

Міністерство освіти і науки України  
Національний університет «Запорізька політехніка»  
Кафедра радіотехніки та телекомунікацій

## **МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ**

до виконання лабораторної роботи  
з дисципліни  
«Анти специального назначения та САПР антен»  
«Дослідження фазованої антенної решітки»  
для студентів спеціальності  
172 «Електронні комунікації та радіотехніка»  
ОПП «Радіотехніка»  
всіх форм навчання

Методичні вказівки до виконання лабораторної роботи з дисципліни «Анени спеціального призначення та САПР антен» «Дослідження фазованої антенної решітки» для студентів спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка» ОПП «Радіотехніка» всіх форм навчання / Укл.: Т.І. Бугрова, Г.В. Мороз. – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2024. – 29 с.

Укладачі: к.т.н., доц. Т.І. Бугрова,  
ст. викладач. Г.В.Мороз

Рецензент: д.т.н., проф. Д.М. Піза

Відповідальний  
за випуск: к.т.н., доц. Т.І. Бугрова

Затверджено:  
на засіданні кафедри  
радіотехніки та телекомунікацій  
Протокол № 5 від 05.04.2024 р.

Рекомендовано до видання НМК  
факультету інформаційної безпеки та  
електронних комунікацій  
Протокол № 6 від 24.04.2024 р.

**ЗМІСТ**

1. МЕТА РОБОТИ.....	4
2. ОСНОВНІ ВЛАСТИВОСТІ ФАЗОВАНИХ АНТЕННИХ РЕШТОК.....	4
3. ОПИС ВИМІРЮВАЛЬНОЇ УСТАНОВКИ.....	24
4. ЗАВДАННЯ ДО РОЗРАХУНКОВОЇ ЧАСТИНИ.....	24
5. ЗАВДАННЯ ДО ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЇ ЧАСТИНИ.....	26
6. ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ.....	26
7. ЗМІСТ ЗВІТУ .....	27
8. КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ.....	28
9. ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ.....	29

## **ЛАБОРАТОРНА РОБОТА**

### **ДОСЛІДЖЕННЯ ФАЗОВАНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ**

#### **1 МЕТА РОБОТИ**

- 1.1 Вивчення властивостей фазованих антенних решіток.
- 1.2 Оволодіння методикою розрахунку діаграм спрямованості фазованих антенних решіток.
- 1.3 Експериментальне дослідження лінійної фазованої антенної решітки.
- 1.4 Порівняння експериментальних результатів з розрахунковими.

#### **2 ОСНОВНІ ВЛАСТИВОСТІ ФАЗОВАНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК**

Фазовані антенні решітки (ФАР) – це багатоелементні антенні системи, що дозволяють змінювати положення діаграми спрямованості (ДС) у просторі шляхом зміни амплітудно-фазового розподілу електромагнітного поля в нерухомому розкритті решітки, тобто, здійснювати електричне сканування ДС. Цей спосіб огляду простору є найбільш швидкодіючим, тому ФАР знайшли широке застосування в радіолокації, навігації, радіоастрономії, телебаченні, радіометрії, радіозв'язку, радіоуправлінні. Без ФАР неможливо було б подальше освоєння космосу. Вони дають не тільки енергетичний вигравш завдяки зростанню коефіцієнта підсилення антени, але і забезпечують електромагнітну сумісність різних радіотехнічних систем, поліпшують їхню перешкодозахищеність. Сучасні пристрої СВЧ дозволяють створити не тільки керований фазовий розподіл в антенній решітці, але і провести первісну обробку інформації, що надходить, безпосередньо у високочастотному тракці антени. Застосування ФАР з обробкою сигналу є найбільш перспективним напрямком антенної техніки (зокрема, адаптивні,

самонастроювальні ФАР, з штучним розкритом, з тимчасовою модуляцією параметрів і т.п.).

Таким чином, застосовувані на практиці антени є складними системами, що мають до десятків тисяч і більш випромінювачів, активних елементів, фазообертачів, керування якими здійснюється спеціальної ЕОМ. Конструкція таких антен виявляється дуже складною і визначає габарити, вартість і параметри всієї радіосистеми в цілому.

Антенні решітки являють собою в загальному випадку систему ідентичних дискретних випромінюючих елементів, розташованих по визначеному закону. Найбільш поширені лінійні, кільцеві і плоскі решітки, іноді випромінювачі розташовуються на криволінійних поверхнях.

Найпростішої є еквідистантна лінійна решітка, у якій випромінюючі елементи розташовані уздовж прямої, яку називають віссю решітки, на рівних відстанях  $d$  один від одного (рис.1).

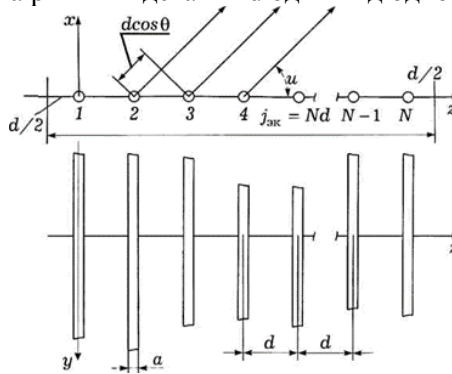


Рис.1 - Геометрія лінійної еквідистантної антенної решітки

Діаграма спрямованості  $f(Q)$  таких решіток визначаються вираженням:

$$F(Q) := f(Q) \cdot \sum_{n=1}^N I_n \cdot Q^{j^k \cdot d \cdot n \cdot \sin(Q)} \quad (1)$$

де -  $Q$  кут, відлічуваний від нормалі до осі решітки;

$N$ -число випромінювачів у решітках;

$I_n$ - комплексна амплітуда струму в  $n$ -ому випромінювачі;

$f(\theta)$  - діаграма спрямованості одиночного випромінювача.

