_3 = \frac{2\pi}{\lambda_g} d$$

де λ_0 – довжина хвилі у вільному просторі, а λ_g – довжина хвилі у хвилеводі. Тобто

ми компенсуємо набіг фази хвилі, який виникає через різницю висот випромінювачів, набігом фази при русі хвилі по хвилеводу.

У підсумку отримуємо відстань між сусідніми щілинами залежно від кута α :

Якщо взяти хвилевід, розмірами 23*10, розрахувати по λ_0 величину λ_g , а по них d для якого-небудь кута, то стає зрозуміло, що відстань між випромінювачами дійсно збільшується в порівнянні з лінійною антенною, а довжина антени по розкриву буде

$$d = \frac{1}{2} \cdot \frac{\lambda_0 \lambda_g}{\lambda_0 - \lambda_g \sin \alpha}, \quad (6)$$

зменшуватися, хоч і з меншою швидкістю, у порівнянні з антенами, у яких d не залежить від α .

Тепер розглянемо ковзанову антену.

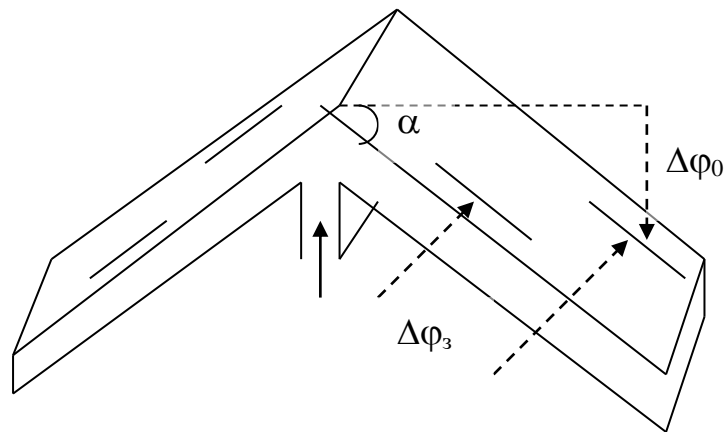


Рис.7

У цьому випадку відстань між випромінювачами знаходиться виходячи з тих же самих передумов, але кут α буде від'ємним.

Отже, шукану відстань можна розрахувати по формулі:

$$\frac{2\pi}{\lambda_g} d + \frac{2\pi}{\lambda_0} d \sin \alpha = \pi.$$

$$d = \frac{1}{2} \cdot \frac{\lambda_0 \lambda_g}{\lambda_g \sin \alpha + \lambda_0} \quad (7)$$

Якщо порахувати d для ковзанової антени при куті нерівному нулю й тих же параметрах, що й у попередньому випадку, то можна зробити висновок, що відстань між випромінювачами при зростанні кута α зменшується. Розмір же самої антени по профілю буде теж зменшуватися, причому сильніше, чим у випадку жолобкової антени.

2.2.3. ДІАГРАМА СПРЯМОВАНOSTІ КУТКОВОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ В ОРТОГОНАЛЬНІЙ ПЛОЩИНІ.

Ортогональна площина — це площина, перпендикулярна площині, у якій лежать елементи антенної решітки. Природно, і діаграма спрямованості в цій площині буде значно відрізнятися від діаграми у звичайній площині.

Для того, щоб обчислити ДС, застосовують еквівалентну АР (рис. 8):

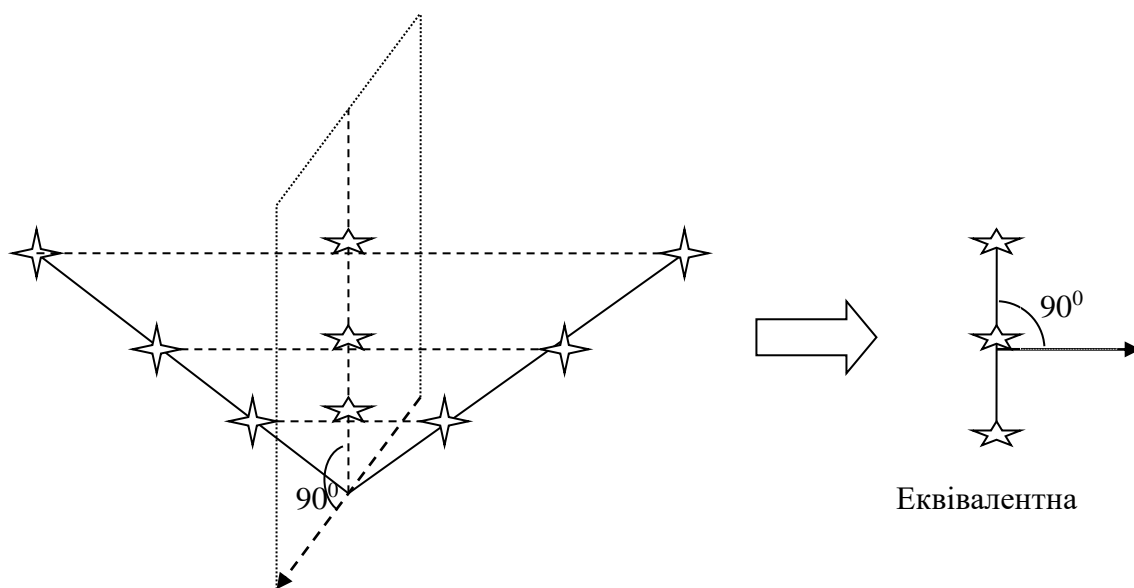


Рис. 8.

Кожний елемент еквівалентної антенної решітки являє собою пари випромінювачів вихідної антени, внаслідок чого його амплітуда подвоюється (за винятком випадків, коли елемент еквівалентної антени представляє єдиний центральний випромінювач вихідної антени).

При зменшенні кута відхилення підрешіток від лінійного випадку α відстань між випромінювачами еквівалентної АР будуть зменшуватися аж до нуля, і в лінійному випадку вихідної антени еквівалентна антена буде являти собою крапковий випромінювач.

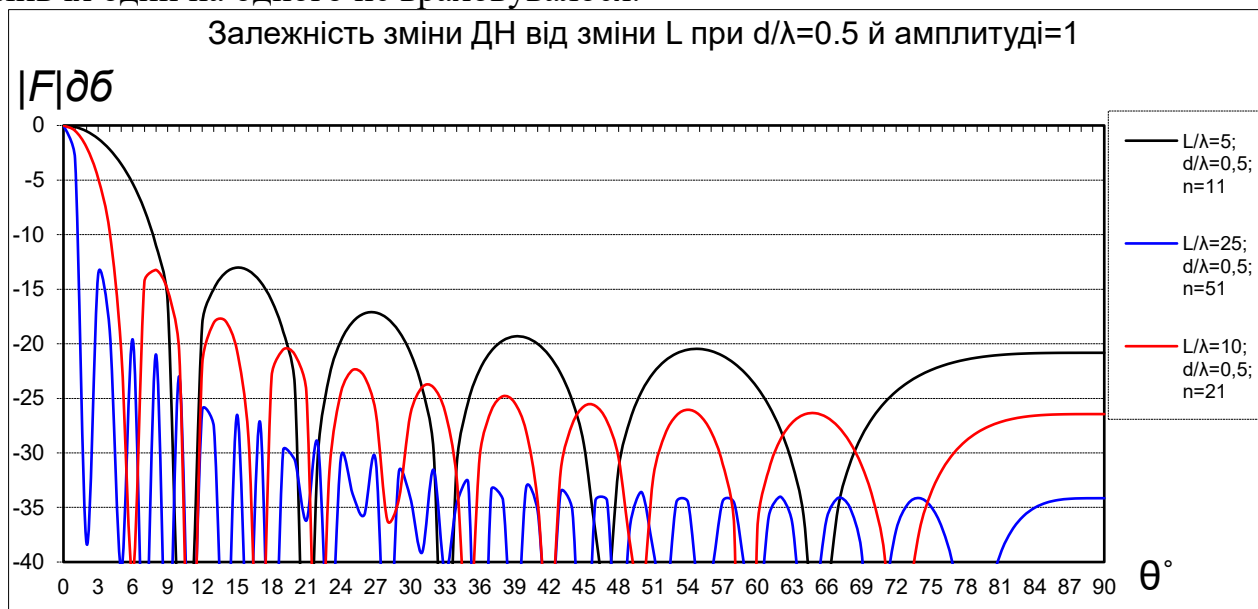
3. АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ РОЗРАХУНКІВ.

3.1 ДОСЛІДЖЕННЯ КУТКОВОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ ПРИ ЗМІНІ ОСНОВНИХ ЇЇ ПАРАМЕТРІВ.

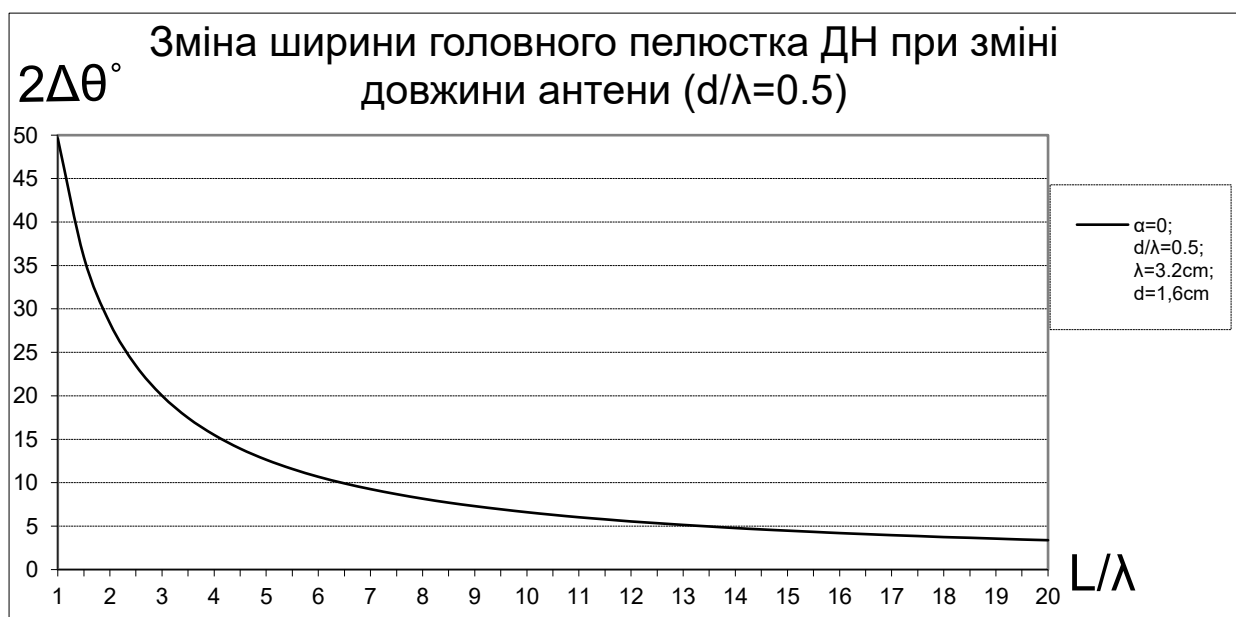
Лінійна антенна решітка.

Спочатку була проаналізована залежність зміни діаграми спрямованості залежно від розміру розкриття. Дана залежність представлено на рис. 9.

Діаграми спрямованості окремих випромінювачів були взяті ізотропними, а вплив їх один на одного не враховувалося.



З рисунка добре видно, що, як і в інших типах антен, в антенних решітках відбувається звуження головної пелюстки при збільшенні її розкриття й зменшення бічних пелюсток. Залежність зміни ширини головного максимуму при зміні розміру антени показано на рис.10.



Для аналізу залежності ДС від зміни відстані між випромінювачами

використовувалася та ж формула (2). Прийmemo $F(\theta)=1$ і знайдемо дифракційні максимуми. Одержимо: $0,5(kd\sin\theta-\varphi_0) = n\pi$. Звідси:

$$\sin \theta_n = \frac{2n\pi + \varphi_0}{kd} \quad (8)$$

де θ_n — напрямок дифракційного максимуму. Очевидно, що $|\sin\theta_n| \leq 1$. Якщо прийняти, що $\varphi_0/kd = \sin\theta_{гл}$, то формула (8) прийме наступний вид:

$$\sin \theta_n = 2n\pi / kd + \sin \theta_{гл}$$

Для випадку синфазної лінійної решітки $\theta_{гл} = 0^\circ$, отже $\sin\theta_n = 2n\pi/kd = n\lambda/d$. Із цього виразу випливає, що при $d/\lambda < 1$ ми маємо однопроменеву діаграму, при $1 \leq d/\lambda < 2$ ми отримуємо трипроменеву діаграму при $n=0, \pm 1$. При $2 \leq d/\lambda < 3$ ми отримуємо п'ятипроменеву діаграму при $n=0, \pm 1, \pm 2$.

Розрахувавши залежність зміни ДС антени від зміни відстані між випромінювачами на комп'ютері, була доведена правильність теоретичних викладень. Результати цих розрахунків представлено на рис. 11.

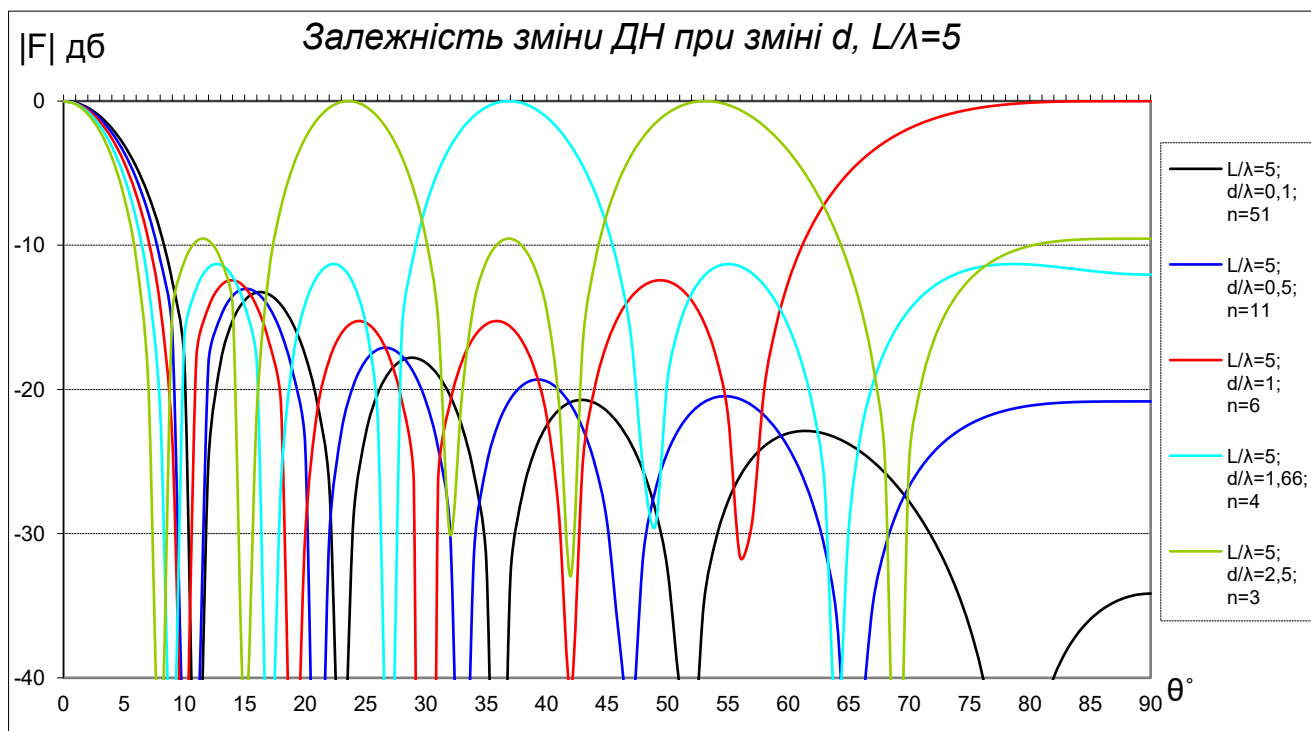


Рис.11.

Як і слід було сподіватися, комп'ютерне моделювання цілком підтвердило теоретичні розрахунки кількості максимумів у діаграмі спрямованості. З рис. 10 так само можна визначити цікаву особливість — незважаючи на те, що розмір антени постійний, ширина головної пелюстки зменшується зі збільшенням відстані між випромінювачами d , а бічні пелюстки зі збільшенням d зростають і їх ширина зменшується.

Куткова антенна решітка.

Для початку був проаналізований випадок зміни діаграми спрямованості антени зі зменшуваним пропорційно куту α розкриттям. Амплітудний розподіл струмів, так само як і діаграма спрямованості окремого випромінювача решітки дорівнюють одиниці. Результати обчислень представлено на рис. 12 для $d = 0,5$, а довжина антени по профілю рівна 15 см при довжині хвилі 3 см.