Якщо струми в елементах решіток мають однакову амплітуду, а фази струмів змінюються по лінійному закону, тобто  $I_n := I \cdot e^{-j(n-1)\beta}$ , де  $\beta$  - фазове зрушення між струмами в сусідніх елементах (фаза струму в кожному наступному елементі відстає від фази в попередньому на величину  $\beta$ ), то діаграма спрямованості розраховується по формулі (1)

$$F(\theta) := f(\theta) \frac{\sin\left[\frac{N}{2}(kd\sin(\theta) - \beta)\right]}{N \cdot \sin\left[\frac{1}{2}(kd\sin(\theta) - \beta)\right]} := f(\theta) \cdot F_n(\theta) \quad (2)$$

де  $F_n(\theta)$  - так називаний нормований множник решітки. Введемо узагальнюючу кутову змінну:

$$\phi := \frac{N}{2} \cdot (k \cdot d \cdot \sin(\theta) - \beta) \quad (3)$$

Тоді множник решітки прийме вид:

$$F_n(\phi) := \frac{\sin(\phi)}{N \cdot \sin\left(\frac{\phi}{N}\right)} \quad (4)$$

Залежність множника решітки  $F_n(\phi)$  від узагальнюючої кутової змінної  $\phi$  являє собою періодичну функцію (рис.2).

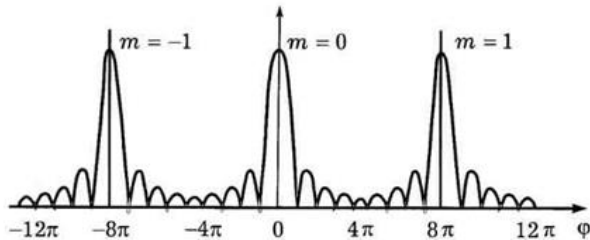


Рис.2 - Залежність множника решітки від узагальнюючої кутової змінної  $\phi$

Зазвичай решітки розташовуються над яким-небудь екраном (рис. 3) для усунення випромінювання в нижньому півпросторі. У цьому випадку кут  $\theta$  розглядається в межах:

$$-\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$$

Крайнім значенням кута  $\theta$  відповідає:

$$\phi_{\min} := \frac{N}{2} \cdot (-k \cdot d - \beta)$$

$$\phi_{\max} := \frac{N}{2} \cdot (k \cdot d - \beta)$$

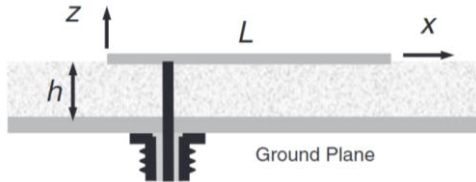


Рис.3-Елемент антенної решітки над металевим екраном

Таким чином, реальна діаграма множника решітки, тобто в залежності від кута  $\theta$ , описується тільки частиною графіка, приведеного на рис.2, а саме в межах  $\phi_{\min} \leq \phi \leq \phi_{\max}$  відповідних  $|\sin(\theta)| \leq 1$  (області реальних кутів).

Кутове положення головних максимумів функції  $F_n(\theta)$  визначається рівнянням:

$$\sin(\theta_{\text{гл.макс}}) := \frac{2 \cdot m}{k \cdot d} + \frac{\beta}{k \cdot d} \quad (5)$$

де  $m = 0; \pm 1; \pm 2; \dots$

Найбільшу зацікавленість представляють решітки, діаграма спрямованості яких має тільки один головний максимум, що відповідає  $m=0$  у формулі (5) і маючий назву основного головного максимуму. Напрямок основного головного максимуму визначається рівнянням:

$$\sin(\theta_{\text{осн.макс}}) := \frac{\beta}{k \cdot d} = \frac{\beta \cdot \lambda}{2\pi \cdot d} \quad (6)$$

Інші максимуми, положення яких визначається вираженням (5), носять назву вторинних головних (чи дифракційних) максимумів. Очевидно, вторинні головні максимуми мають місце в реальній діаграмі решітки, якщо

$$\left| \frac{2 \cdot m}{k \cdot d} + \frac{\beta}{\lambda \cdot d} \right| < 1 \quad (7)$$

Чим менше  $\beta$ , тим рідше розташовані головні максимуми. Інтенсивність прояву вторинних головних максимумів, обумовлених множителем  $F_n(\theta)$  у діаграмі спрямованості решітки,

залежить від спрямованих властивостей одиночного випромінювача. Дійсно, у відповідності до (2) діаграма спрямованості антенної решітки є добуток множника решітки на діаграму спрямованості одиночного елемента. Тому, якщо одиночний елемент має незначне випромінювання в напрямку дифракційного максимуму, то останній виявиться подавленим. Сказане ілюструється рис.4, відповідний випадку  $\beta=0$ .

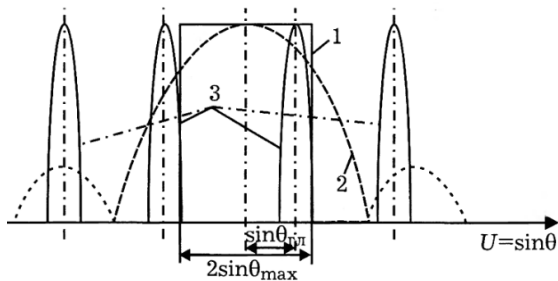


Рис.4 - Вплив спрямованості елемента решітки на результуючу ДС решітки: 1-ідеальний; 2-реальний; 3-пелюстки множника решітки

Якщо решітки складаються зі спрямованих елементів, то усунути вторинні головні максимуми можна відповідним вибором відстані між елементами  $d$  (у частках довжини хвилі  $\lambda$ ). Як впливає  $z$  (7), для цього необхідно вибрати

$$d < \lambda - \beta/k \quad (8)$$

Як видно з формули (6), змінюючи величину зрушення фази між сусідніми випромінювачами  $\beta$  частоту коливань  $f$  (довжину хвилі  $\lambda$ ) чи відстань між випромінювачами  $d$ , можна керувати положенням максимуму діаграми спрямованості. Отже, положення основного пелюстка ДС у просторі залежить тільки від співвідношення  $kd$  і  $\beta$  и не зв'язано з числом випромінювачів  $N$ . Якщо  $\beta=0$ , то  $\theta_{\text{гл}} = 0$ . Головний максимум перпендикулярний осі решітки. Саме в цьому напрямку поля від усіх випромінювачів решітки складаються арифметично, тому що вони збуджуються синфазно, а відстань від джерел до крапки спостереження однакові. В міру збільшення  $\beta/kd$  основний пелюсток відхиляється від нормалі до осі решітки убік позитивної осі  $z$  (рис.5). Якщо змінити знак  $\beta$ , то це приведе до відхилення діаграми спрямованості в протилежну сторону.

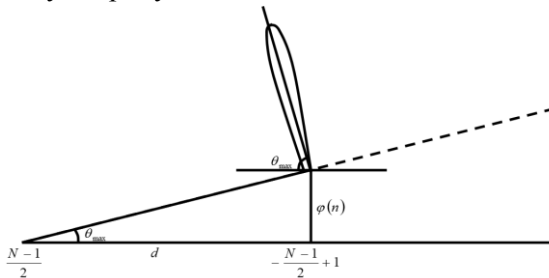


Рис.5 - Відхилення максимумів ДС решітки від осі на кут, залежний від фазового зсуву  $\beta_x$

Практичне застосування знаходять в основному частотне і фазове керування положенням діаграми спрямованості, оскільки зміна відстані між випромінювачами породжує великих труднощів конструктивного характеру.

У цій роботі вивчаються властивості антенної решітки, у якій переміщення діаграми спрямованості в просторі досягається шляхом зміни фазового зрушення між випромінювачами. Такі решітки одержали назва фазованих антенних решіток (ФАР). При зміні фазового зсуву  $\beta$  відбувається відхилення головного максимуму, причому, як видно з (6), убік елементів з відстаючою фазою. Помітимо, що відхилення максимуму діаграми спрямованості антенної решітки відбувається тільки за рахунок зсуву множника решітки, орієнтація ж діаграми

спрямованості одиночного елемента, зрозуміло, при цьому не змінюється.

При відхиленні основного головного максимуму діаграми спрямованості всі інші головні максимуми, положення яких визначається по формулі (5), також зрушаються в розглянуте площині на кут, що залежить від фазового зрушення  $\beta$  (рис.6). Якщо зміна напрямку максимуму випромінювання відбувається в секторі кутів  $-\theta_k \leq \theta \leq \theta_k$  (сектор сканування), то фазове зрушення  $\beta$  повинний змінюватися, згідно (6), у межах

$$-k \cdot d \cdot \sin(\theta_k) \leq \beta \leq k \cdot d \cdot \sin(\theta_k) \quad (9)$$

Підставляючи максимальне значення величини  $\beta$  у (8), одержимо умову відсутності вторинних головних максимумів для спрямованих випромінювачів:

$$d < \frac{\lambda}{1 + \sin(\theta_k)} \quad (10)$$

Придушення вторинних головних максимумів можна також забезпечити шляхом додавання діаграми спрямованості одиночних випромінювачів. Однак при значній спрямованості елемента буде спостерігатися різке ослаблення основного максимуму на краях сектора сканування, таким чином, застосування спрямованих випромінювачів обмежує сектор сканування антенної решітки.

На практиці звичайно вимагають, щоб ширина діаграми спрямованості елемента по половинній потужності була рівна сектору сканування.

Однак створення спрямованого випромінювача, характеристика спрямованості якого швидко б зменшувалась до малих значень за межами сектора сканування, є складною задачею. Характеристики спрямованості реальних випромінювачів відрізняються від ідеальної. Тому число випромінювачів у реальних скануючих решітках більше мінімально можливого. Якщо ширина діаграми спрямованості ФАР не перевищує  $1^\circ$ , а сектор сканування в обох головних площинах менше  $10^\circ$ , то необхідну спрямованість можна одержати, поєднуючи в групи звичайні слабо напрямлені випромінюючі елементи (рис.6). Такі групи випромінювачів називаються підрешітками. Випромінювачі кожної підрешітки

збуджуються синфазно і формують ДС, максимум якої орієнтований у напрямку нормалі до площини решітки. При скануванні фази збудження кожної з підрешіток, які можна розглядати як окремі випромінювачі антени, змінюються за допомогою фазообертачів. Відносні розміри підрешіток вибираються відповідно до заданого сектора сканування і припустимим рівнем дифракційних максимумів вищих порядків.

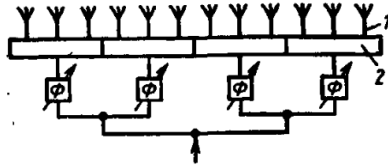


Рис.6 - ФАР з нескануючими “підрешітками”: 1 - випромінювачі підрешіток; 2 - підрешітки

Ширина діаграми спрямованості по половинній потужності і по нулях може бути приблизно визначена по формулах:

$$\begin{aligned}
 2 \cdot \theta_{0,5} & \approx 0.866 \frac{\lambda}{N \cdot d \cdot \cos(\theta_{\text{гл}})} \text{ рад} & 51^\circ \cdot \lambda \\
 & & N \cdot d \cdot \cos(\theta_{\text{гл}}) \\
 2 \cdot \theta_0 & \approx \frac{2\lambda}{N \cdot d \cdot \cos(\theta_{\text{гл}})} & 115^\circ \cdot \lambda \\
 & & N \cdot d \cdot \cos(\theta_{\text{гл}})
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

де  $\theta_{\text{гл}}$  - напрямок основного головного максимуму ДС. Звідси випливає дуже важливий висновок: зі збільшенням електричного розміру решітки  $Nd/\lambda$  основний пелюсток ДС звужується. При однакових розмірах решітки ширина основного пелюстка залежить від напрямку максимального випромінювання. Як видно з (11), хитання ДС супроводжується розширенням її головного пелюстка. При відхиленні від нормалі до осі решітки порушується також симетрія відносно

Формула (11) справедлива для решіток великих електричних розмірів ( $L = Nd \gg \lambda$ ). У загальному випадку знаходиться шляхом рішення трансцендентного рівняння:

$$\frac{\sin\left(\frac{N}{2} \cdot k \cdot d \cdot \sin(\theta_{0,5})\right)}{N \cdot \sin\left(\frac{1}{2} \cdot k \cdot d \cdot \sin(\theta_{0,5})\right)} := 0.707$$

Численні теоретичні й експериментальні дослідження показали, що не слід зневажати взаємним впливом випромінювачів решітки. Згідно (2) взаємодія між випромінюючими елементами в решітці виявляється в такий спосіб:

- вхідний опір випромінюючого елемента в антенній решітці відрізняється від його опору у вільному просторі і є функцією кута сканування;

- змінюється ДС елемента і форма множника решітки;
- спотворюються поляризаційні характеристики.

У ряді випадків взаємодія елементів у решітці приводить до різкої неузгодженості між розкритом антени і ланцюгами живлення. Великі антенні решітки при таких кутах сканування потрапляють у режим "осліплення". Взаємний вплив елементів решітки особливо велике, якщо структура ФАР така, що уздовж неї зможуть поширюватися хвилі поверхневого типу (що виникають при наявності діелектричних покриттів) (рис.7).