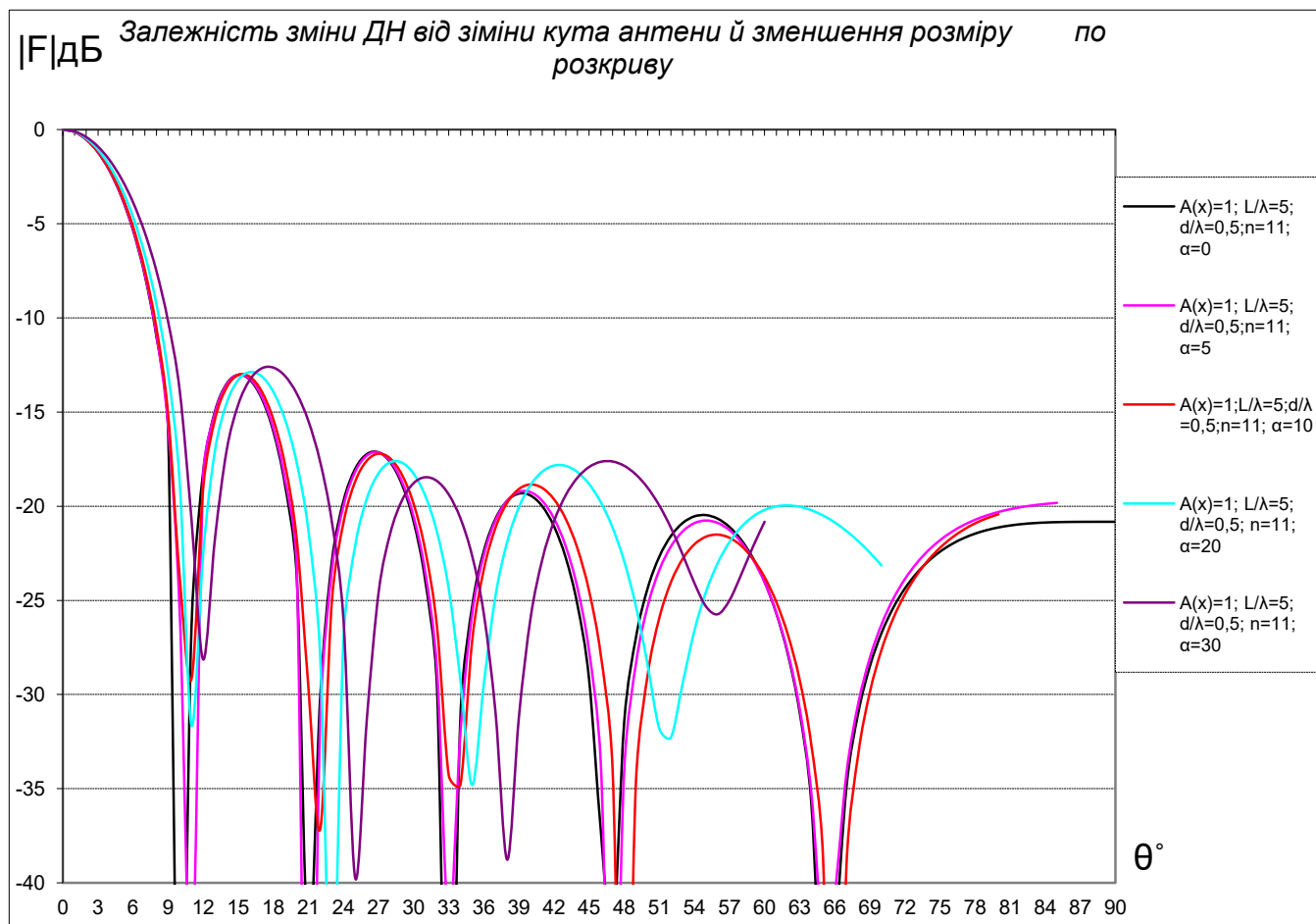


Рис. 12

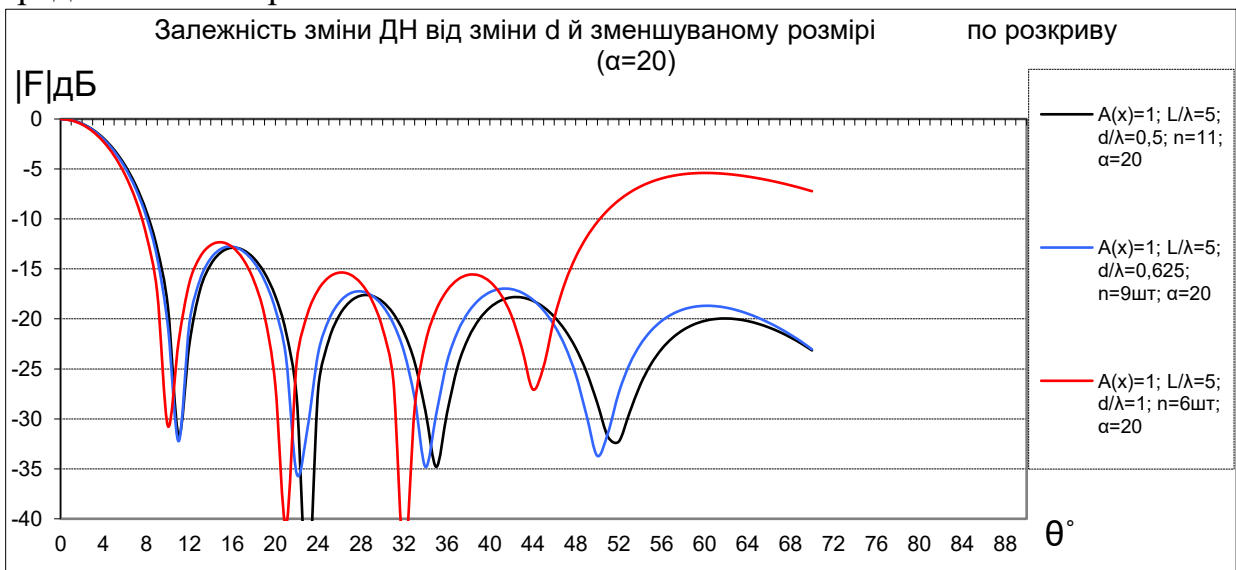
Із представлених графіків бачимо, що головна пелюстка ДС антени зі збільшенням кута α трохи розширюється. Парні бічні пелюстки при більших кутах антени дещо нижчі, чим у лінійній антені, але, на жаль за рахунок непарних, які підвищують свій рівень. Також видно, що діаграма спрямованості згладжується, тобто пропадають нулі діаграми. Це особливо помітно при більших кутах нахилу підрешіток.

Розширення головної пелюстки діаграми спрямованості можна пояснити тим, що при збільшенні кута антени, по-перше, зменшується її довжина по розкриттю, а, по-друге, зменшується проекція на розкриття відстані між окремими випромінювачами d .

З рис. 13 також можна бачити, що КСД куткової антенної решітки плавно зменшується при збільшенні α .



Щоб проаналізувати ці закономірності більш якісно, на комп'ютері була змодельована ДС куткової антенної решітки при зміні d і зафіксованому куті α . Така ДС представлено на рис. 14.



Бачимо, що при збільшенні d головна пелюстка ДС куткової антенної решітки при $\alpha = 20^\circ$ поводитья точно так само як і у випадку звичайної лінійної антени, тобто звужується, а бічні пелюстки трохи збільшуються за рівнем. Наступним етапом треба було зафіксувати зміни антени по розкриттю, щоб виключити вплив цього параметра при збільшенні кута. При цьому d не змінюється, але зі збільшенням кута α буде збільшуватися кількість випромінювачів N антенної решітки. Дана залежність представлено на рис. 15.

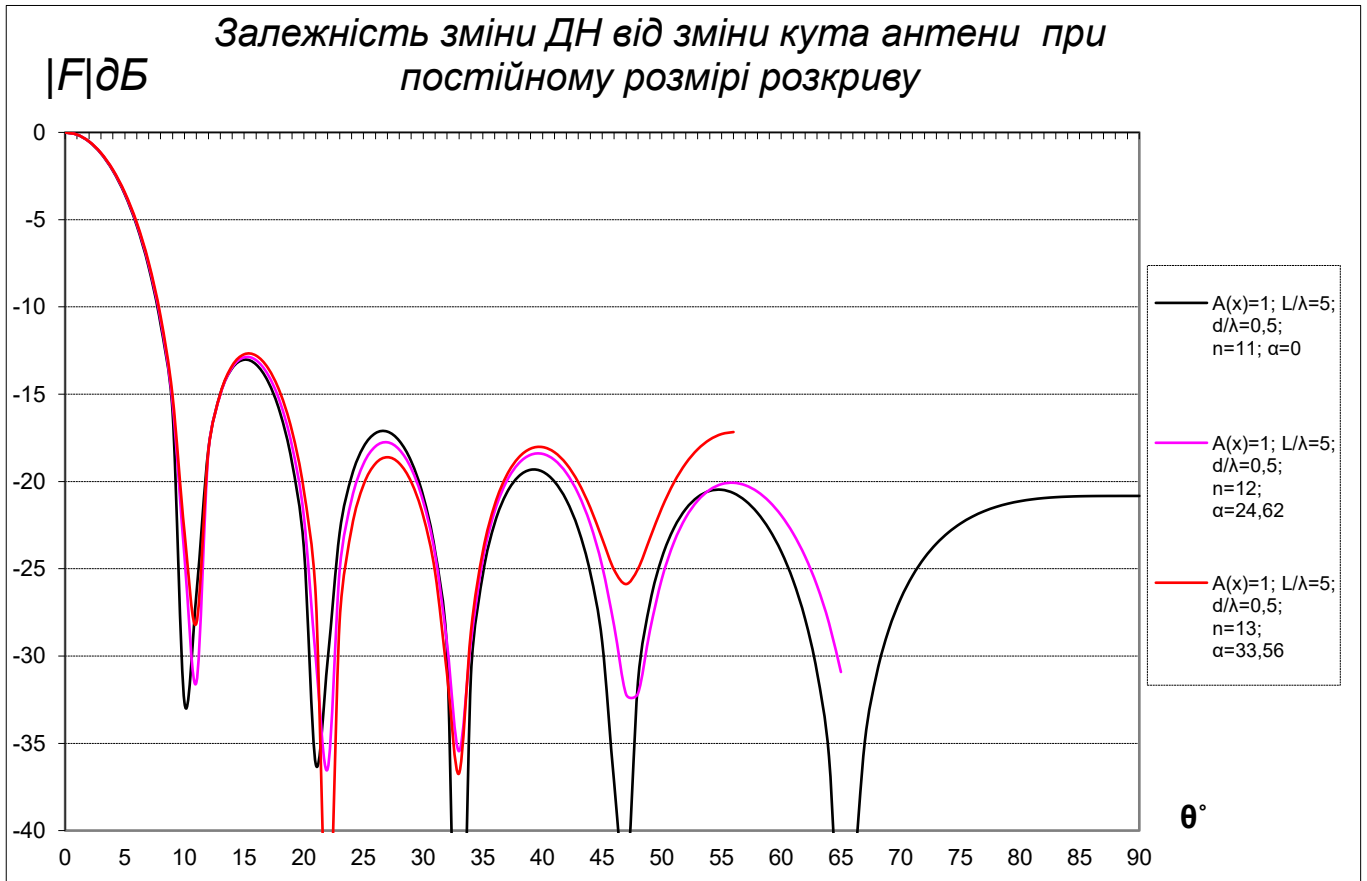


Рис. 15.

Як бачимо, зміна кута α куткової антенної решітки не впливає на ширину головної пелюстки ДС, але змінює рівні бічних так, як це було сказано вище.

Хвилевідно-щілинна антенна решітка (ХЩАР)

До зовсім іншого типу антен, у порівнянні з вищерозглянутими, відносяться хвилевідно-щілинні антенні решітки. У таких антенах відстань між випромінювачами — величина, що залежить від довжини хвилі у хвилеводі й від кута між підрешітками, у випадку, якщо антена є кутковою. Вище вже була розглянута теорія цих антен, тепер же розглянемо залежності зміни спрямованих властивостей цих антен при зміні деяких її параметрів.

Для початку розглянемо як змінюються діаграми спрямованості жолобкової і ковзаної антенних решіток залежно від зміни кута α (рис. 16 і 17).

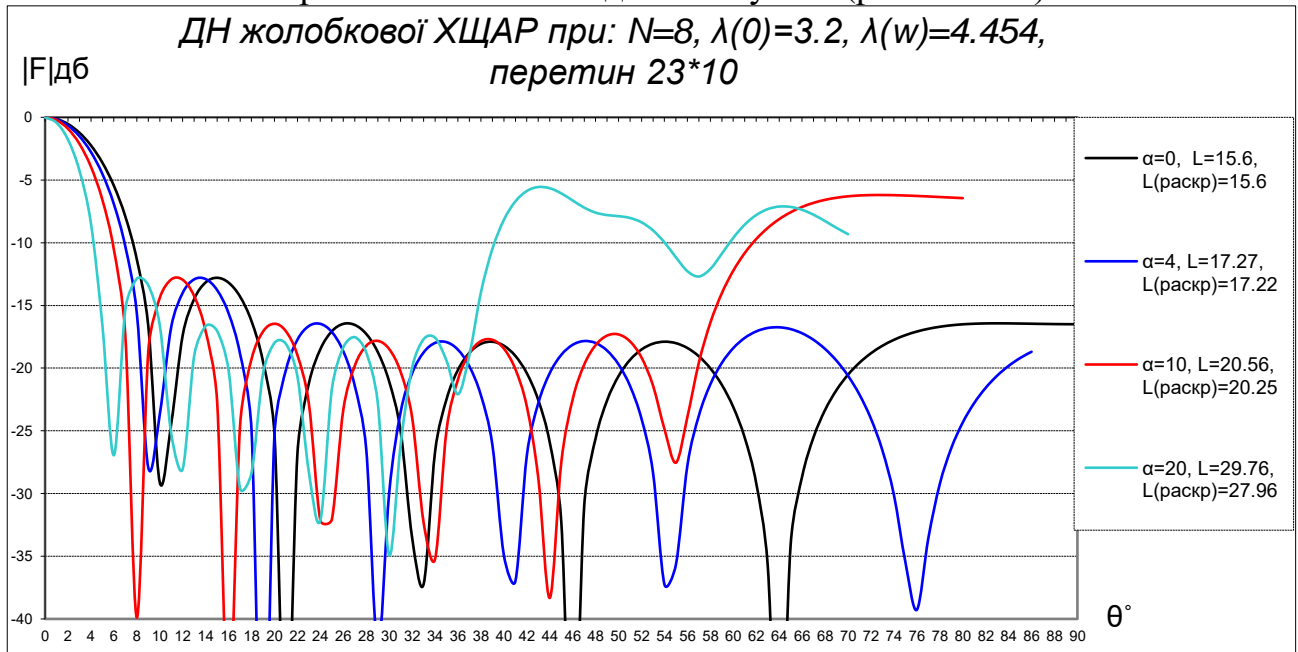


Рис. 16

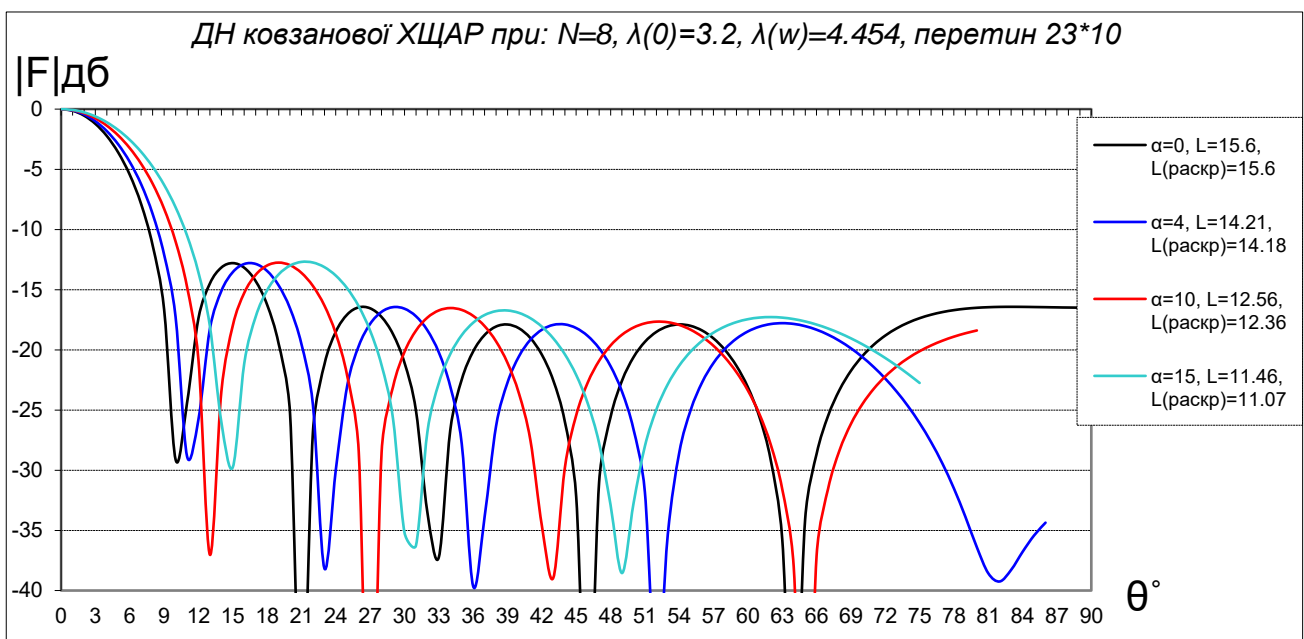


Рис. 17

Якщо судити по цих графіках, то можна визначити, що жолобкова антена виграє у ковзаної по ширині головної пелюстки, яка в неї звужується. Але її не можна використовувати при більших кутах між підрешітками тому, що це призведе до виникнення додаткового інтерференційного максимуму. Бічні пелюстки в обох випадках не змінюються за рівнем у порівнянні з лінійною антенною.

Якщо ж зрівняти КСД обох типів антен (рис. 18), то стає зрозуміло, що жолобкова антена зберігає свої спрямовані властивості на більшому діапазоні кутів. Максимум КСД для жолобкової антени знаходиться при $\alpha=6^\circ$, а для ковзаної при $\alpha=0^\circ$.

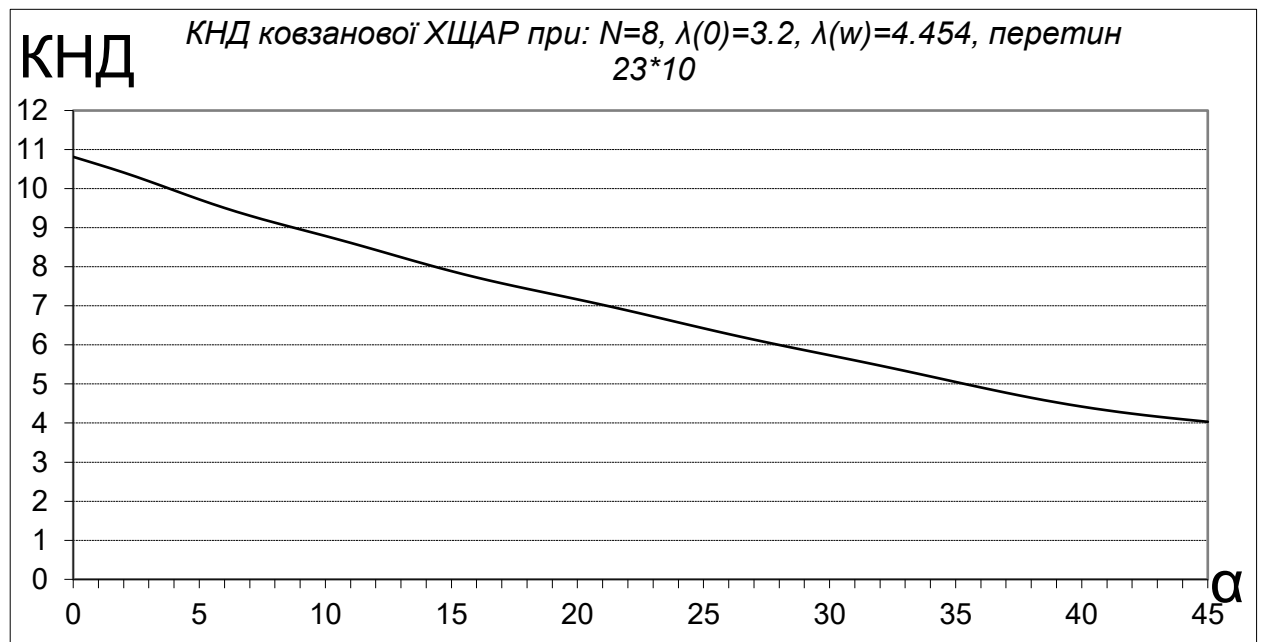
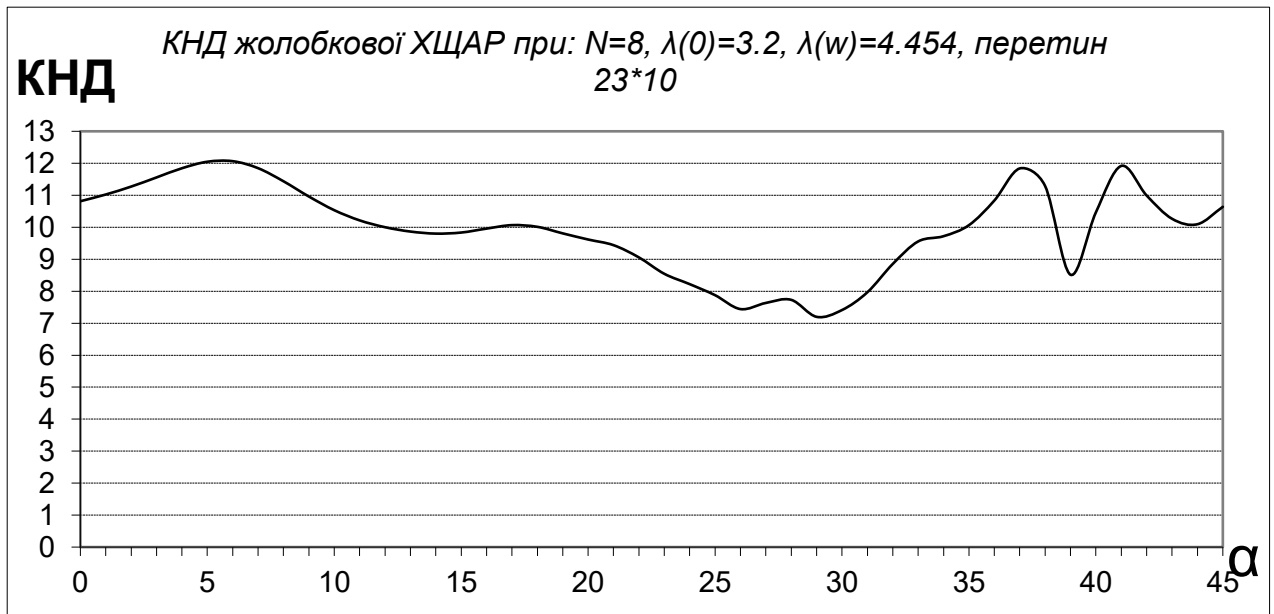


Рис. 18

3.2 ДОСЛІДЖЕННЯ КОЕФІЦІЄНТА СПРЯМОВАНОЇ ДІЇ.

Знаходження k для діаграми спрямованості в нормальній площині.

При визначенні КСД антен дуже часто застосовують спрощену формулу, що зв'язує цю величину з електричною довжиною антени через якийсь коефіцієнт пропорційності. Назвемо цей коефіцієнт латинською літерою k . Сама формула має вигляд:

$$KND = k * \frac{L}{\lambda}.$$

Методика визначення k зводиться до того, що будується залежність зміни КСД від L/λ , а потім кожне значення КСД цієї залежності ділиться на відповідне йому значення L/λ .

Ця константа, визначена в багатьох книгах і рівна 2,1. Але у випадку з дискретною антенною решіткою, у якої між окремими випромінювачами є відстань d , коефіцієнт k може прийняти інше значення й навіть бути не константою, а функцією від d . Якщо ж у нас є куткова антенна решітка, то k буде так само залежати й від кута відхилення підрешіток α . На рис. 19 представлено два графіка, що показують зміну КСД від L/λ . Усього таких графіків було зроблено шість для $d = 0.25, 0.5, 0.75, 1, 1.25, 1.5$.

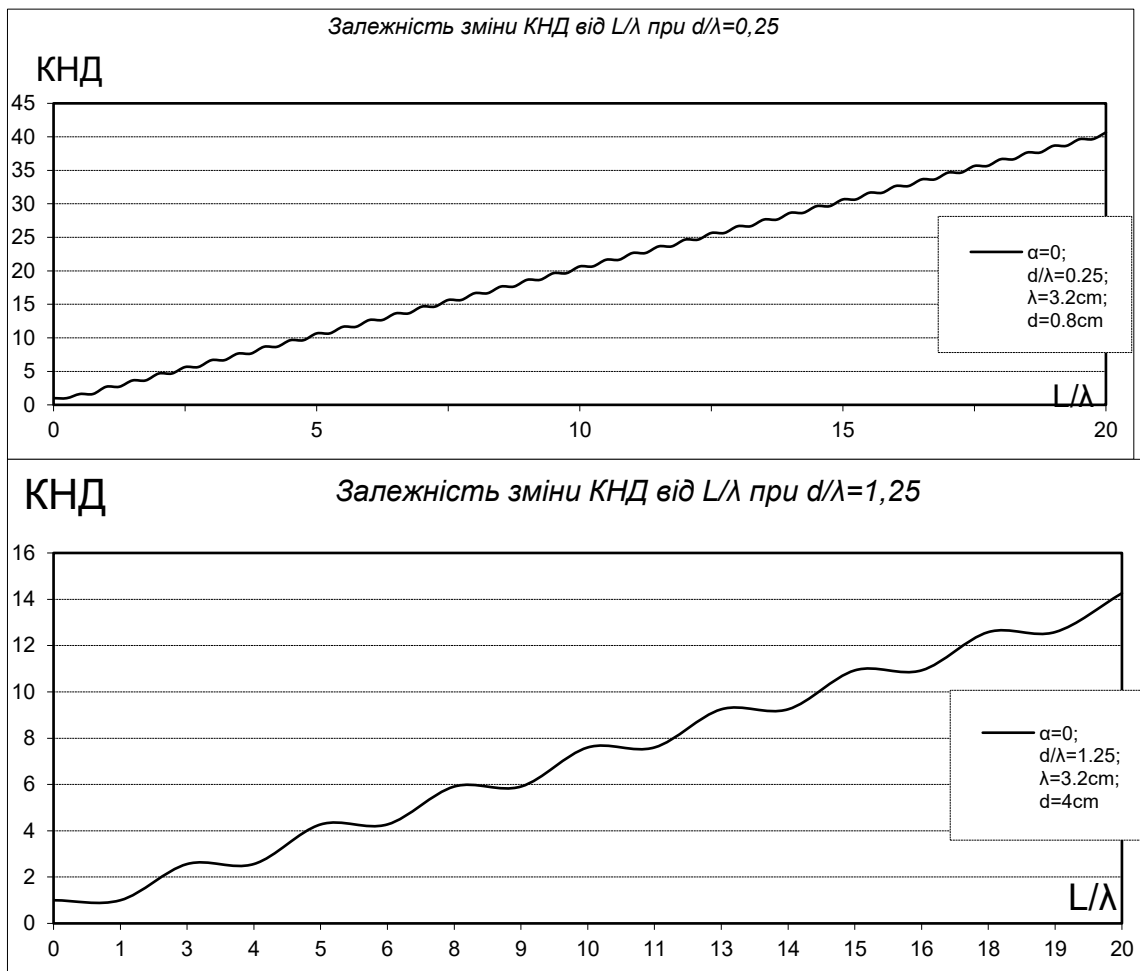


Рис. 19

По графіках рис. 19 і інших, які не ввійшли в проект через громіздкість, був визначений коефіцієнт k , представлений на рис. 20, теж двома графіками

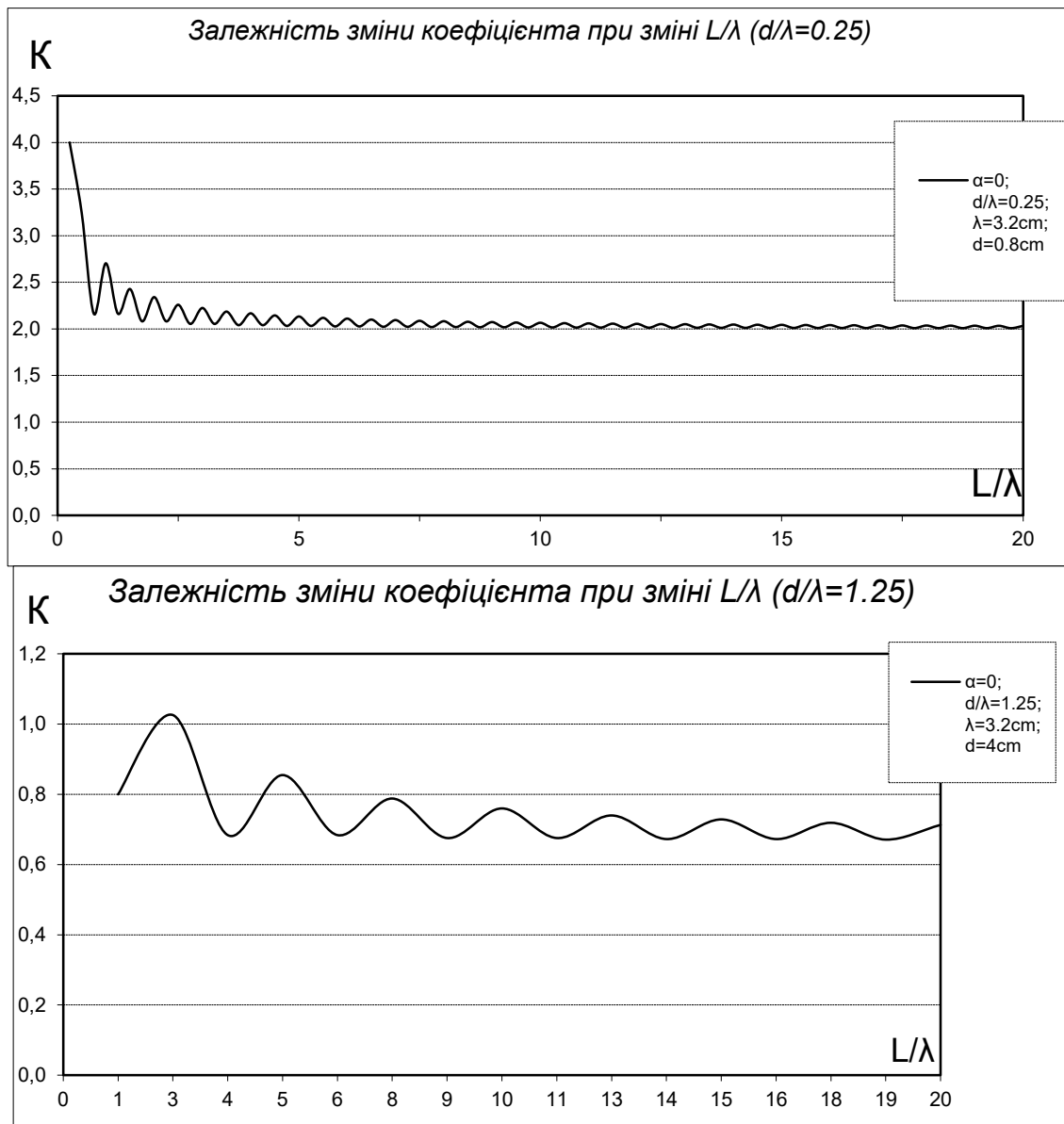


Рис. 20

Бачимо, що для дискретної антенної решітки коефіцієнт k являє собою (в апроксимированому випадку) постійну величину, але для кожного варіанта d/λ ця величина своя.

По шести графікам, що відображають залежності по k була визначена залежність зміни k від d/λ , представлена на рис. 21.

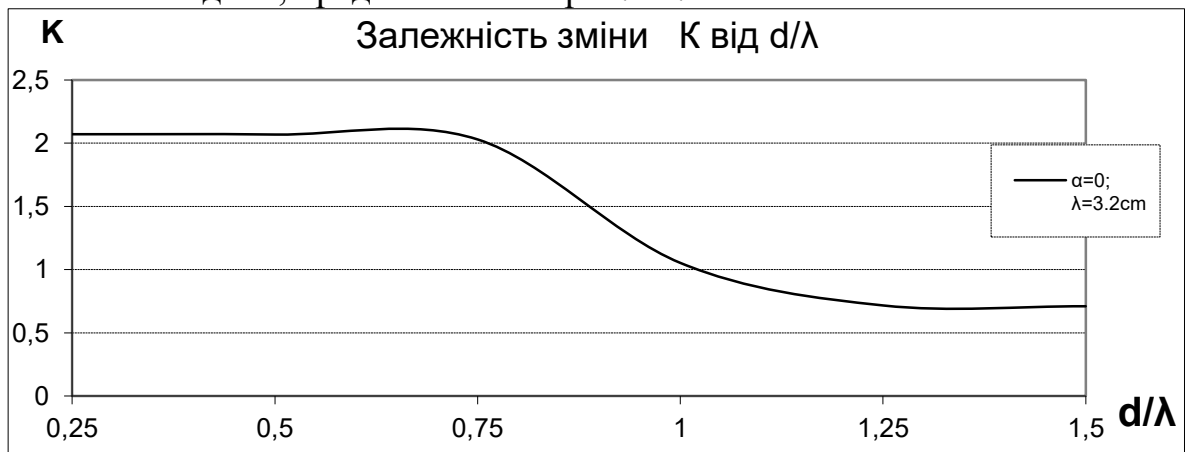


Рис. 21

Як видно, величина k є функція від d/λ , що різко змінює своє значення в районі

$d/\lambda=1$, що й має дуже схоже з лінійною постійною антенною значення при $d/\lambda \leq 0.75$. Швидше за все, залежність k можна продовжити далі не роблячи ніяких розрахунків, маючи на увазі, що вона буде циклічною й у районі $d/\lambda=1.5$ крива знову піде нагору. Всі ці цикли можуть бути зв'язані лише з появою додаткових максимумів при більших значеннях d/λ .

Наступним кроком було визначення k як функції від α . Залежність зміни КСД жолобкової антенної решітки від L/λ для трьох випадків α і фіксованих d представлено на рис. 22. А на рис. 23 представлена залежність зміни k від L/λ .

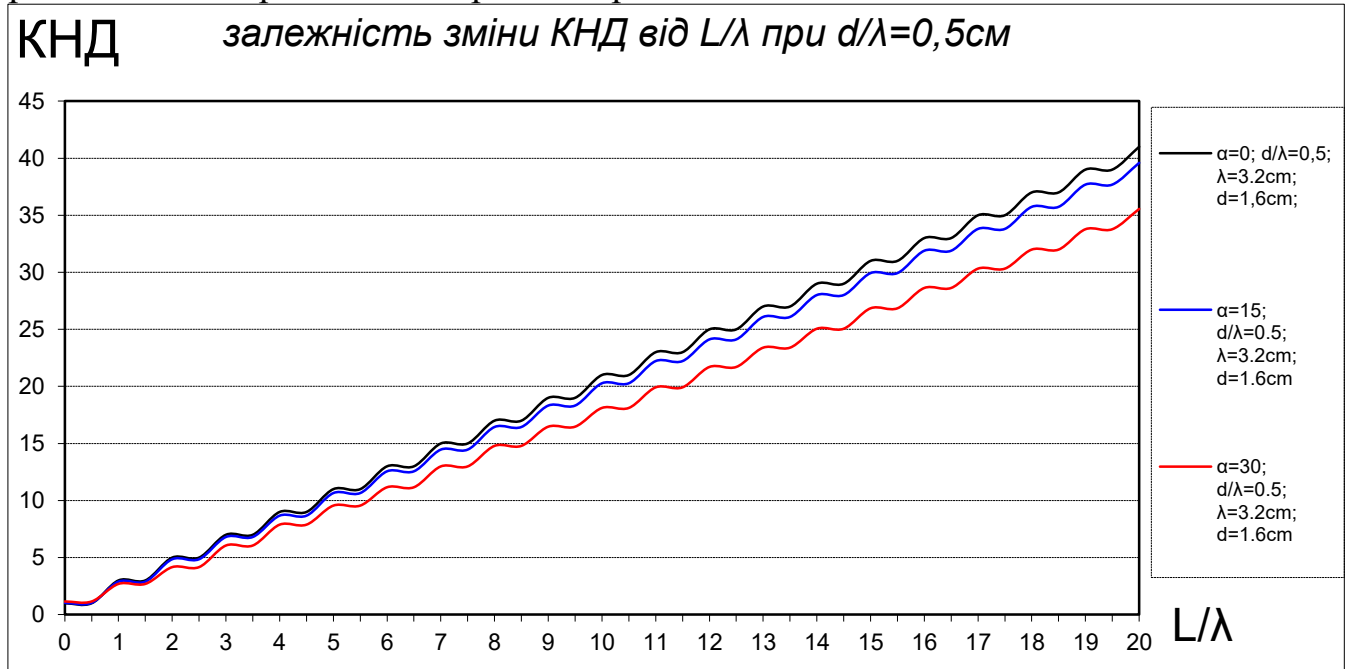


Рис. 22

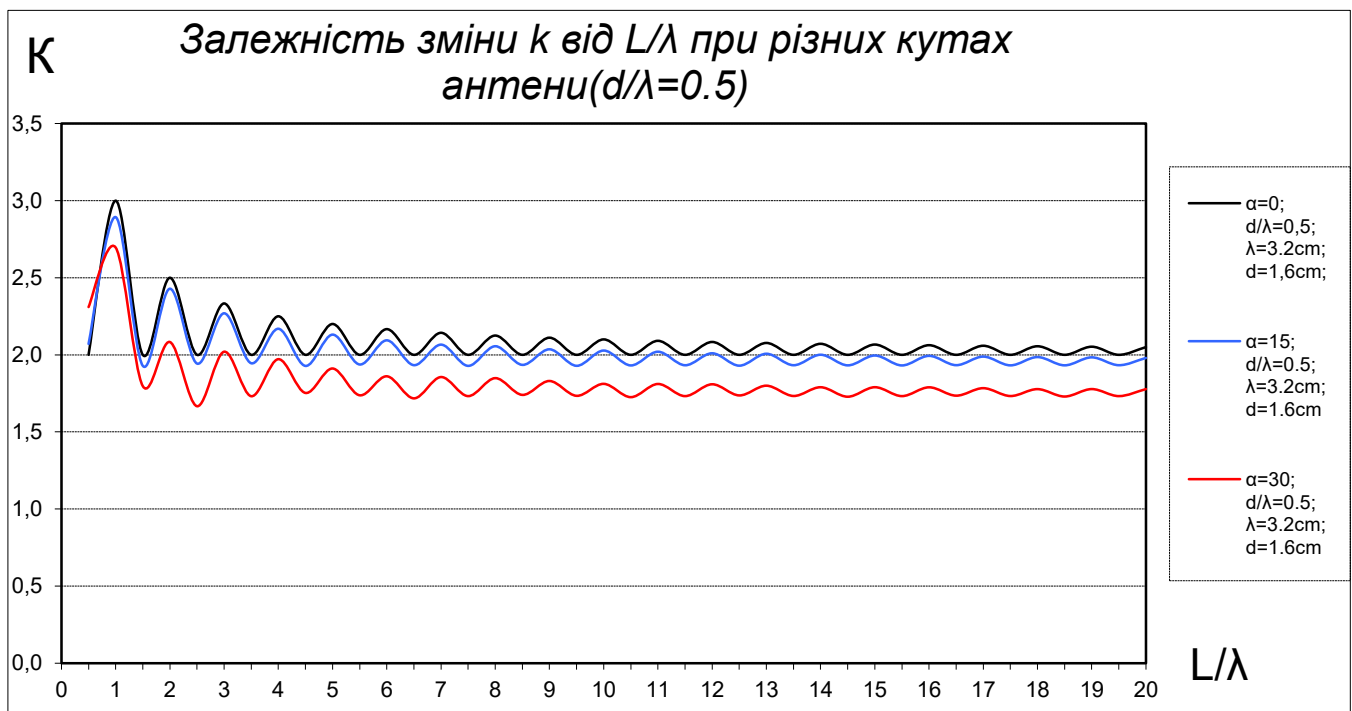


Рис. 23

Обчисливши залежність зміни k від L/λ для сімох випадків α , була побудована залежність зміни коефіцієнта пропорційності k від α , представлена на рис. 24, з якого

видно, що коефіцієнт плавно зменшується при збільшенні α , причому кривизна графіка збільшується.