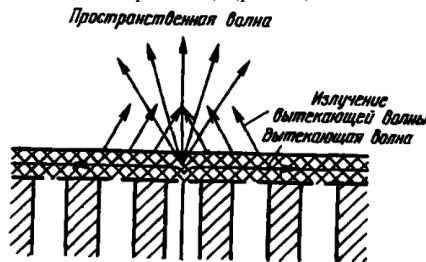


Рис.7 - Витаюча хвиля в періодичній решітці при збудженні одного елемента

Ці хвилі називаються витікаючими, тому що при поширенні уздовж деякої структури втрачають свою енергію на випромінювання під деяким кутом і цим відрізняються від справжніх поверхневих хвиль,

що поширюються уздовж структури без загасання, зв'язаного з випромінюванням. Інтерференція поля хвилі, що випливає, в дальній зоні з полем, безпосередньо формованим амплітудно-фазовим розподілом у виді плоскої хвилі, може привести до повного зникнення випромінювання в дальній зоні при визначеному куті сканування. При цьому вся енергія, що підходить до ФАР по фідерній системі, запасається в ближнім полі решітки. Цей ефект називається "осліпленням" ФАР і характеризується провалом до нуля у діаграмі спрямованості і повним відображенням падаючої хвилі у фідерних трактах елементів. На рис.8 представлена залежність коефіцієнта відображення від фазового зрушення  $\phi = kd \sin \theta$  для нескінченних плоских решіток із плоских хвилеводів з одношаровим діелектричним покриттям з  $\epsilon = 3,06$ . Відстані між хвилеводами ( $d$  рівні  $0,57\lambda$ ). Як видно, при відсутності діелектричного покриття і при малій його товщині  $t = \lambda / 4$  ( $\lambda$  - довжина хвилі в діелектрику) не виникає резонансних піків у кривих модуля коефіцієнта відображення, що відповідають "осліпленню" ФАР. При  $t \geq \frac{\lambda \epsilon}{4}$

виникають резонансні піки, і чим товстіше стає діелектричне покриття, тим більше вони стають гострими і сильніше притискаються до напрямку нормалі до площини решіток.

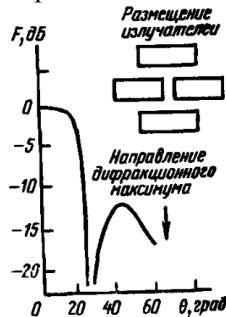


Рис.8 - Залежність коефіцієнта відображення від кута сканування для решітки з паралельних пластин з одношаровим діелектричним покриттям ( $a/\lambda=b/\lambda=0.5714$ ,  $\epsilon=3.0625$ )

Для ослаблення впливу взаємного зв'язку між елементами на характеристики ФАР у даний час користаються трьома можливостями:

1. Включають у фідерні лінії чи вентиля циркулятори, що зменшує зміну вхідного опору при скануванні.

2. Зменшують зв'язок між випромінювачами, наприклад, за допомогою перегородок, що екранують.

3. Застосовують додаткові ланцюги зв'язку між фідерними лініями для компенсації взаємних зв'язків.

Питання взаємного зв'язку елементів ФАР розглядаються в спеціальних монографіях [3,4]. Впливає, однак, відзначити, що проблема проектування ФАР з урахуванням взаємних зв'язків у даний час далека від остаточного рішення.

Зміна фазового зрушення  $\beta$  між сусідніми випромінювачами в лінійних решітках може, вироблятися різними способами порушення випромінювачів ФАР: за допомогою ділянок потужності оптичного типу і фідерної схеми живлення.

Схеми антенних решіток з ділянками оптичного типу бувають двох видів: прохідні і відбивні. У першому випадку енергія від випромінювача падає на колекторну (Рис.9) решітку, проходить через високочастотні ланцюги і фазообертачі, а потім випромінюється в необхідному напрямку іншими решітками, у другому (Рис..9,б) колекторна і випромінюється решітки сполучені. Потужність, прийнята від випромінювача, випромінюється в необхідному напрямку.

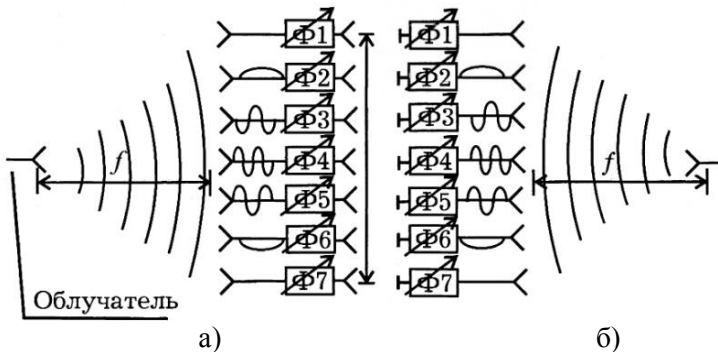


Рис.9 - Квазіоптичні системи збудження випромінювачів ФАР:  
а- прохідна оптична ФАР; б- відбивна оптична ФАР

Достоїнством ділянок оптичного типу є простота при великому числі випромінювачів. У якості випромінювача можна застосовувати випромінювача дзеркальних антен. Перевагою

решітки відбивного типу є їх конструктивна й експлуатаційна зручність, що полягає в доступності випромінюючих елементів при настроюванні і заміні з невипромінюючої сторони. У прохідних решітках можна одержати кращі характеристики, оптимізуя Окремо колекторну і перевипромінюючу решітки.

До недоліків решітки з оптичним способом порушення елементів варто віднести "переливання" енергії через краї решітки, подібно тому, як це має місце в дзеркальних антенах. Це приводить до зменшення коефіцієнта використання поверхні і збільшенню тла бічного випромінювання.

Дільники у вигляді закритого фідерного тракту виконуються по двох схемах: послідовного і паралельного розподілу потужності (рис.10). При послідовному розподілі потужності фазообертачі можуть бути включені в бічні відгалуження фідерного тракту, що едуть до випромінювачів (рис. 10, а). У цьому випадку в кожний з  $N$  фазообертачів проходить  $1/N$  потужності, а втрати потужності визначаються втратами, внесеними одним фазообертачем. Недоліком даної схеми є різна електрична довжина шляху від входу антени до випромінювачів, що може привести до фазових перекручувань на краях частотного діапазону. Для усунення фазових перекручувань у бічні відгалуження необхідно включати компенсаційні відрізки фідера.

При паралельній схемі розподілу потужності (рис.10,б), що також дозволяє використовувати малопотужні фазообертачі, загальні втрати потужності визначаються втратами в одному фазообертачі і є можливість вирівнювання довжин окремих каналів для забезпечення широкосмуговості. Недоліком паралельної схеми є складність узгодження при розподілі потужності на велике число каналів. До схем паралельного розподілу відноситься двійково-поверхова схема (так звана "ялінка"), у кожному вузлі якої відбувається розподіл потужності, рівний чи нерівний.

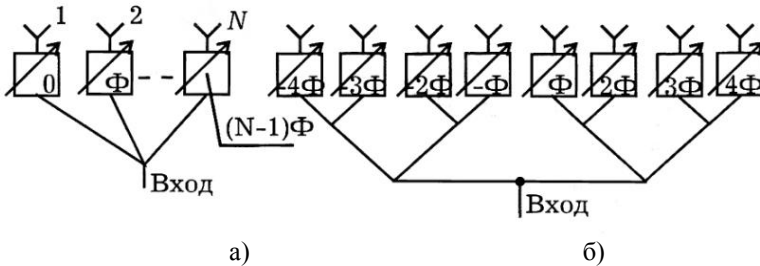


Рис.10-Послідовна та паралельна схеми живлення випромінювачів ФАР: а) - послідовна схема; б) паралельна схема

В якості дільників потужності можуть використовуватися різні вузли: хвильоводні і коаксіальні трійники, хвильоводні мости, спрямовані ответвители на зв'язаних полозкових лініях, а також кільцеві резистивні дільники потужності на смужкових лініях.

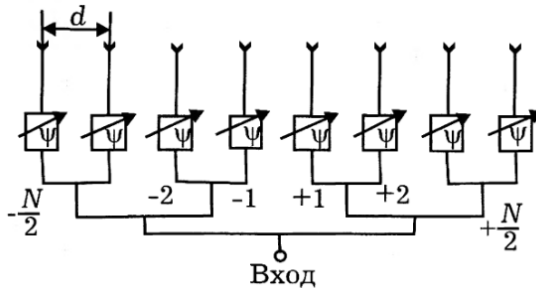


Рис.11 - Паралельна схема живлення випромінювачів ФАР систем "ялинка"

У розглянутих схемах живлення ФАР зміна фази в кожному фазообертачі може здійснюватися як плавно, так і стрибком на величину  $\Delta\beta$ , що називають дискретом фазування. Дискретні фазовані пристрої використовуються частіше, тому що їхні характеристики більш стабільні. Пояснюється це тим, що керуючі пристрої (наприклад, напівпровідникові рпн-діоди чи ферити з прямокутною петлею гистерезиса) працюють в перемикальному пристрої з використанням тільки двох крайніх областей їхніх характеристик - "Виключено" чи "Включено". Дискретний спосіб керування фазообертачів уперше був

запропонований Л.А.Дерюгіним у 1960 році і має назву комутаційного.

Однак комутаційні антени мають і ряд недоліків, найважливішим з яких є наявність фазових помилок, що виникають у зв'язку з тим, що фази порушення випромінювачів змінюються стрибком і можуть приймати тільки граничні значення. Це спричиняє зниження КСД антени, збільшення рівня бічного випромінювання і стрибкоподібне переміщення луча. Фазова помилка, що приводить до деякого перекручування форми діаграми спрямованості і зниженню КСД решітки:

$$D := D_c \left( \frac{\sin\left(\frac{\Delta}{2}\right)}{\frac{\Delta}{2}} \right)$$

де  $D_c$ - КСД антенної решітки без комутаційних фазових помилок;

$\Delta$  - дискрет зміни фази.

Величина зсуву головного максимуму ДС решітки  $\delta\theta$  через дискретну зміну фази пропорційна величині дискрета  $\Delta$  :

$$\delta\theta := 2\theta_{0,5} \cdot \frac{\Delta}{2N}$$

де  $2\theta_{0,5}$ - ширина променя ДС по половинній потужності;

$N$  - кількість випромінювачів у решітках.

Керування включенням необхідного фазового зміщення будується звичайно по цифровому принципі, поясненому на рис.12.

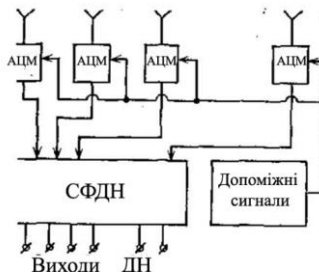


Рис.12 - Цифровий метод формування фазового зміщення випромінювача

Прохідний фазообертач розбивається на  $p$  каскадів, кожний з яких може знаходитися в одному з двох станів, що характеризується величиною фазової затримки  $0$  чи  $(\pi/2)^{m-1}$ , де  $m$  - номер каскаду. Для вибору кожного з  $M=2^p$  можливих фазових станів фазообертача досить використовувати тільки  $p$  керуючих сигналів, що приймають умовне значення  $0$  чи  $1$  (“виключене” - “включено”). Наприклад, у трьохрозрядному прохідному фазообертачі (тобто при  $p=3$ ) можлива реалізація наступних фазових станів:

сигнали	$\beta_{\text{дискр}}$ (град)
000	0
001	45
010	90
011	135
100	180
101	225
110	270
111	315

Окремі каскади фазообертача можуть бути побудовані за відбивною схемою (рис.13) з використанням трьохдецибельного спрямованого відгалужувача, за схемою з переключенням ліній (рис.14) або за схемою з підключенням у лінію реактивних навантажень. В останній схемі використовуються навантаження у вигляді реактивних провідностей, рознесених уздовж лінії передачі на  $\lambda/4$ , що переключаються за допомогою  $p$ -ін-діодів у ємнісний чи індуктивний стан.