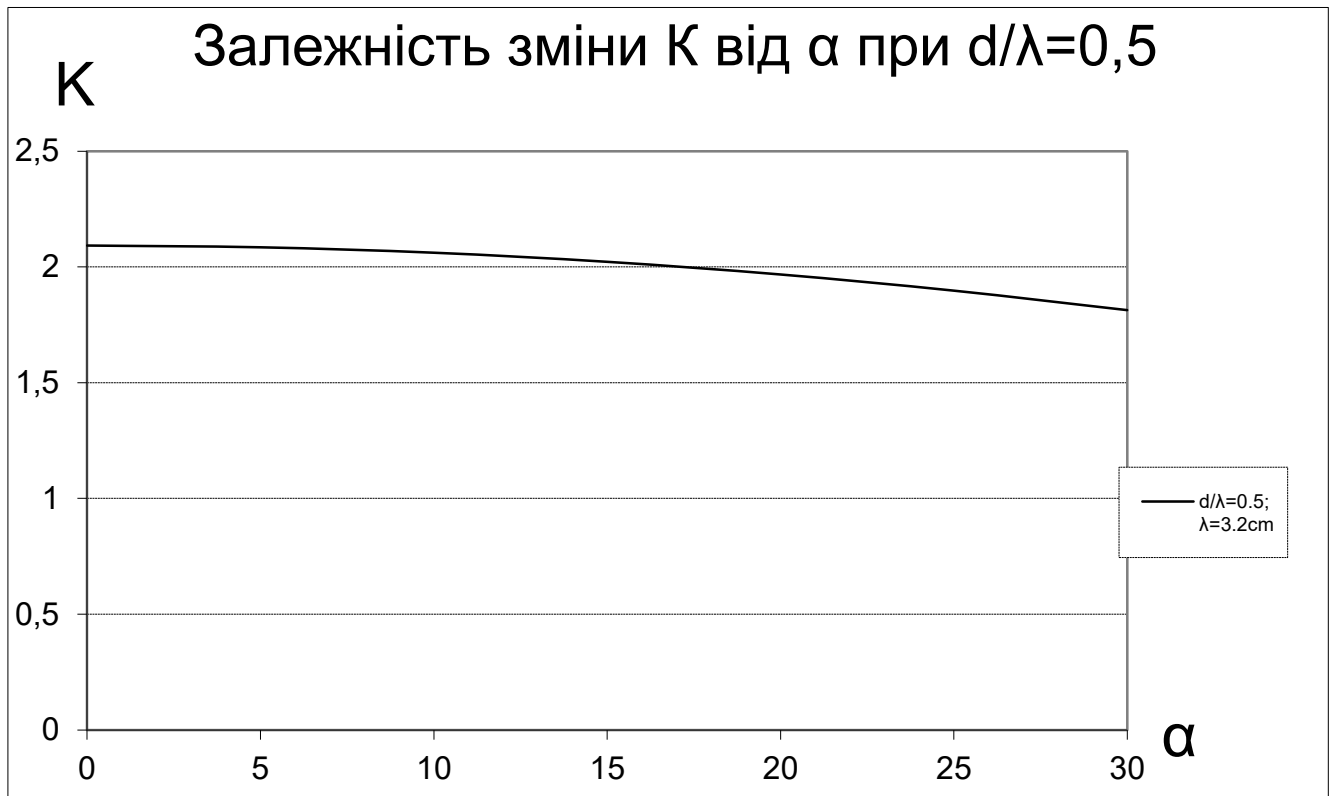


Рис. 24

Щоб зрозуміти причини, по яких $k(\alpha)$ поводить себе подібним чином, можна скористатися графіками діаграм спрямованості, представленими на рис. 25.

З рис. 25 бачимо причину зменшення $k(\alpha)$, яка полягає в тому, що через ефект «затінення» підрешітками антени видимої області зменшується кількість бічних пелюсток. Тобто діаграма спрямованості як би відрізається з краю, у результаті чого залишаються лише перші, самі більші, бічні пелюстки, що дійсно приведе до зменшення КСД. Збільшення ж кривизни пояснюється на прикладі графіків на рис. 25 з більшою кількістю бічних пелюсток. Різниця в кількості бічних пелюсток між варіантами $\alpha = 0^\circ$ і $\alpha = 15^\circ$ становить 1,5 шт, а між $\alpha = 15^\circ$ і $\alpha = 30^\circ$ вже 3,5 шт.

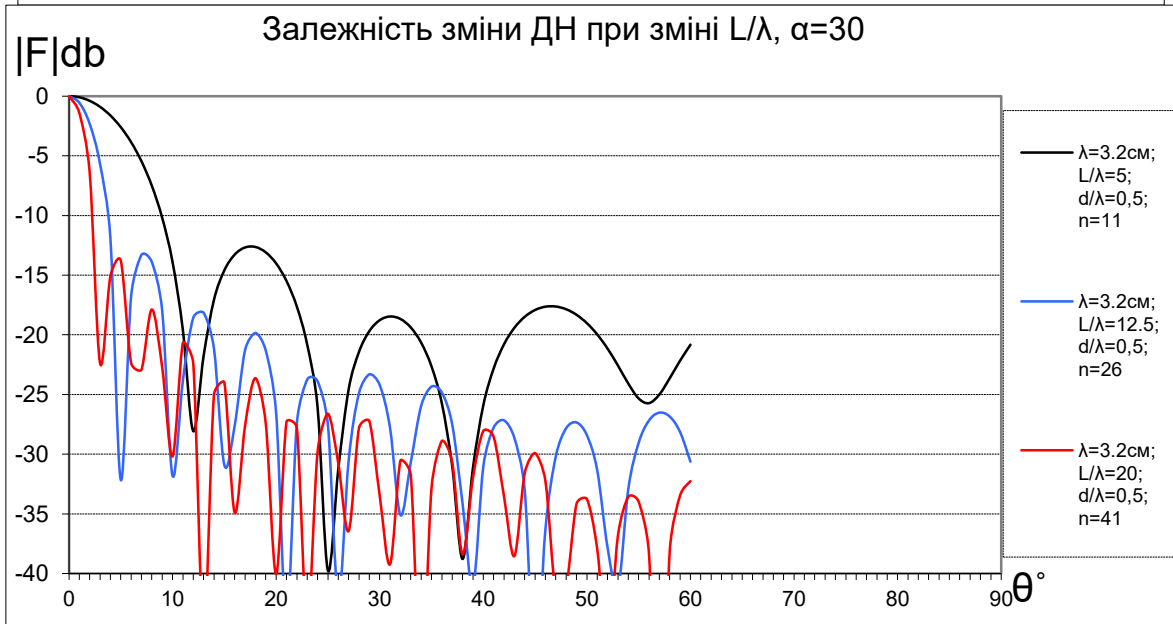
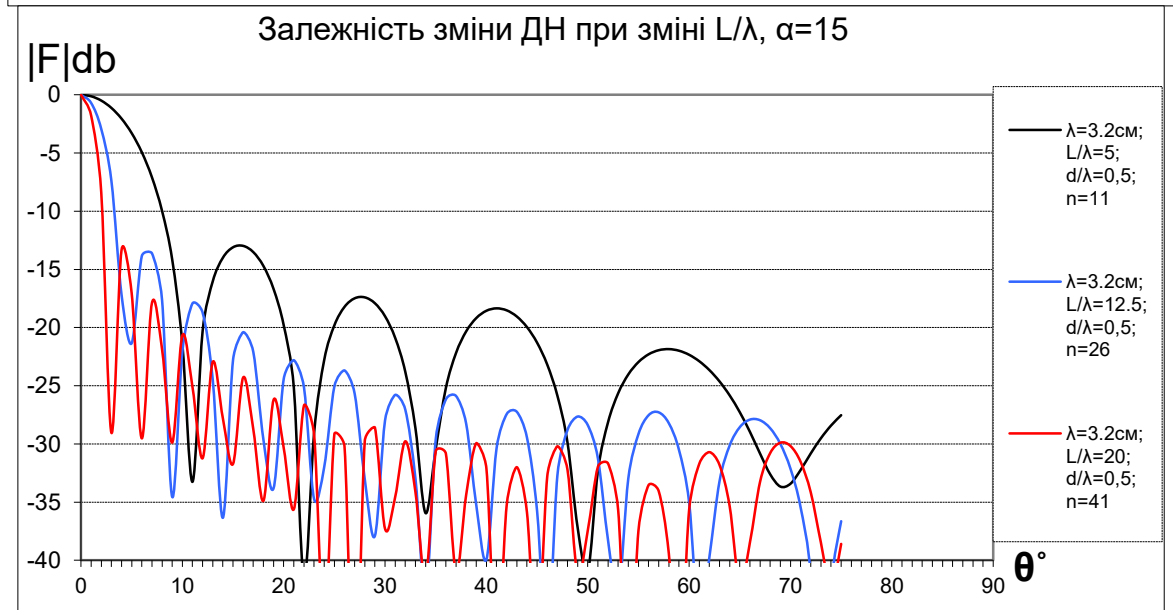
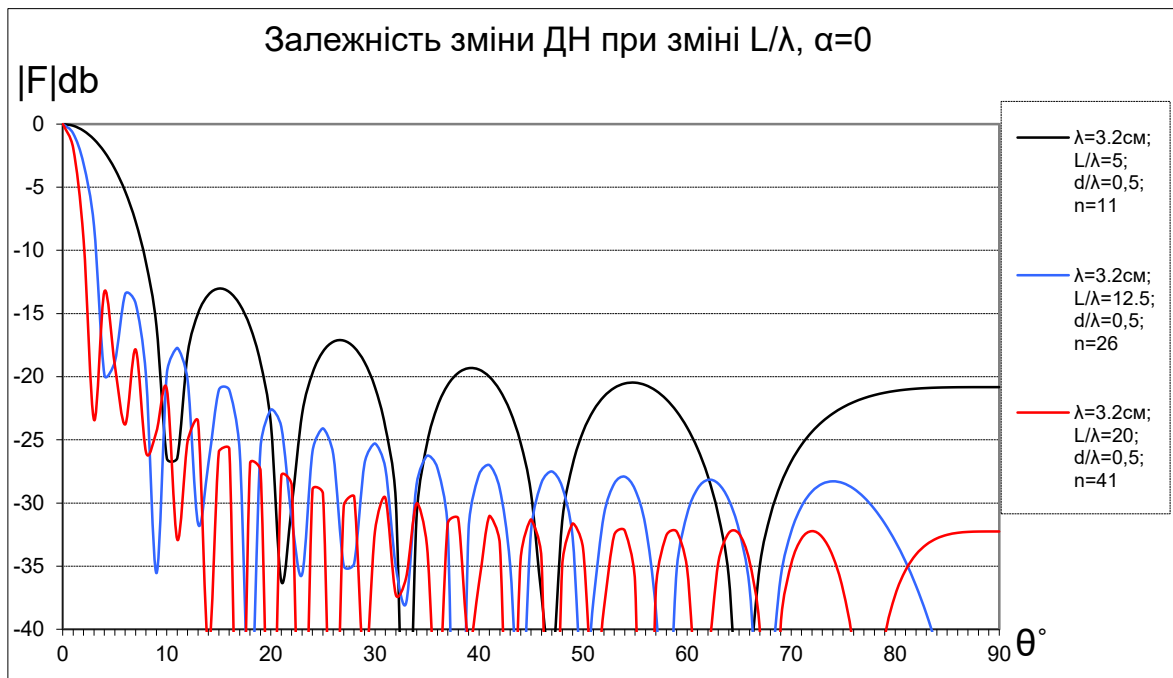


Рис. 25

Знаходження k для випадку діаграми спрямованості в ортогональній площині.

Еквівалентна антена, за допомогою якої знаходимо діаграму спрямованості в ортогональній площині, була описана вище. Тепер же варто додати, що збільшення кута відхилення підрешіток α приведе до збільшення відстані між випромінювачами в еквівалентній антені, хоча сама вона при цьому залишиться лінійною. Збільшення довжини вихідної антени призведе до еквівалентного збільшення довжини еквівалентної антени.

На рис. 26 представлені діаграми спрямованості куткової антенної решітки для п'яти випадків α і з однаковою кількістю випромінювачів.

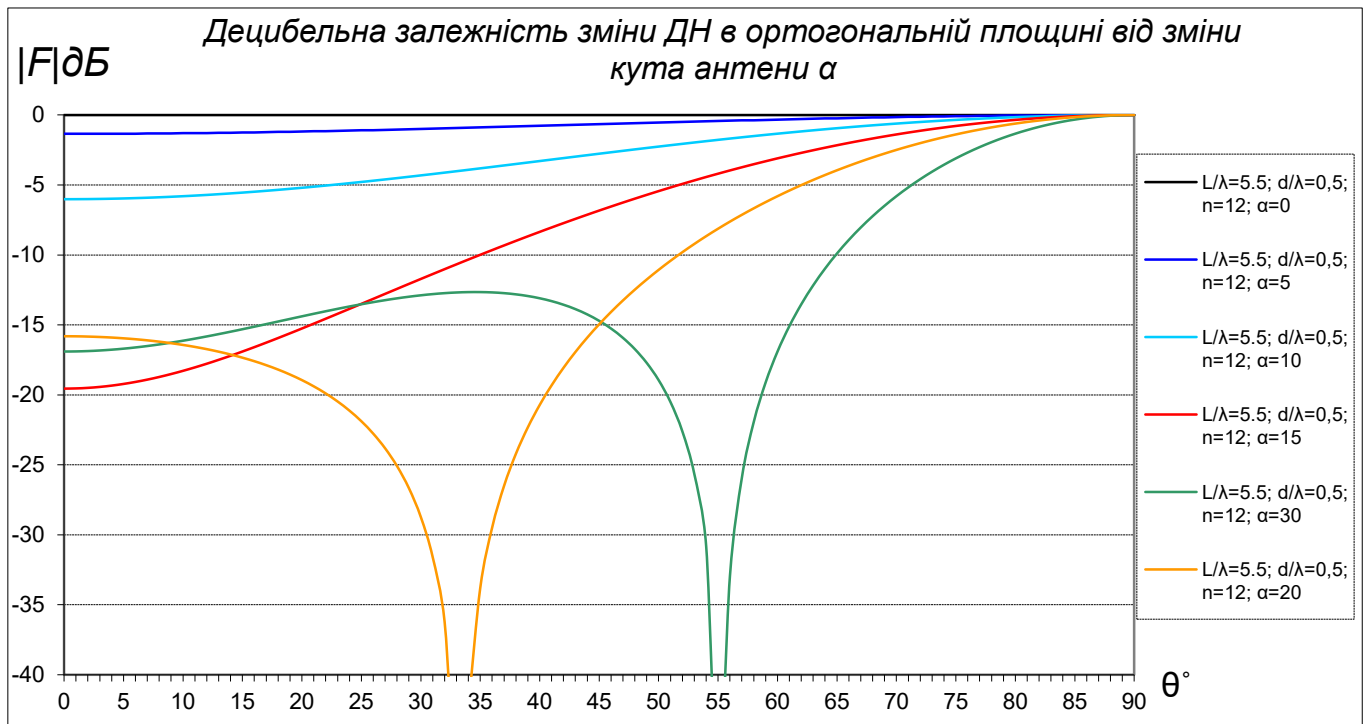


Рис. 26

Як і слід було сподіватися, у лінійному випадку антена являє собою ізотропний випромінювач, а зі збільшенням кута відхилення підрешіток α відбувається поява бічної пелюстки.

Коефіцієнт спрямованої дії від L/λ і обчислений по ньому коефіцієнт пропорційності k представлено на рис. 27.

На жаль, графік залежності коефіцієнта пропорційності від L/λ не є константою (хоча й дуже близький до неї), як для випадку розгляду його в неортогональній площині, тому виразити його як функцію від α не представляється можливим.