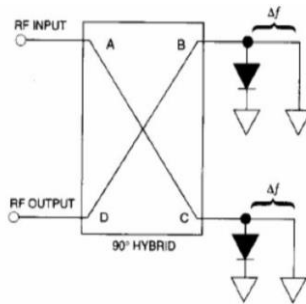


Рис.13 - Відбивний фазообертач з 3-х децибельним мостом

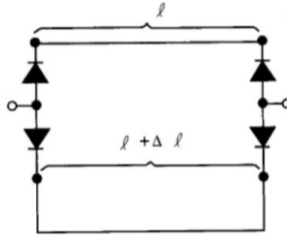


Рис.14 -. Фазообертач з переключенням ліній

При дискретному фазуванні точна реалізація необхідних фазових зрушень можлива для кутів

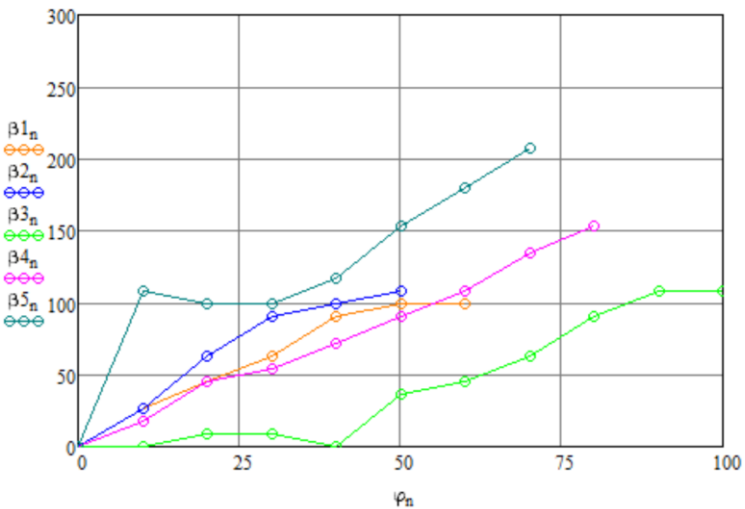
$$\theta_{\text{очн, макс.}} := \arcsin\left(\frac{n \cdot \Delta \cdot \beta}{k \cdot d}\right), \quad n=0; \pm 1; \pm 2, \dots \quad (17)$$

Для інших напрямків точна реалізація необхідних фазових зрушень неможлива. Наближений розподіл фаз знаходиться в такий спосіб: спочатку з формули (6) визначається точне ("ідеальне") значення фазового зсуву  $\beta$ , яке потім округляється до найближчого дискретного значення  $\beta_{\text{дискр.}}$ . При цьому зручно користуватися діаграмою, наведеною на рис.15 для фазообертачів з дискретом  $\Delta = 45^\circ$ . Суцільною прямою зображено можливі точні фазові розподіли. Реальним є дискретне значення фазового зрушення в кожному каналі  $\beta_{1n}, \beta_{2n}, \beta_{3n}, \beta_{4n}, \beta_{5n}$ . На рис. 15  $\varphi_n$  – положення регулятора блоку керування фазообертачами (БКФ).

Таблиця 1 - Керування фазами випромінювачів

Положення регулятора БКФ	Номер каналу				
	1	2	3	4	5
0	0	0	0	0	0
10	27	27	0	18	108
20	45	63	9	45	99
30	63	90	9	54	99

40	90	99	0	72	117
50	99	108	36	90	153
60	99	—	45	108	180
70	—	—	63	135	207
80	—	—	90	153	—
90	—	—	108	—	—
100	—	—	108	—	—



Положення регулятора БКФ, градуси

Рис.15 - Діаграма зміни фаз випромінювачів

У якості випромінювачів ФАР використовуються вібратори, відкриті кінці хвилеводів, діелектричні стрижневі, спіральні і щілинні випромінювачі й ін. В останні роки особлива увага приділяється друкованим випромінювачам [1]. Вибір того чи іншого типу випромінювачів визначається робочим діапазоном частот, вимогами до форми ДС окремого елемента, випромінюваної потужності, поляризаційними характеристиками широкополосності. Розглянемо більш докладно випромінювачі ФАР що найбільш часто зустрічаються.

Вібраторні випромінювачі в ФАР звичайно розташовуються над плоскою провідною поверхнею, що грає роль екрана і запобігає зворотному випромінюванню. Теоретичні й експериментальні дослідження показують, що найбільше істотно на характеристики вібраторного випромінювача в складі антенної решітки впливають два фактори: розміщення випромінювачів у решітках і положення їх щодо провідного екрана. Зменшення кроку решітки приводить не тільки до придушення вищих дифракційних максимумів, але і дозволяє поліпшити узгодження в широкому секторі кутів сканування. Зміна висоти вібраторного випромінювача над екраном приведе до поліпшення узгодження в крайніх положеннях луча при скануванні.

Схематичне зображення конструкції вібраторного випромінювача, розташованого над провідним екраном 3, представлено на рис.16. У конструкцію, крім власне вібратора 1, входять симетруючий пристрій 2 і підходяща лінія 3, що виконують одночасно функції механічних опор, які підтримують плечі вібратора. Наявність опор за певних умов може привести до небажаних резонансних явищ. Практика проектування подібних випромінювачів показує, що непаралельність пліч вібраторів дозволяє усунути резонансні ефекти, що приводять до "осліплення" ФАР. Для виготовлення вібраторних випромінювачів може бути використана друкована технологія. Більш того, при використанні друкованої технології в єдиному циклі можна виготовляти випромінюючі елементи, ВЧ ланцюги і фазообертачі.

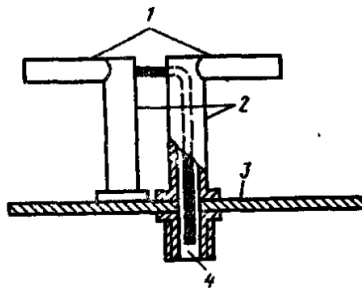


Рис.16 - Конструктивна схема вібраторного випромінювача

Хвильоводні випромінювачі виявилися одними із самих зручних випромінювачів сантиметрового діапазону для ФАР по наступним причинам:

1) хвильоводні випромінювачі є природним продовженням хвильоводних секцій, де розташовується фазообертач;

2) вони характеризуються високим рівнем потужності, що пропускається;

3) властивості випромінювача можуть бути передвіщені на основі аналізу і розрахунків, що у даному випадку відіграють головну роль при проектуванні;

4) розраховані характеристики випромінювача у великих решітках можуть бути перевірені шляхом вимірів на простій хвильоводній моделі.

Дані, отримані в результаті аналізу властивостей решітки хвильоводних випромінювачів, показують, що при збільшенні розмірів хвильоводів стає дуже істотним вплив вищих гармонік у розкритті випромінювачів, причому на відміну від вібраторних решіток дифракційні максимуми в ДС з'являються при менших кутах, що різко звужує сектор сканування. Максимальні розміри випромінювачів обмежені кроком решітки  $d$ . З іншого боку, вони повинні бути досить великі для одержання випромінювання з круговою поляризацією чи двома незалежними поляризаціями. Для зменшення розмірів таких хвильоводів використовуються ножові вставки (рис.17), або здійснюється перехід до коаксіальних випромінювачів із хвилею типу  $H_{11}$ .