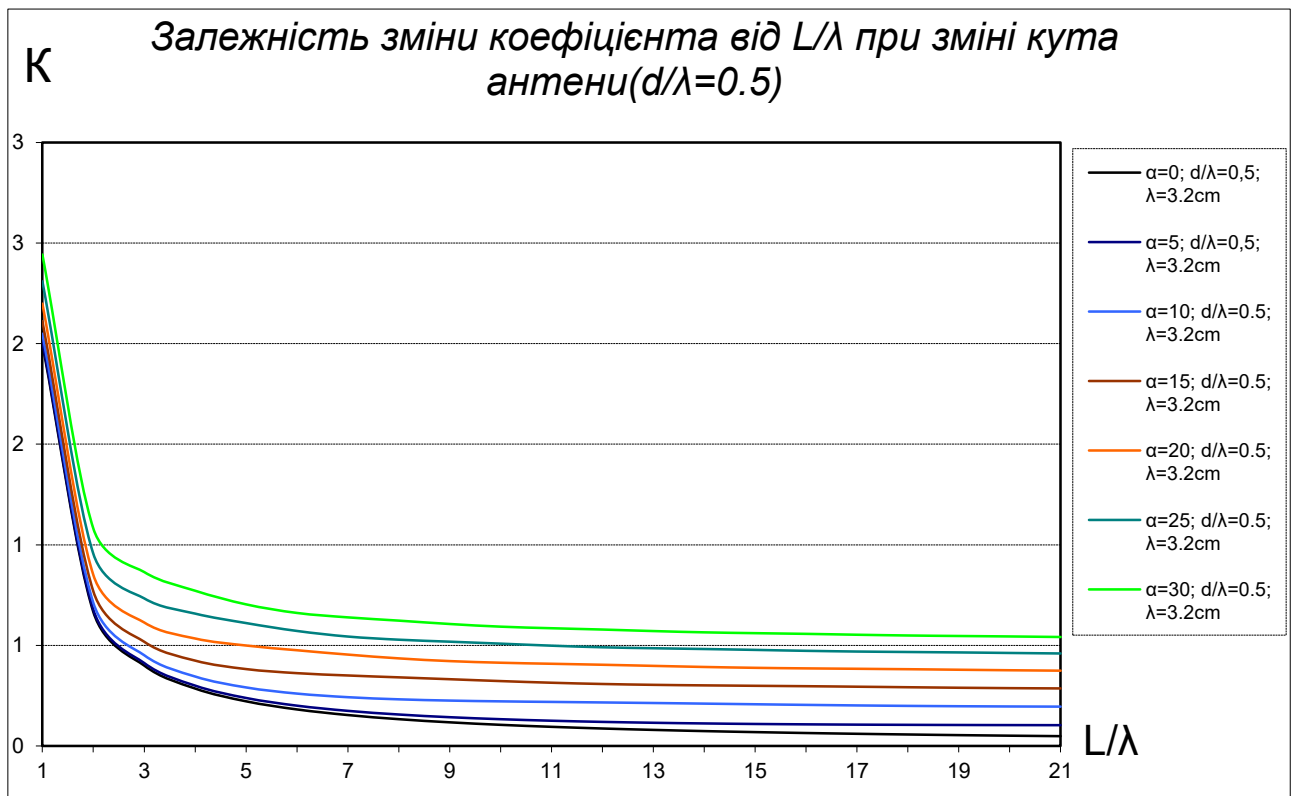
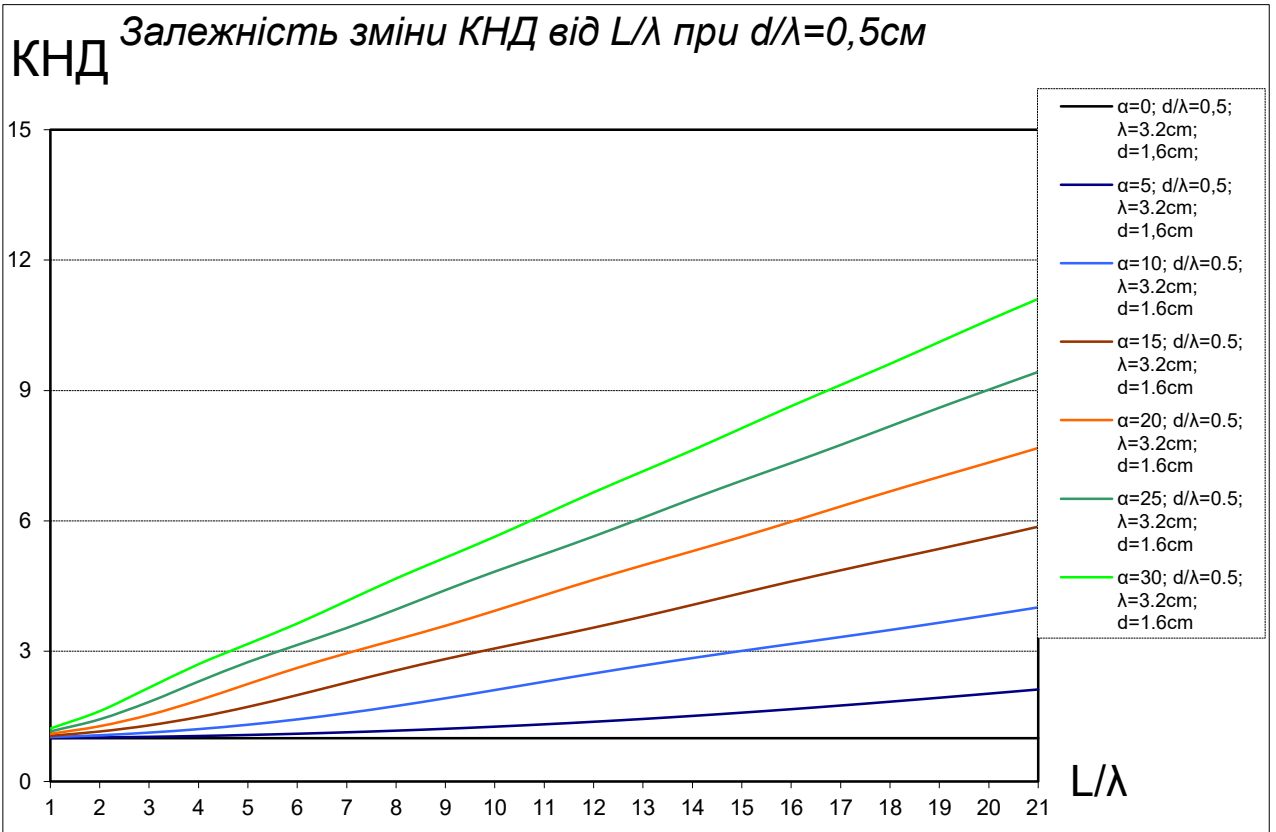


рис. 27

3.3 ДОСЛІДЖЕННЯ РІЗНИХ СПОСОБІВ ПОЛІПШЕННЯ СПРЯМОВАНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ АНТЕННИХ РЕШІТОК.

Застосування нееквидистантності.

Розподіляти випромінювачі антенних решіток можна по різному: хаотично, по лінійно-зростаючому або убуючому закону, а можна по якому-небудь іншому. Хаотичний закон розподілу по всій видимості не підходить, тому що можна нескінченно підбирати відстані й не прийти ні до яких позитивних результатів. Так що було вибрано найпростіший закон — закон лінійної зміни відстані між випромінювачами.

Тепер потрібно визначитися, що вигідніше використовувати: більш щільний розподіл випромінювачів у центральній частині решітки або

на її краях? Це завдання розв'язати нескладно.

На рис. 28 представлено діаграму спрямованості куткової антенної решітки ($\alpha=15^\circ$) при еквидистантній, лінійно - зростаючій і лінійно-убуючій до центру відстані між випромінювачами. Відстань між випромінювачами змінюється на $\delta=0,3$ см.

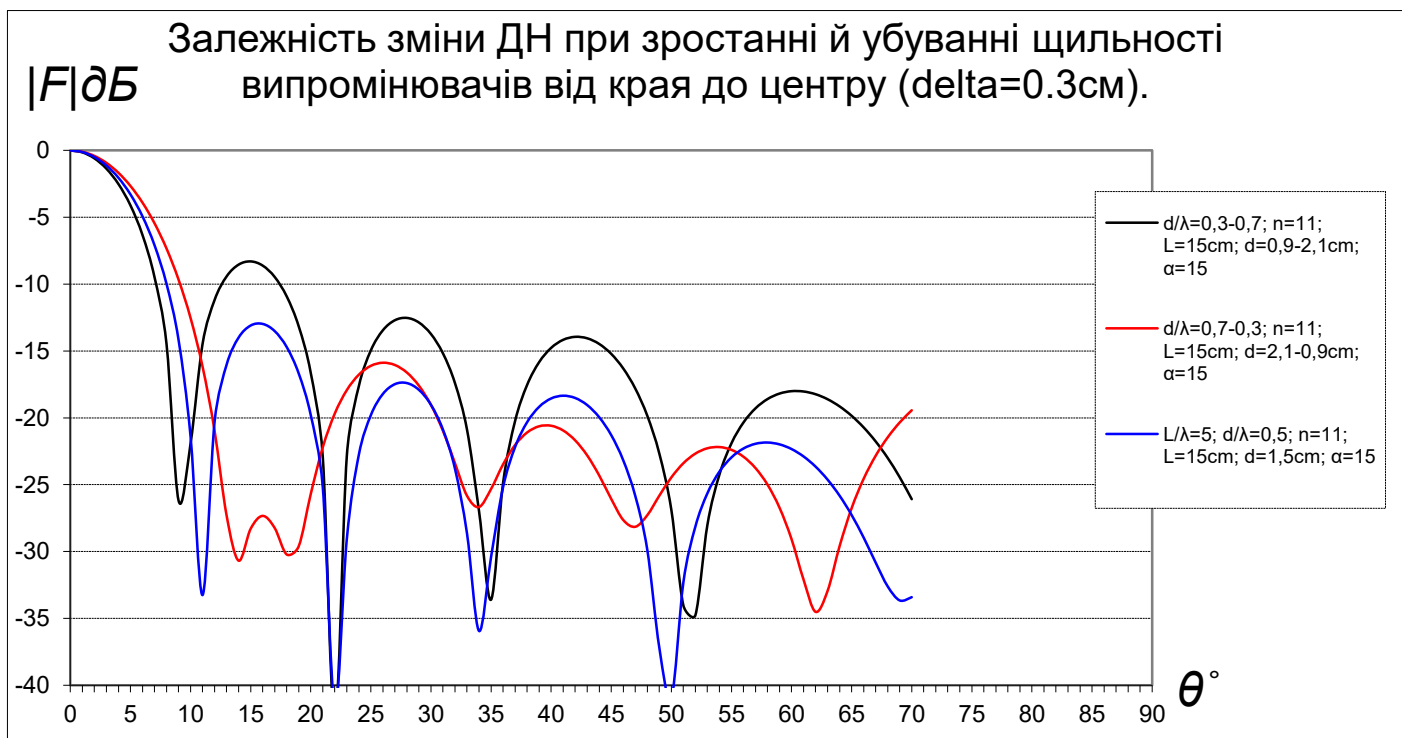


Рис. 28

Відразу ж можна зробити висновок, що варіант більш щільного групування випромінювачів на краю антени не підходить через надмірно великого підвищення рівня бічних пелюсток, що навіть на тлі звуження головного максимуму виглядає погано. Отже надалі обмежимося розглядом варіантів антенних решіток з більш щільним групуванням випромінювачів у центрі.

На рис. 29 представлена залежність зміни діаграми спрямованості лінійної АР при варіюванні параметра δ від нуля до 0.4 см.

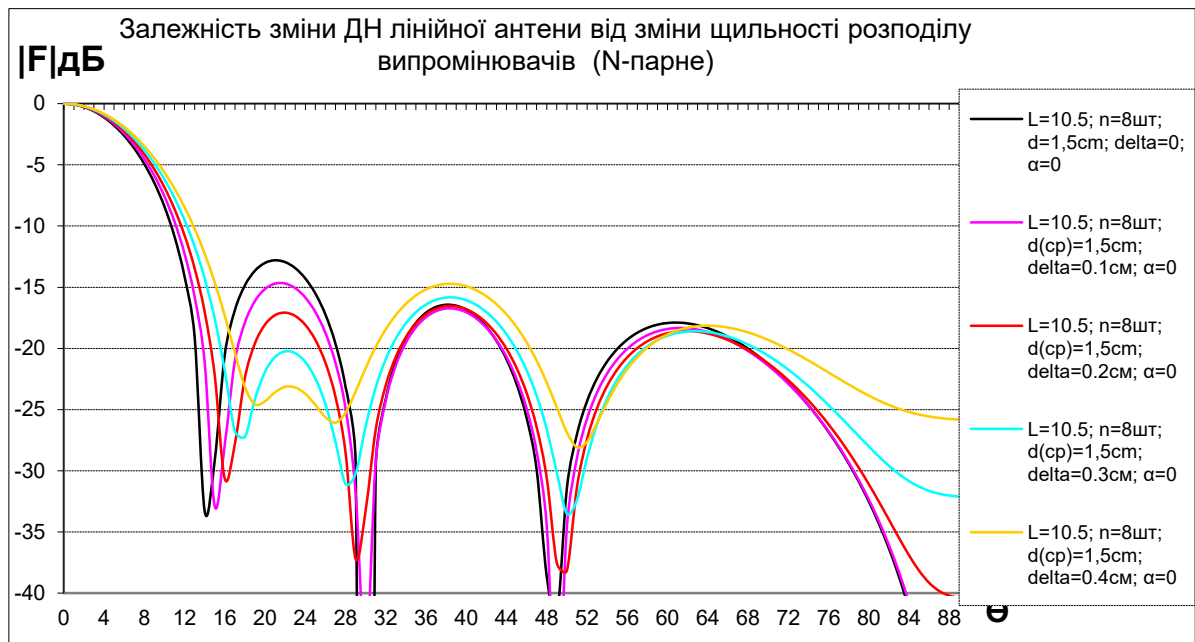
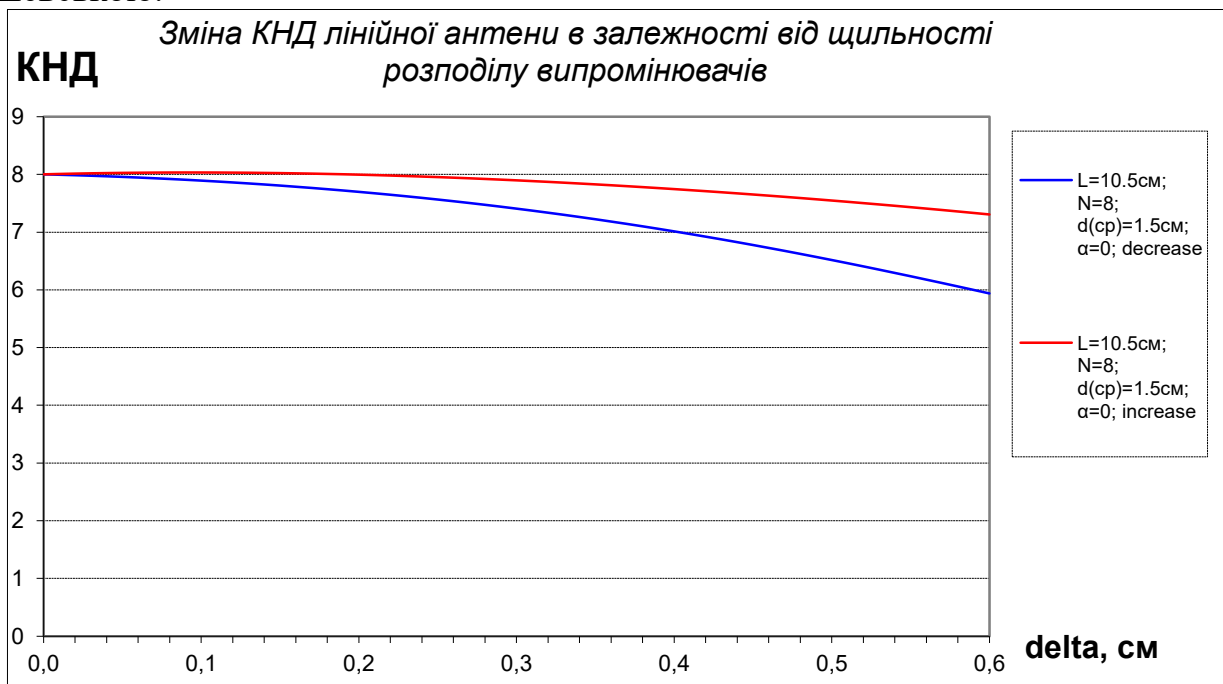


Рис. 29

Видна закономірність: при збільшенні в центрі антени щільності розподілу випромінювачів, зменшуються непарні бічні пелюстки (особливо перші) і трохи збільшуються парні. Головна пелюстка при цьому незначно розширюється. Самий цікавий випадок спостерігається при $\delta=0.2$ см, при якому усі бічні пелюстки приблизно однакові — така діаграма спрямованості називається Дольф-Чебишевською.



МРисал. 30

Розглядаючи КСД як залежність від δ (рис. 30) з більшою щільністю випромінювачів у центрі і на краях можна дійти висновку, що, незважаючи на більші рівні бічних пелюсток у другому випадку, сумарні спрямовані властивості в неї все-таки краще. Узагальнюючи ж результат по обраній антені можна сказати, що в спробі суттєво зменшити рівні бічних пелюсток, ми на 25% зменшуємо її КСД.

На рис. 31 представлений графік залежності діаграми спрямованості лінійної антенної решітки від її розміру при зафіксованому випадку лінійного закону розподілу випромінювачів (decrease) $\delta=0.2$ см.

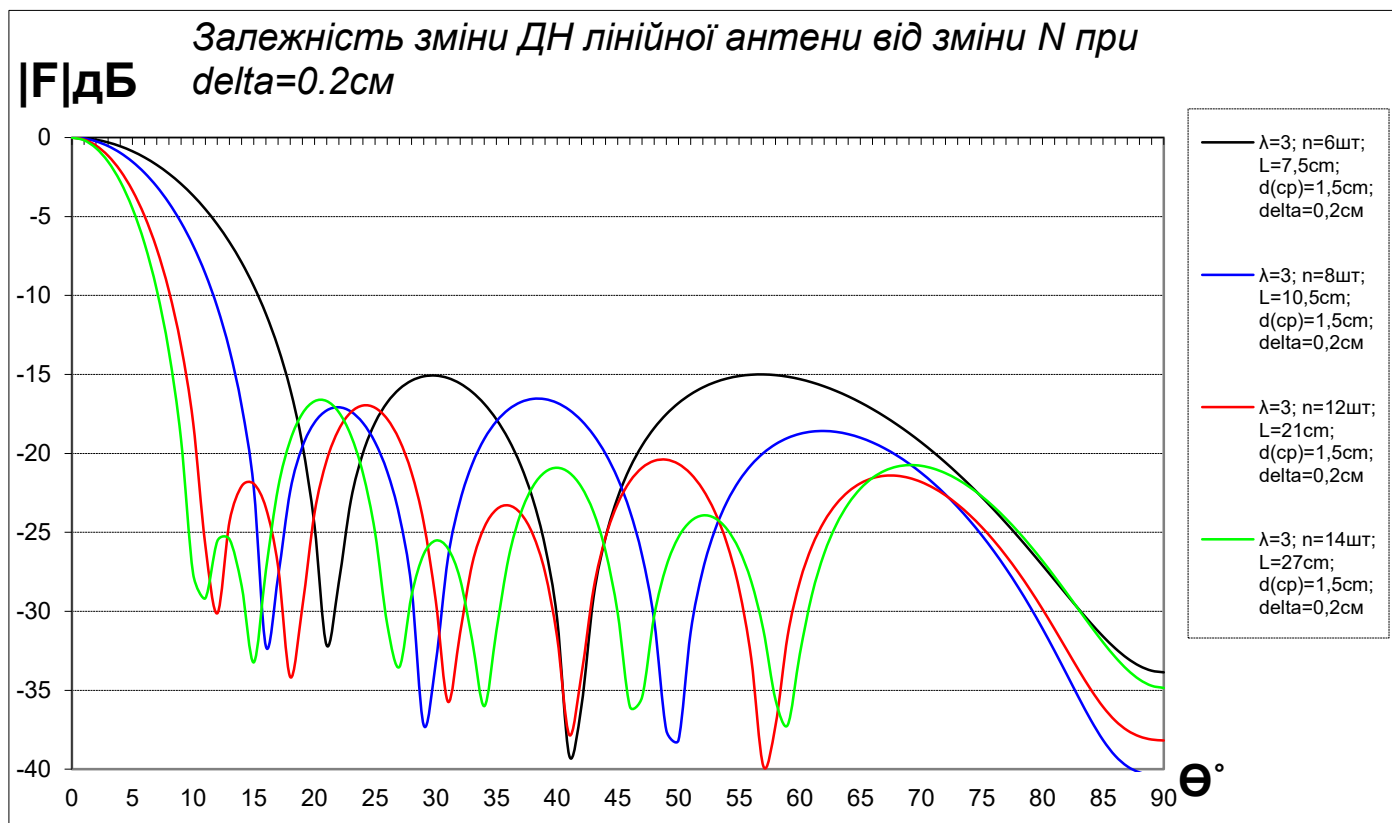
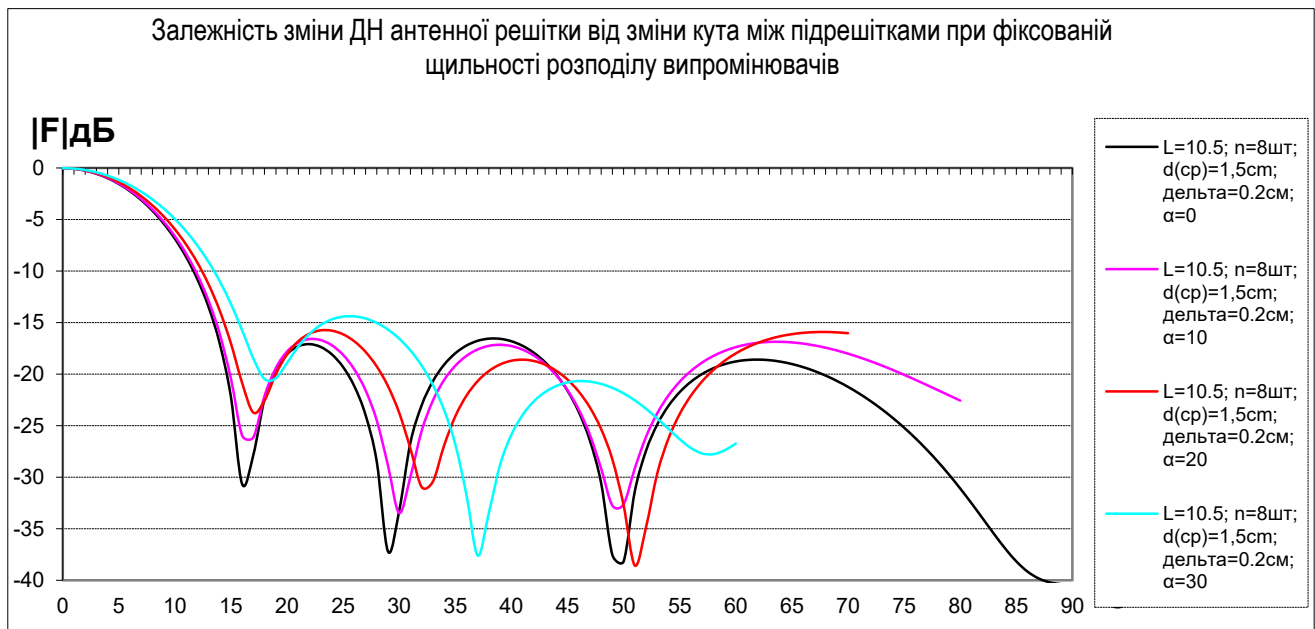
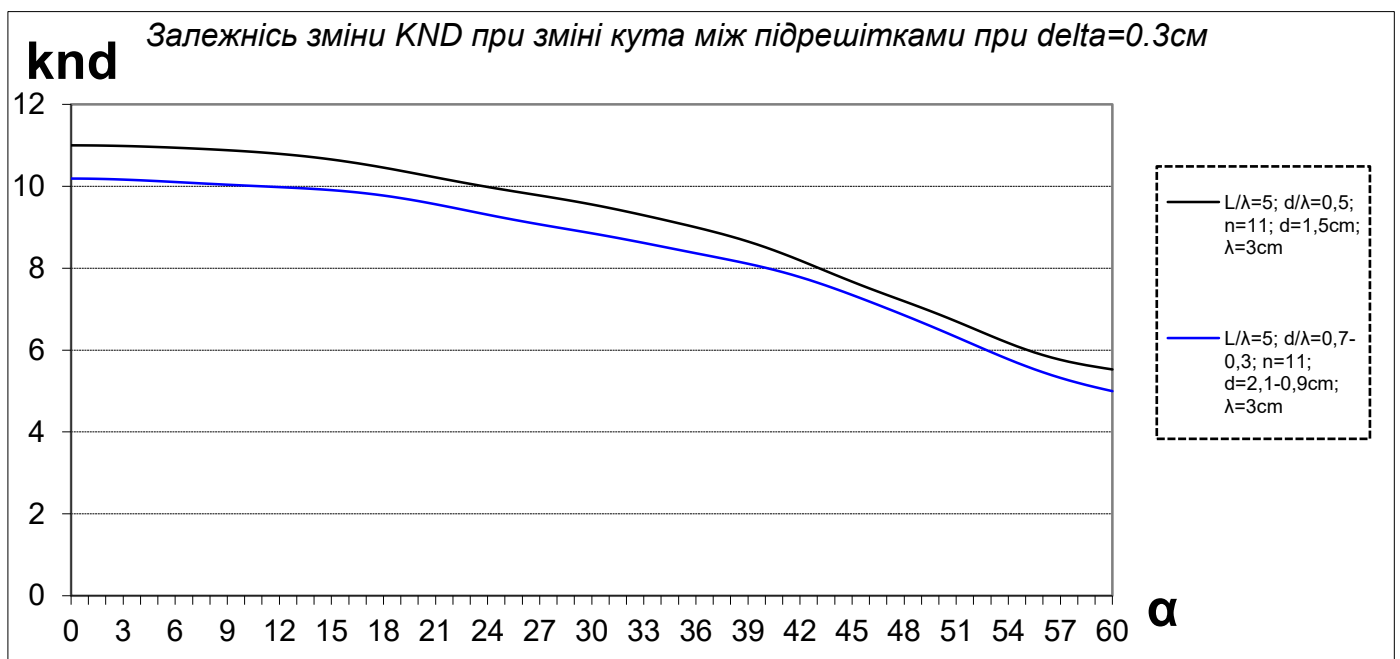


Рис. 31

Так само як і у випадку еквідистантного розподілу випромінювачів, при нееквідистантному спостерігається значне звуження головного максимуму. Рівень бічних пелюсток хоч і зменшується так само як у випадку еквідистантної решітки, але трохи по-іншому. При більших розмірах антен у порівнянні з довжиною хвилі спостерігається несиметричне убавання рівня бічних пелюсток: непарні бічні пелюстки сильно зменшуються за рахунок зростання парних.



З рис. 32 видно, що ефект впливу кута на діаграму спрямованості той же, що й у випадку еквидистантної антенної решітки, тобто розширення головного максимуму, підвищення рівня парних і зниження рівня непарних бічних пелюсток.



Якщо ж подивитися на рис. 33, що показує зміну КСД еквидистантної (чорна лінія) і нееквидистантної (синя) антенних решіток при збільшенні кута відхилення підрешіток α , то бачимо, що, загалом, спрямовані властивості цих двох антен поводяться подібним чином.

Хвилевідно-щілинні антени мають одну особливість, яка вже згадувалася вище — відстань між випромінювачами в них залежить від кута відхилення підрешіток α . Тобто якщо ми збільшуємо кут α у жолобкової антени, то відстань між випромінювачами збільшується, а у випадку ковзаної антени

зменшується. Усе це говорить про те, що нееквидистантність у хвилевідно-щілинних

антенах застосовна в дуже обмежених рамках.

На рис. 34 представлені діаграми спрямованості хвилевідно-щілинних нееквидистантних жолобкових антенних решіток при випадках невеликих δ . А на мал. 35 КСД жолобкової нееквидистантної ХЩАР залежно від зміни δ .

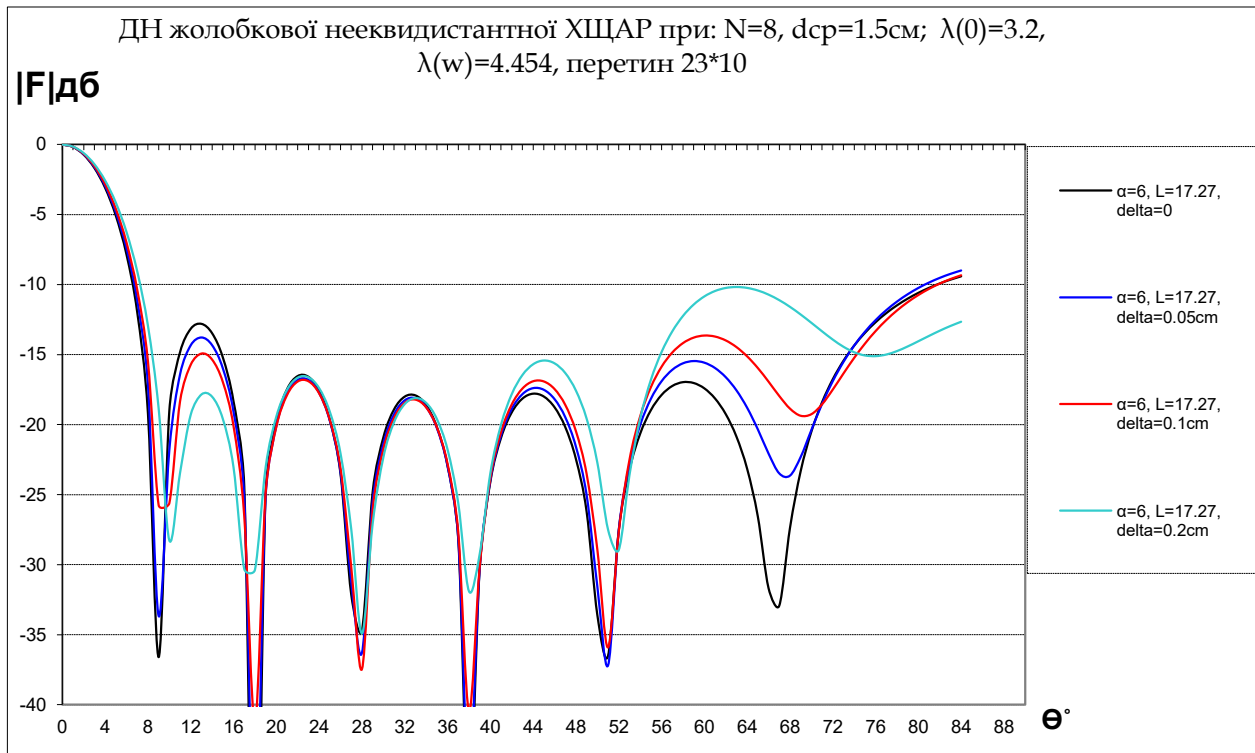


Рис. 34

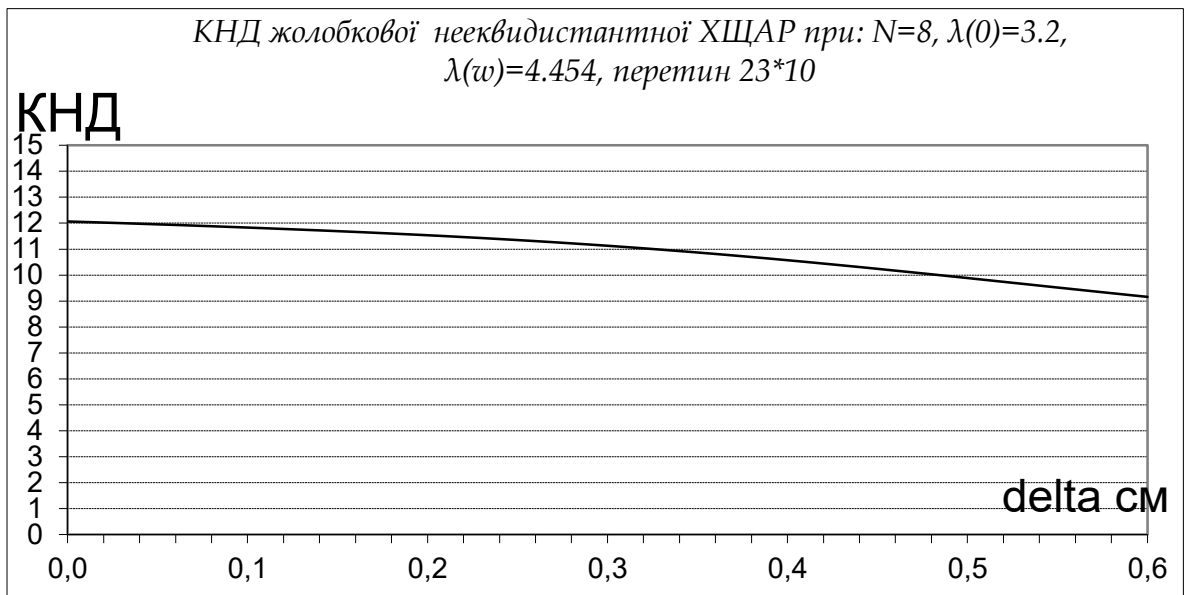


Рис. 35

Видно, що й діаграма спрямованості й КСД жолобкових ХЩАР поведуться дуже схоже зі звичайними антенними решітками, у яких відстань між випромінювачами не залежить від кута α (див. рис. 29 і рис. 30).

Застосування спадаючого амплітудного розподілу.

Ще одним способом поліпшення спрямованих властивостей антен є застосування спадаючого до країв амплітудного розподілу струмів, що живлять випромінювачі антенної решітки. Таким розподілом служить наприклад косинусоїдальне, застосовуване в даній роботі. Його вигляд можна виразити в такий спосіб:

$$A = h + (1 - h) * \cos^p \left(\frac{\pi}{2} * \frac{|m|}{k} \right), \quad \text{де:} \quad k = \frac{N - 1}{2}, \quad m = -k, \dots, k.$$

А сама картинка такого розподілу з необхідними позначеннями представлено на рис. 36.

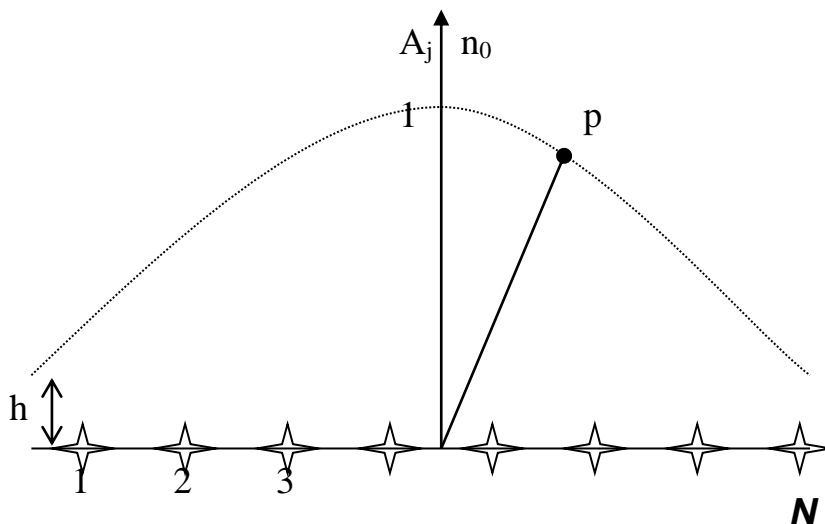


Рис.36

На рис. 37 і рис. 38 представлені діаграми спрямованості лінійної антенної решітки зі спадаючим амплітудним розподілом при варіантах $h = 0, 0.1, 0.3, 0.5, 0.7$ і двох варіантах $p = 1, 2$.

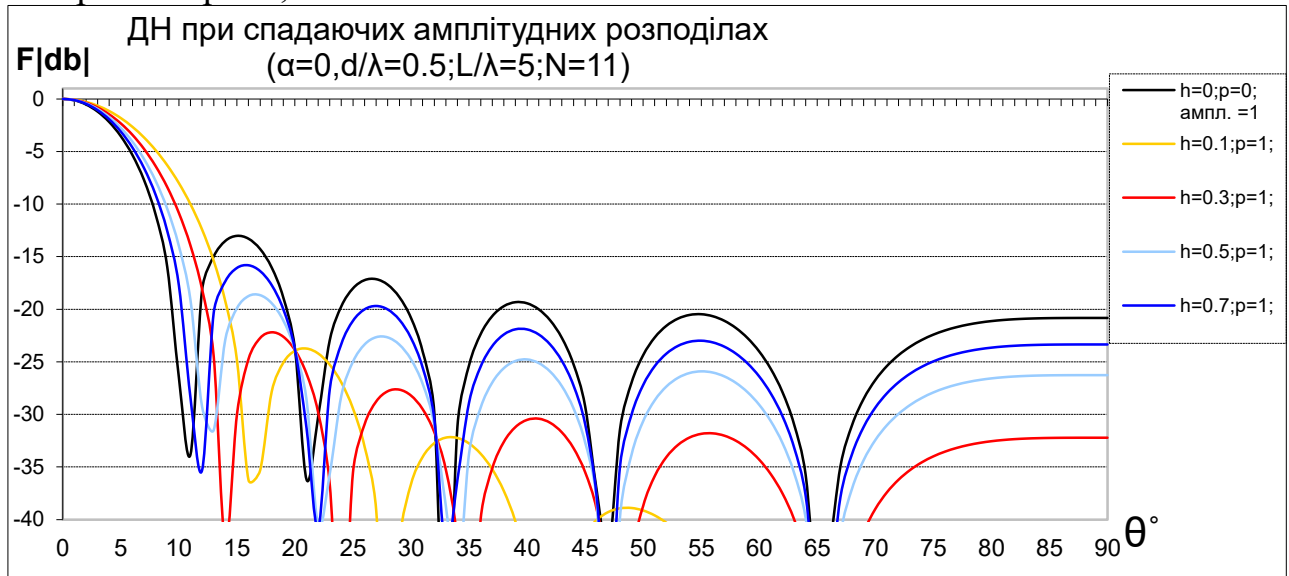


Рис. 37.

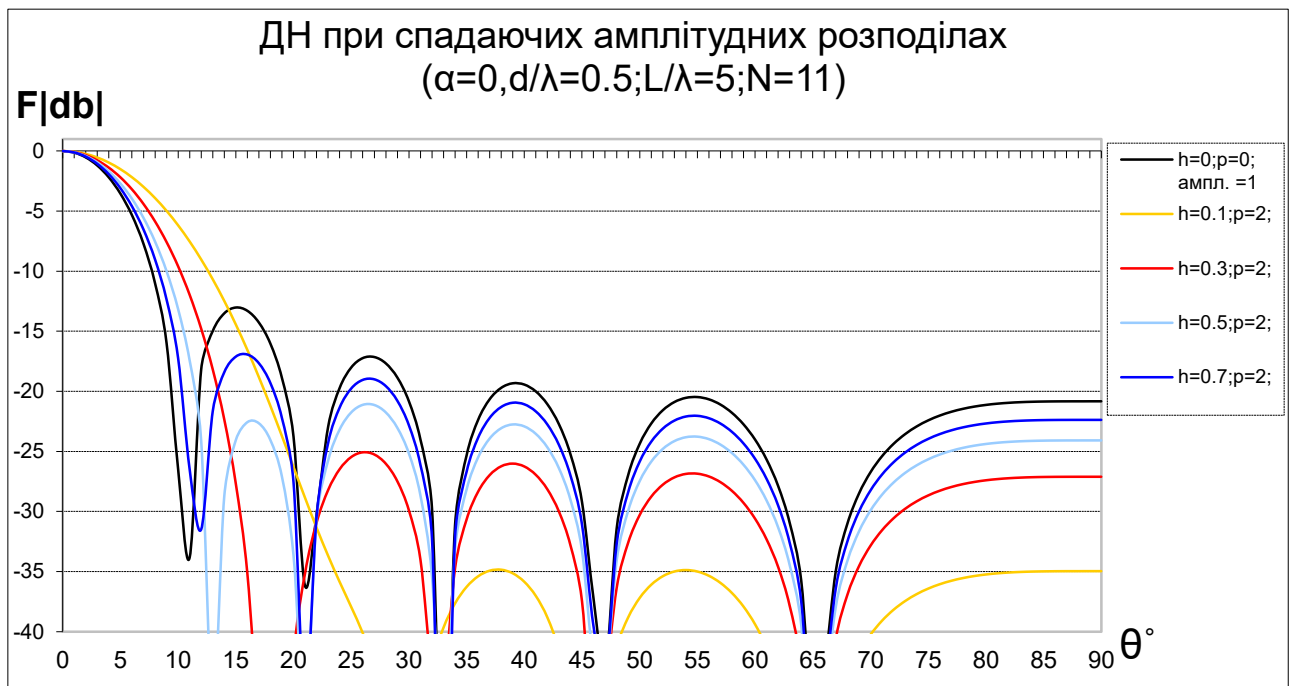


Рис. 38.