Рис.17 - Конфігурація хвильоводних випромінювачів із зменшеними поперечними розмірами

Друковані випромінювачі використовуються в тих випадках, коли до ФАР пред'являються тверді вимоги по габаритах і масі [1]. Ці випромінювачі розташовані на малій висоті над плоским провідним екраном (близько  $\lambda/20$ ). Особливістю їх є можливість використання двосторонньої друкованої технології, коли на одній

стороні розташовані випромінюючі елементи, а на іншій - ОВЧ ланцюга їхнього живлення.

Існують різноманітні модифікації друкованих випромінювачів. У найпростішому варіанті (рис.18,а) друкований випромінювач оформлений у вигляді диска 1, розташованого над металевим екраном 2 на діелектричній підкладці 3, малої товщини. Диск збуджується за допомогою двох штирів, до яких енергія може підводитися або за допомогою коаксіального фідера, або за допомогою полозкової лінії, розміщеної на протилежній стороні екрана. Штирі збуджуються протифазно, що забезпечує максимальне випромінювання по нормалі до площини екрана. Використання двох пар збудливих штирів, розташованих у перпендикулярних площинах, і збуджених фазовим зрушенням  $90^\circ$ , дозволяє одержати кругову поляризацію поля випромінювання.

Іншим варіантом друкованого випромінювача може бути металева смуга (рис.18,б)3, збуджувана визначеним числом парних штирів 2. Окремий випромінювач 3 у такій системі виділений штриховою лінією. Пари штирів збуджуються протифазно. Оскільки товщина діелектричної підкладки невелика, то резонансні ефекти, що приводять до провалів ДС друкованих випромінювачів відсутні.

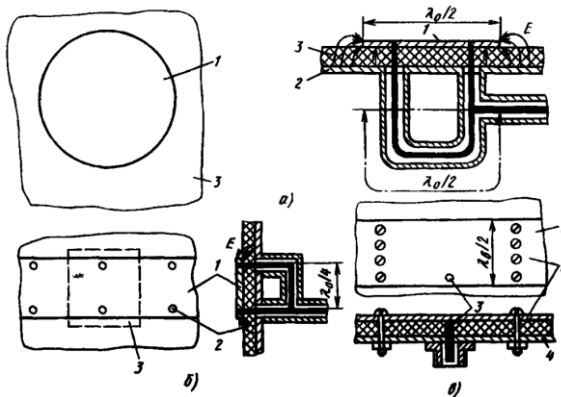


Рис.18 - Друковані випромінювачі різних конфігурацій з коаксіальним живленням

### 3 ОПИС ВИМІРЮВАЛЬНОЇ УСТАНОВКИ

Дослідження ФАР проводиться в прийомному режимі. Структурна схема установки зображена на рис.2.19. ФАР являє собою лінійну систему п'яти хвильоводних випромінювачів  $3^{\text{X}}$ см. діапазону горизонтально поляризованих хвиль, що живляться Н-секториальним рупором, який здійснює одночасне рівноамплітудне (без врахування взаємного зв'язку) живлення елементів решітки по паралельній оптичній схемі.

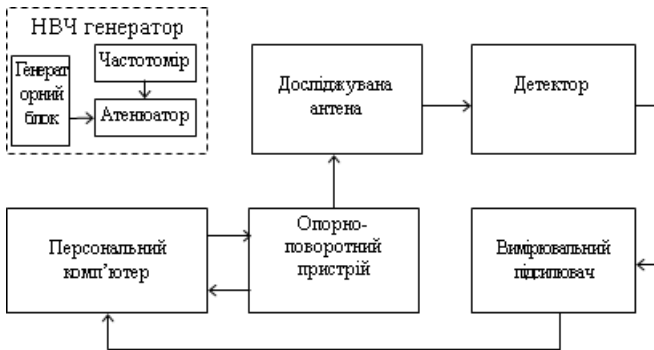


Рис. 2.19 – Структурна схема вимірної установки

### 4 ЗАВДАННЯ ДО РОЗРАХУНКОВОЇ ЧАСТИНИ

(виконується при домашній підготовці)

4.1. Відповідно до номера варіанта, обумовленому порядковим номером прізвища студента в журналі групи, визначити фазове зрушення  $\beta$ , необхідний для відхилення основного максимуму ДС на кут  $\theta_{\text{гл}}$ , при лінійному фазовому розподілі уздовж решіток випромінювачів.

4.2. Розрахувати діаграми спрямованості ФАР при синфазному живленні всіх елементів і при фазовому зсуві, що забезпечує відхилення основного максимуму на кут  $\theta_{\text{гл}}$ .

Значення  $d$ ,  $n$ ,  $\theta_{\text{гл}}$  і  $f$  (частота коливань) задані в таблиці 1.

При розрахунку ДС решітки можна вважати випромінювачі ненаправленими в межах сектора сканування, тобто, покласти  $f(\theta)=1$  і обмежитися розрахунком множника решітки. Доцільно спочатку розрахувати і побудувати ДС множника решітки по формулі (4) у залежності від узагальненої кутової змінної  $\phi$  у межах  $\pm \frac{N}{2}(k \cdot d + \beta)$  де  $\beta$  -фазове зрушення, що відповідає

відхиленню максимуму на кут  $\theta_{\text{гл}}$ . Нулі і максимуми ДС решітки будуть приблизно відповідати нулям і максимумам чисельника вираз (4). Головні максимуми ДС, при яких  $F_n(\phi)=1$ , мають місце при  $\phi=Nm\pi$ , де  $m=0,1,2,\dots$ . Потім отримані ДС необхідно перебудувати в залежності від фізичного кута спостереження  $\theta$  при зміні його в межах  $-90^\circ < \theta < 90^\circ$ . Для цього спочатку варто визначити  $\phi$  в екстремальних точках графіка  $F_n(\phi)$ , а потім знайти відповідні значення фізичних кутів  $\theta$  по формулі (3). У межах головної пелюстки необхідно додатково розрахувати 3-4 точки.

Таблиця 2

№варіанта	d/λ	N	θ <sub>гл</sub> , град.	f, ГГц
1	0.8	4	20	8,6
2	0.9	4	25	8,65
3	0.7	4	30	8,7
4	0.6	4	35	8,75
5	0.8	4	40	8,8
6	0.5	4	45	8,85
7	0.5	6	20	8,9
8	0.6	6	25	8,95
9	0.7	6	30	9,0
10	0.8	6	35	9,05
11	0.9	6	40	9,1
12	1.0	6	45	9,15
13	1.0	8	30	9,2
14	0.9	8	40	9,3
15	0.8	8	50	9,4
16	0.5	8	55	9,5
17	0.55	8	60	9,6
18	0.6	8	65	9,7
19	0.7	10	40	9,8
20	0.5	10	50	9,9
21	0.6	10	55	10,0
22	0.8	10	60	10,1
23	0.55	10	65	10,2
24	0,65	10	70	10,3
25	0.5	12	40	10,4

26	0,8	12	45	10,5
27	0,9	12	50	10,6
28	0,55	12	60	10,7
29	0,65	12	65	10,8
30	0,6	12	70	10,9

## 5 ЗАВДАННЯ ДО ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЇ ЧАСТИНИ

5.1. Виміряти ДС решітки при синфазному порушенні елементів решітки (частота  $f=10$  ГГц)

5.2. Розрахувати лінійний, фазовий розподіл, необхідне для повороту осьового максимуму на кут  $\theta_{\text{гл}}$ , заданий викладачем.

5.3. Побудувати графік точного фазового розподілу (див. рис. 19) і його можливу апроксимацію.

5.4. Виміряти ДС, що відповідають точному й апроксимованому фазовим розподілам.

5.5. Виміряти ДС при фазових зрушеннях  $\beta := n \cdot \Delta \cdot \beta$  для значень  $n$ , завданих викладачем.

## 6 ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

6.1. Налаштувати випромінюючий генератор на частоту  $f=10$  ГГц.

6.2. Установити потенціометри в положення 0 (синфазне порушення елементів решітки).

6.3. Досліджувати антену за допомогою опорно-поворотного пристрою орієнтувати по максимуму показань вимірювального вольтметра. Відповідне кутове положення антенної решітки прийняти надалі за нульове. Записати показання вольтметра.

6.4. Обертаючи антену, знайти кутове положення першого мінімуму ДС спочатку з одного боку, потім з іншої сторони від максимуму. Діапазон кутів між цими мінімумами відповідає головному пелюстку ДС. У межах головного пелюстка необхідно виміряти

амплітуду сигналу в двох-трьох крапках з кожної сторони від максимуму. При вимірі бічних пелюстків ДС ФАР досить зафіксувати кутове положення і величину амплітуди в максимумах і мінімумах.

6.5. За допомогою потенціометрів блоку керування фазообертачі і градуйованих графіків фазообертачів (рис.18) встановити необхідний фазовий розподіл у розкритті ФАР.

6.6. Вимірити ДС згідно п.4.

6.7. Всі виміряні ДС побудувати в прямокутній системі координат.

На графіку варто відкладати величину амплітуди  $\sqrt{\frac{\alpha}{\alpha_{\max}}}$  через те, що характеристика детектора квадратична, де  $\alpha$ -показання вольметра при даному значенні кута  $\theta$ .  $\alpha_{\max}$  максимальне показання вольметра при  $\theta = \theta_{\text{гл}}$ .

Розрахувати, користуючись методикою, викладеною в розрахунковій частині, ДС досліджуваної ФАР на частоті 10 ГГц у режимі синфазного живлення і при фазовому розподілі, що відповідає розрахункам в завданні до експериментальної частини. Розрахункові й експериментальні ДС побудувати на одному графіку.

## 7 ЗМІСТ ЗВІТУ

У звіті наводяться:

7.1 Результати попередніх розрахунків у виді таблиць і графіків.

7.2 Результати розрахунку фазових розподілів при виконанні експериментальної частини роботи.

7.3 Виміряні і розрахункові ДС, що відповідають розрахованому і реалізованому фазовому розподілам поля у випромінювачах ФАР. Всі результати представляються у вигляді таблиць і графіків.

7.4 Висновки по виконаній роботі.

## 8 КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Види антенних решіток і способи сканування їх ДС.
2. Функціональне призначення ФАР, їхні переваги і недоліки.
3. Пояснити причину появи побічних максимумів у ДС антенної решітки.
4. Види випромінювачів ФАР.
5. Які вимоги пред'являються до ДС окремого випромінювача ФАР ?
6. З яких розумінь вибирається відстань між випромінювачами
7. Чим визначається вибір загального числа елементів у решітках ?
8. Які існують способи придушення побічних максимумів ДС?
9. Що відбувається з формою ДС ФАР при відхиленні максимуму випромінювання від нормалі до осі решітки ?
10. Які існують способи керування положенням максимуму ДС ФАР ?
11. До чого приводить спад амплітудного розподілу до країв лінійних решіток ?
12. Які існують схеми живлення випромінювачів ФАР ?
13. Які переваги і недоліки послідовної схеми живлення елементів ФАР?
14. Які переваги і недоліки рівнобіжної схеми живлення?
15. Які особливості оптичної схеми живлення елементів ФАР?
16. Пояснити сутність і переваги дискретного способу фазування.
17. Пояснити принцип дії прохідного безперервного фазообертача Реджіа-Спенсера.
18. Пояснити принцип дії фазообертача, побудованого по відбивній схемі.
19. Пояснити будову фазообертача за схемою з переключенням ліній.
20. Пояснити принцип дії фазообертача за схемою з підключенням у лінію реактивних навантажень.
21. Як реалізується необхідний фазовий розподіл при

дискретному фазуванні?

22. Від чого залежить величина фазової помилки комутаційної ФАР та до яких наслідків призводить її наявність?

23. До чого призводить взаємний вплив елементів ФАР?

24. Що таке режим “осліплення” великих антенних решіток?

25. Як покращити взаємозв’язок елементів ФАР з ланцюгами живлення?

26. Вплив помилки фазового розподілу у випромінювачах ФАР на її направленні властивості.

27. Методи аналізу і синтезу ФАР.

## 9 ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Бугрова Т.І. Антени спеціального призначення та САПР АСП. Навчальний посібник [Текст]. / Т.І. Бугрова, Л.М. Логачова, Г.В. Мороз. – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2024. – 200 с.

2. Ільницький Л.Я. Антени телекомунікаційних та моніторингових систем: навч. посібник [Текст] / Л.Я. Ільницький, Л.В. Сібрук, П.В. Слободянюк, В.Г.Благодарний. – К., НАУ, 2012. – 240 с.