З останніх двох малюнків видно, що при $p = 2$ у порівнянні з $p = 1$ трохи розширюється головний максимум діаграми спрямованості, що особливо видно при більших h . Величина ж h сама по собі сильно (при $h=0.7$ майже у два рази) розширює головний максимум і майже так само сильно зменшує рівні бічних пелюсток. Так само замічено, що при $p=2$ рівень першої бічної пелюстки для всіх варіантів h менше, чим для варіантів при $p=1$. Для варіанта $h=0.1, p=2$ рівні бічних пелюсток у сумі самі маленькі й рівні по величині — Дольф-Чебишевська діаграма спрямованості.

Вплив спадаючого амплітудного розподілу на жолобкову антенну решітку показано на рис. 39 і 40.

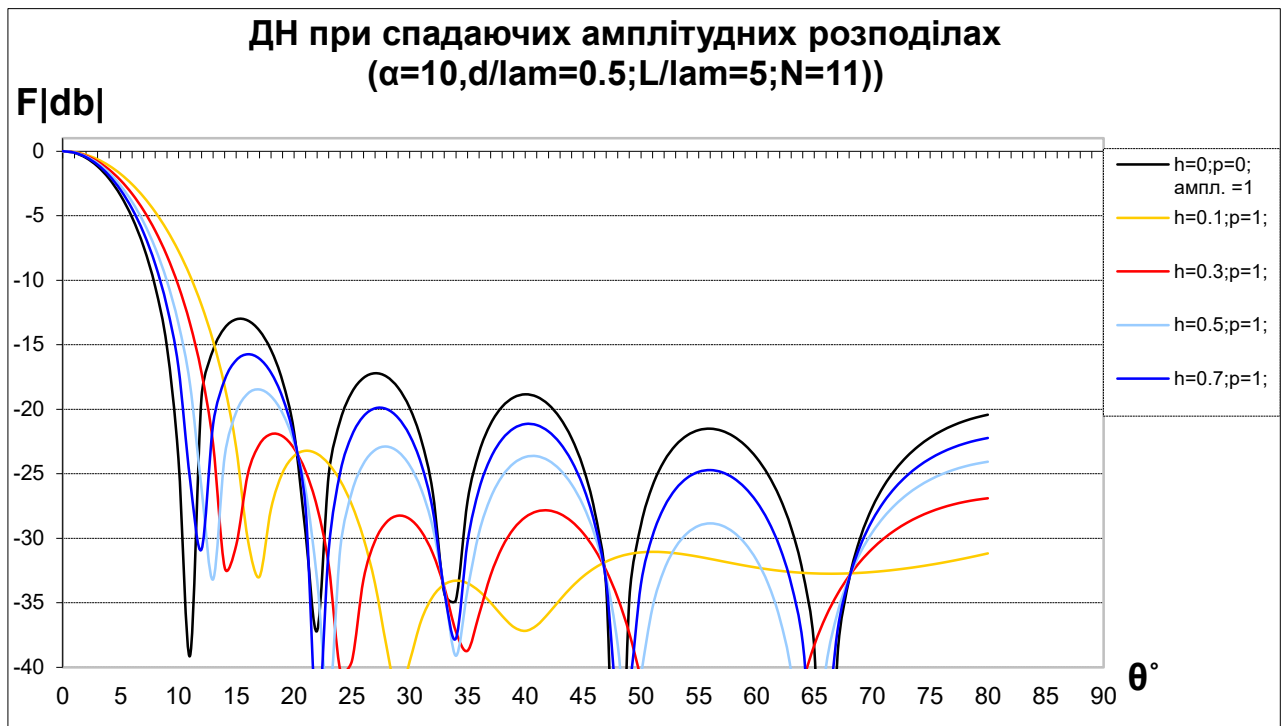


Рис.39

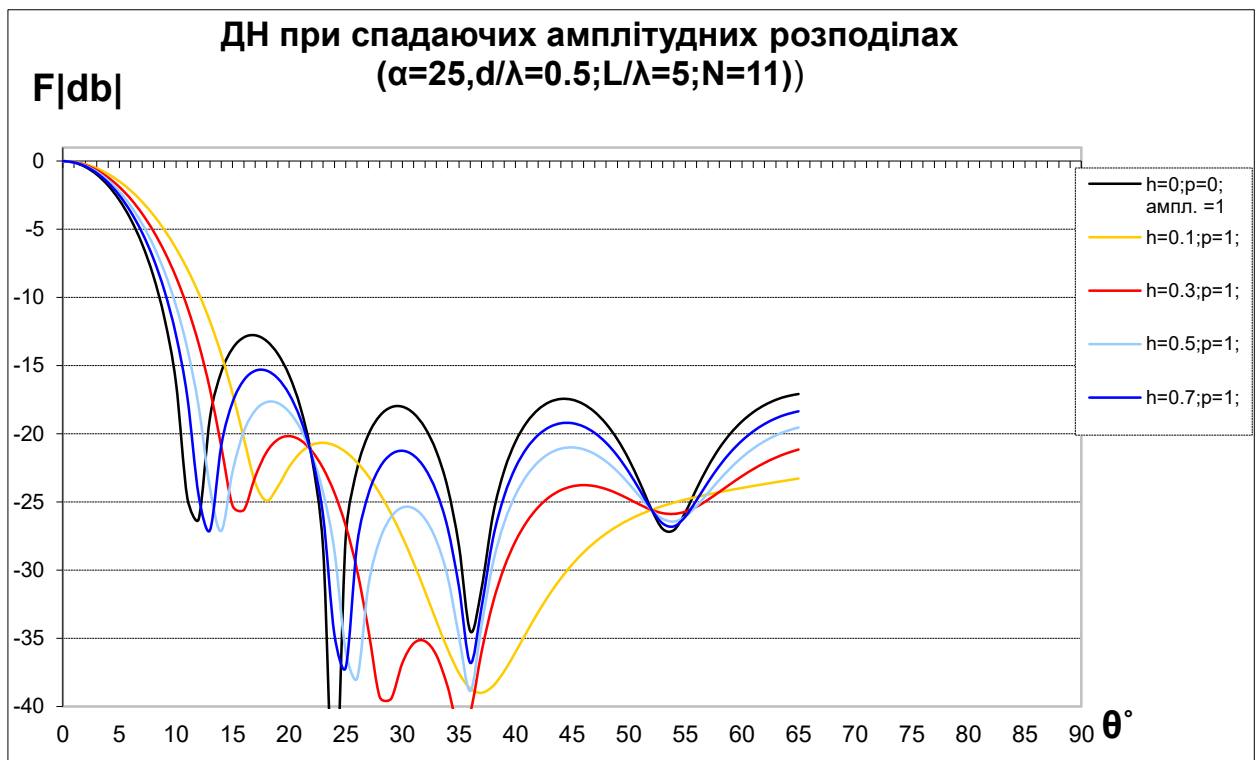


Рис. 40.

Добре помітно, що закон убуття бічних пелюсток зі збільшенням кута відхилення α при більших значеннях h спотворюється. Але все-таки розглянутий спосіб зниження бічних пелюсток цілком годиться для куткових антенних решіток.

Поліпшення спрямованих властивостей антенних решіток шляхом живлення обраної пари випромінювачів відкоректованими амплітудами.

Останнім з розглянутих у цій роботі способів поліпшення спрямованих властивостей антенних решіток є живлення обраної пари випромінювачів струмами, відмінними від тих, якими живляться інші випромінювачі антени. Варіювати значення струму можна по амплітуді, фазі й взагалі закриваючи обрані випромінювачі. Розглянемо вплив таких параметрів докладніше.

Розглянута антенна решітка складається з 11 шт. випромінювачів: 5-ти пар й 0-вий центровий.

На рис. 41 представлені діаграми спрямованості лінійної, а на рис. 42 — куткової ($\alpha = 15^\circ$) антенних решіток при почерговім закритті різних пар випромінювачів.

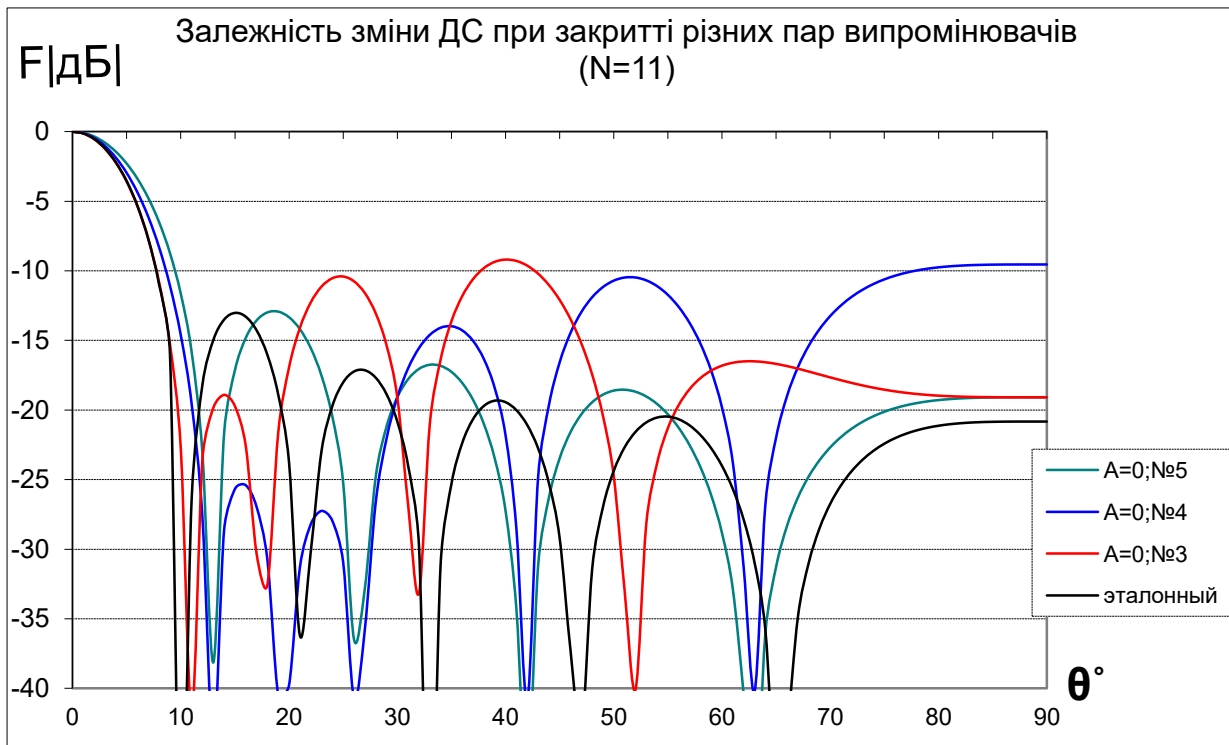
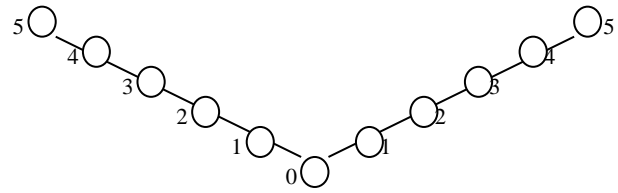


рис. 41.

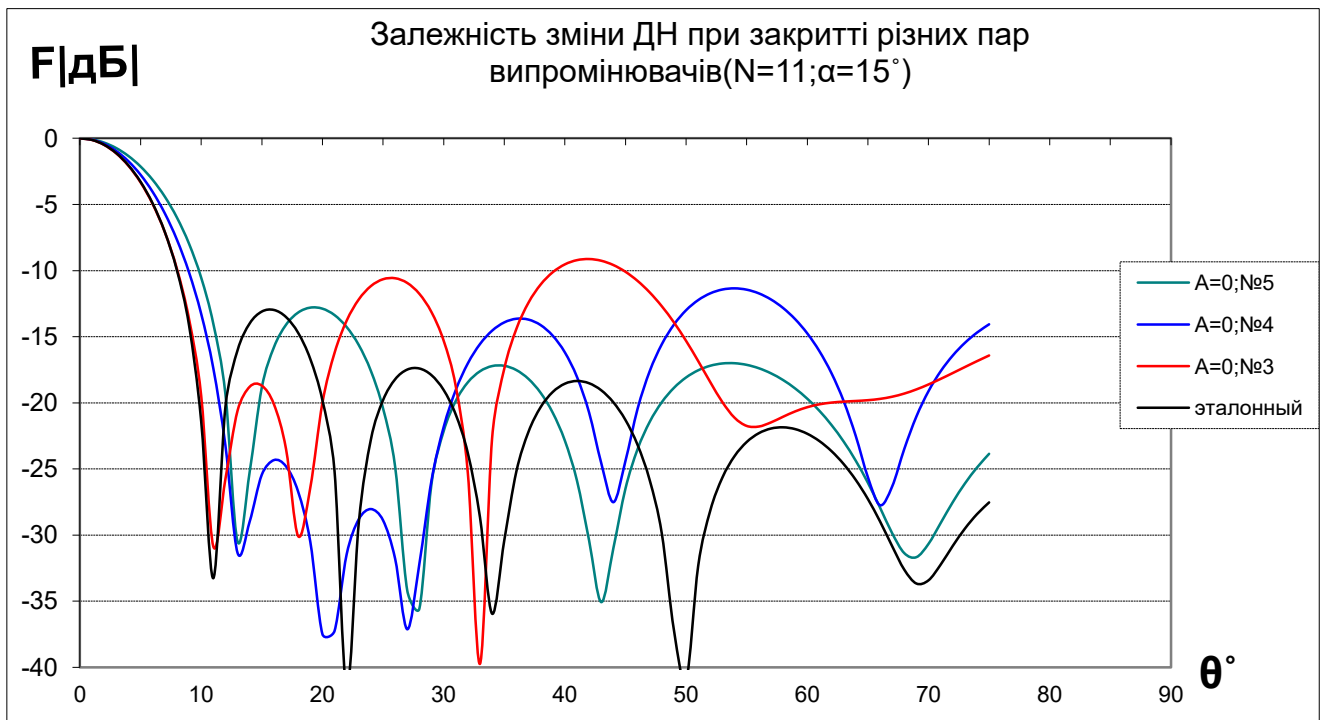


Рис. 42.

Лінійна й куткова антени поведуться подібним чином. Кращий результат в обох випадках помітний при закритті 4-ої пари випромінювачів, при яким спостерігається значне зниження відразу двох перші бічні пелюсток.

Спроба поліпшити характеристики антенних решіток живленням обраних пар випромінювачів різними значеннями фаз привела до зворотного результату — значному погіршенню спрямованих властивостей.

Деякі поліпшення спостерігалися при живленні 4-ої пари випромінювачів протифазними струмами різної амплітуди (див. рис. 43 і 44).

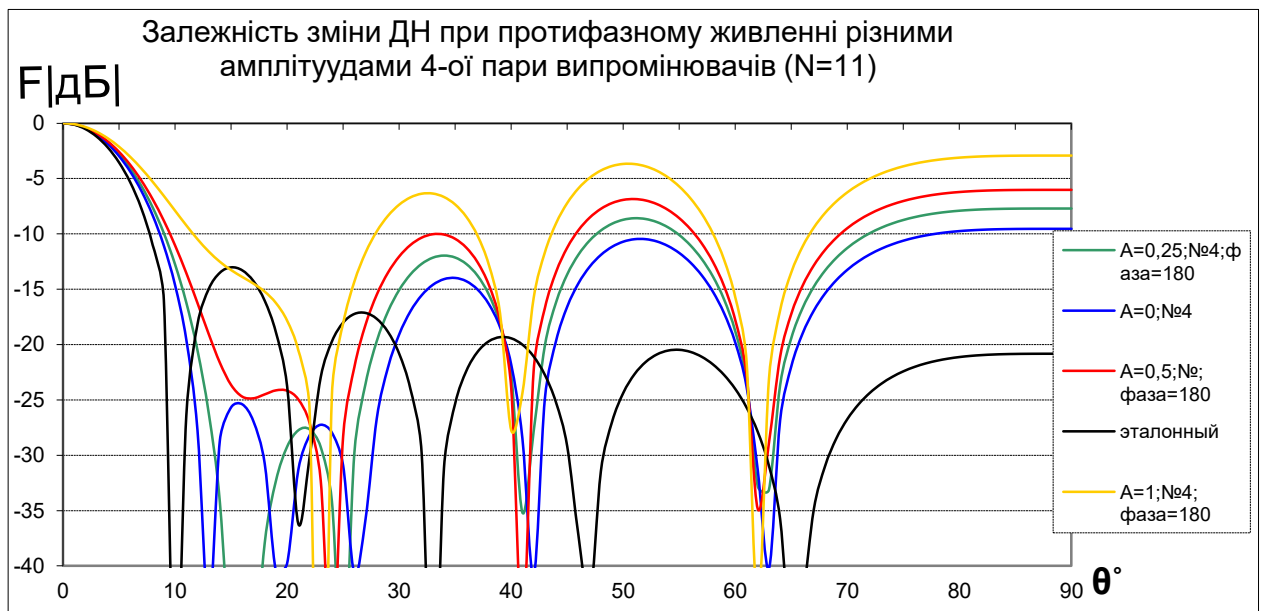
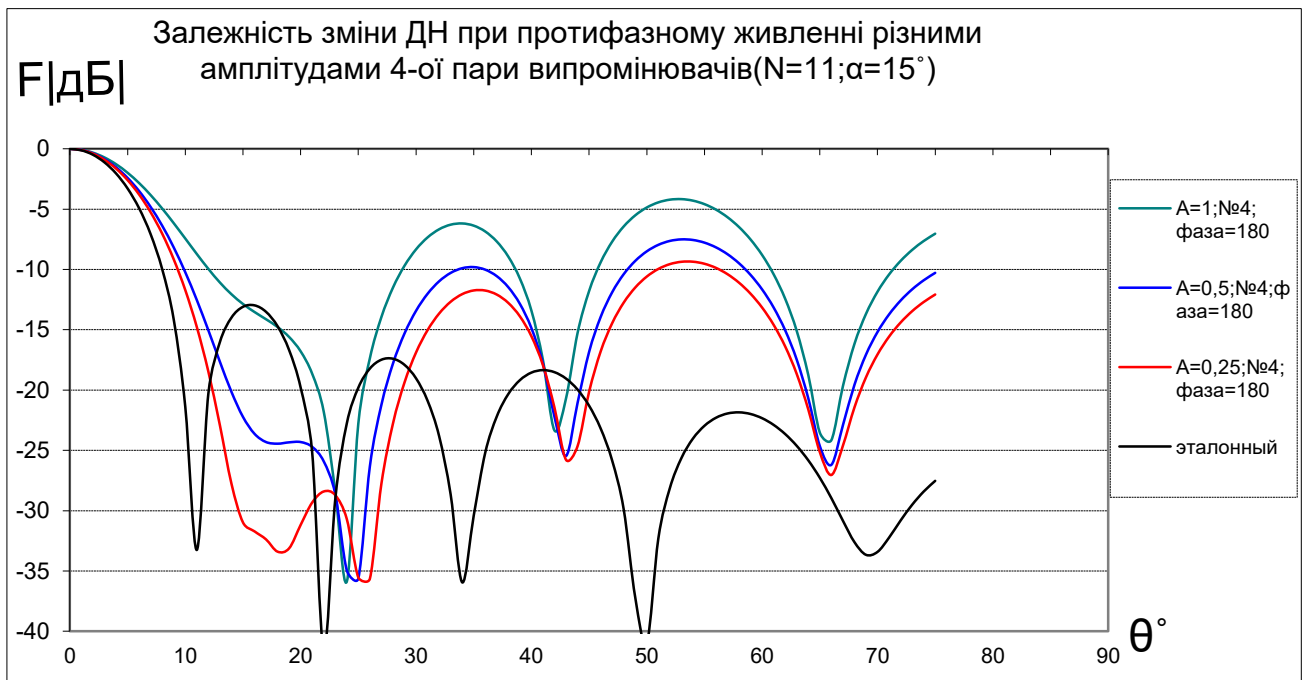
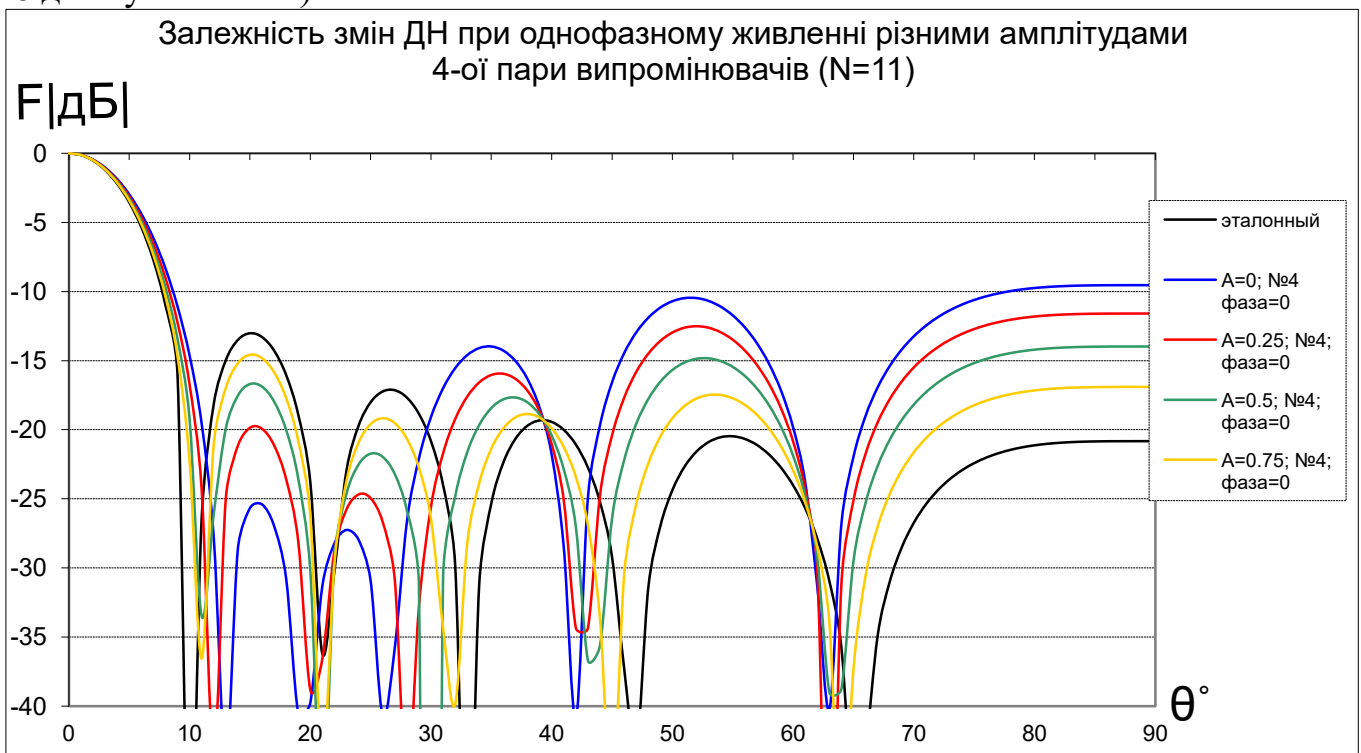


Рис. 43.



Але навіть для випадків, показаних на рис. 43 і 44, видно, що збільшення протифазної амплітуди більш ніж на 0.5 приводить до значного зростання бічних пелюсток вищих порядків і розширенню головного максимуму. Але для випадків, коли необхідно понизити саме рівень першої бічної пелюстки, цей спосіб цілком застосуємо.

Найкращий ефект спостерігається при синфазному живленні зниженою амплітудою 4-ої і 3-ї пари випромінювачів (див. рис. 45 і 46 для лінійної й рис. 47 і 48 для куткової АР).



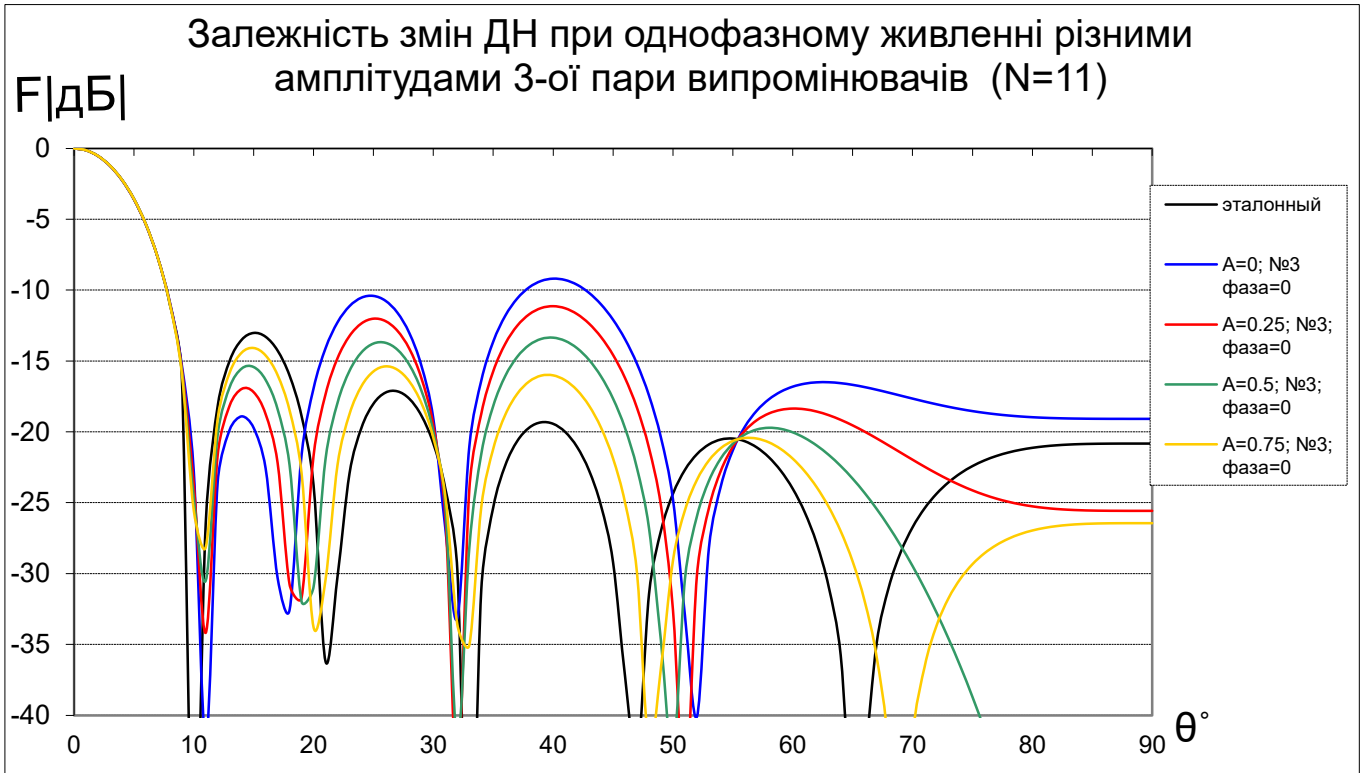


Рис. 46

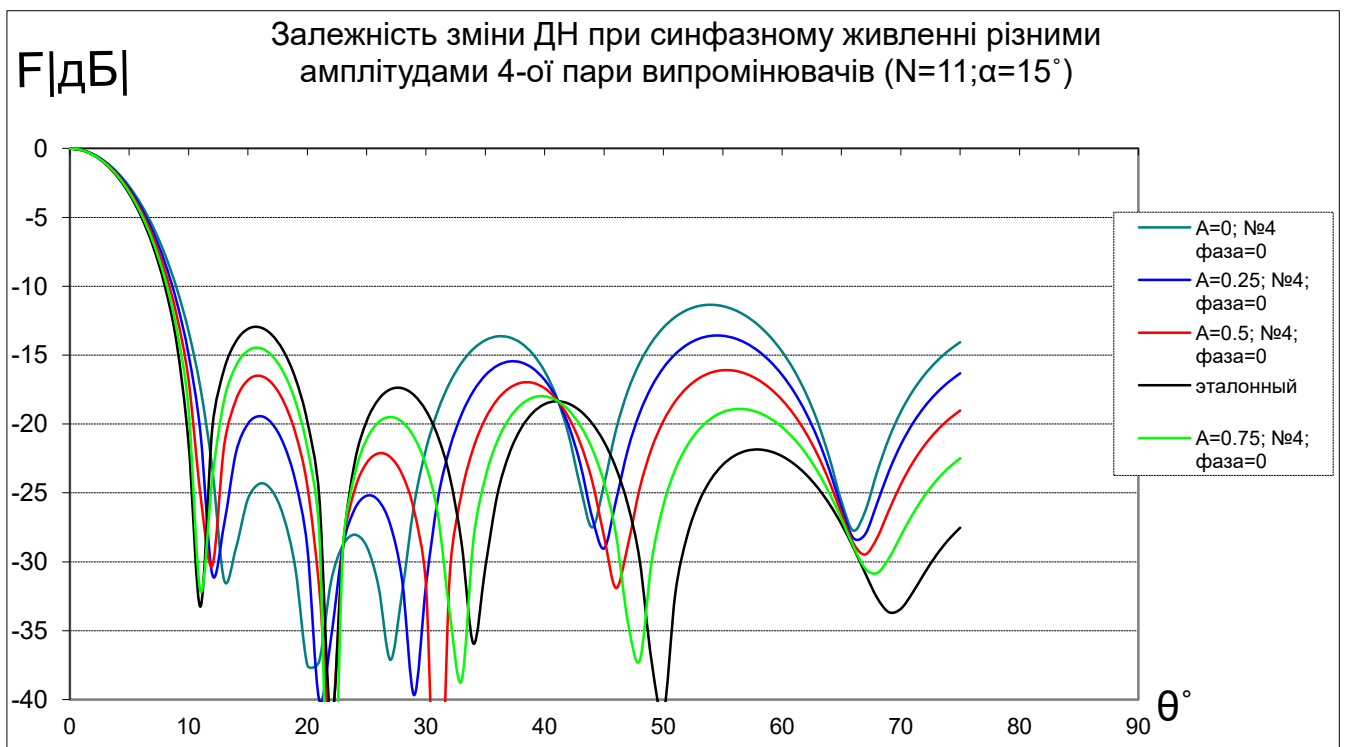


Рис. 47

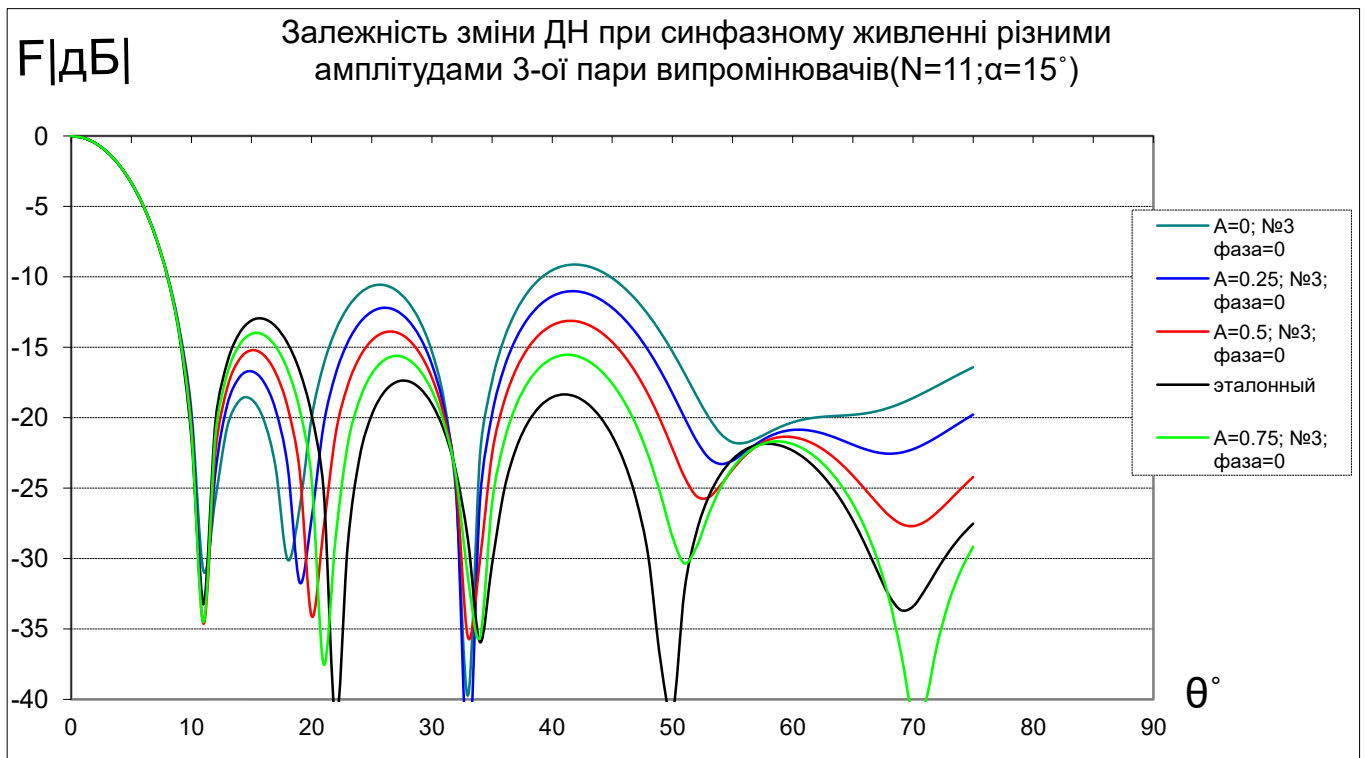


Рис. 48

Як видно, живлення малими синфазними амплітудами 4-ої пари випромінювачів приводить до більш сильного зниження рівня 1-го бічної пелюстки як у лінійній, так і в кутковій АР у порівнянні із живленням подібними амплітудами 3-її пари випромінювачів. Але в-другому випадку ширина головного максимуму діаграми спрямованості не збільшується, що є незаперечним козирем.

ВИСНОВКИ

Теоретично доведено, що зміна кута між підрешітками куткової антенної решітки зі зменшуваним, пропорційно цьому куту, розкритом приводить до:

- 1) невеликого розширення головної пелюстки діаграми спрямованості;
- 2) незначного збільшення рівнів непарних бічних пелюсток і зменшенню парних;
- 3) значного зниження КСД при збільшенні кута більш ніж на 30° .

Також показано, що збільшення відстані d між випромінювачами в куткових антенних решітках так само, як і в лінійних АР, приводить до зменшення ширини головної пелюстки діаграми спрямованості й невеликому підвищенню рівня бічних.

Збільшення кута між підрешітками у хвилевідно-щілинній антені приводить до:

- 1) звуження головної пелюстки при незмінному рівні бічних у випадку жолобкової антени;
- 2) розширення головного при незмінному рівні бічних у випадку ковзаної антени.

Нееквідистантність за лінійним законом в антенах хвилевідно-щілинного типу приводить до зниження першого й збільшенню декількох останніх бічних пелюсток, а також до зменшення КСД антени.

Розглянута куткова антенна решітка має непогані характеристики відносно спрямованих властивостей у випадку невеликих кутів відхилення підрешіток від лінійного випадку. Зміна основних її параметрів, таких як розмір антени й відстань між випромінювачами приводить до таких же результатів, що й у випадку лінійних АР. Застосування основних методів поліпшення спрямованих властивостей, таких як спадаючий амплітудний розподіл, нееквідистантний розподіл випромінювачів і корекція амплітуди обраної пари випромінювачів, приводить до позитивних результатів, що практично не відрізняються від таких у випадку лінійної антенної решітки.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Н. Н. Горобец, Ю. Н. Горобец, В. М. Дахов. Угловые антенные решетки бегущей волны с центральным возбуждением. //Радиофизика и радиоастрономия, 2000, т. 5, №4, стр. 416–423.
2. Н. Н. Горобец, Ю. Н. Горобец, В. М. Дахов. Профилрованные антенные решетки бегущей волны с центральным возбуждением. //Вестник Харьковского национального университета им. В. Н. Каразина. №570 — Радиофизика и электроника, вып.2, 2002, с. 8-12.
3. В. Н. Ловеров, В. Е. Ямайкин, В. Н. Ковалев, О. А. Юрцев, В. Н. Руденко, А. В. Рунов. Основы проектирования антенных устройств СВЧ. //Минск 1970.
4. Ю. В. Шубарин. Антенны сверхвысоких частот. //Изд.ХНУ,1960. 284 с
5. Р. С. Хансен. Сканирующие антенные системы СВЧ. Т.1(2,3). //изд. «Советское радио», 1966(68,71)г.
6. King R.W.P. The Theory of Linear Antennas.- Harv.Univ.Press, Cambr.-Mass.,1956, 944p.

