

## Упражнение 1.5

### МИКРОЛЕНТОВИ АНТЕНИ И АНТЕННИ РЕШЕТКИ

#### Цел на упражнението:

Първоначално запознаване с планарни микровълнови антени и антенни решетки, техните параметри и начина на измерването им. В упражнението се разглеждат физическите характеристики на най-простия тип единични планарни антенни елементи и начина им на захранване. На тяхна основа се въвеждат принципите на конструиране на фазирани антенни решетки и тяхното захранване. В тази връзка се въвеждат основните параметри на антените и се представят основните методи на тяхното измерване. В конкретен аспект се разглеждат следните въпроси:

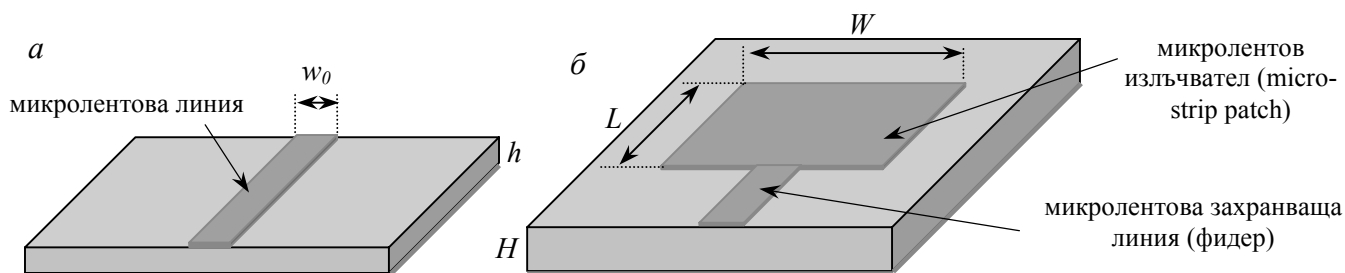
- конструиране на единичен микролентов излъчвател с процепно възбуждане и на четири-елементна антенна решетка на негова основа;
- измерване на диаграма на насоченост, усилване и широчина на главния лъч на единичен микролентов излъчвател;
- измерване на параметри на 4-елементна антенна решетка с кръгова поляризация и сравняване с параметрите на единичен излъчвател

#### ТЕОРЕТИЧНА ЧАСТ

Планарните антени и антенни решетки играят прогресивно нарастваща роля в съвременните комуникации и, подобно на случая с микровълновите интегрални схеми, започват постепенно да изместват в много приложения големите конвенционални антени – параболични огледала (чинии), рупори, диполни решетки и пр. Главното предимство на планарните излъчватели е тяхната отлична съвместимост с микровълновите интегрални схеми, което позволява прилагане на високите технологии и при тези структури (печатни технологии, многослойни структури, модулен принцип на изграждане и др.). Това води до съществено редуциране на размера, теглото, цената и др. параметри на съвременните комуникационни станции (links). За отлично свойство на планарните антени се счита факта, че са плоски и тънки, както и добре екранирани откъм гърба си, поради което лесно се монтират върху стени на сгради. Многослойните технологии дават добри възможности за интеграция на антенните елементи с други пасивни и активни схеми. За сметка на това се появяват трудности при проектирането, измерването, настройката и др. Най-разпространените приложения на планарните антени и решетки днес са в областта на сателитните системи (връзки, DBS-TV, дистанционно сондиране, GPS системи), земни мобилни телефони и радио, системите за бърз Интернет, управлението на въздушния трафик, военните приложения (насочване на ракети, малки радары, телеметрия и др.), морска навигация и връзки, био-медицински приложения, охранителни системи и много др. Настоящото упражнение е само кратък увод в микролентовите излъчватели и антенни решетки, техните параметри и измерване.

#### 1. Микролентови излъчватели:

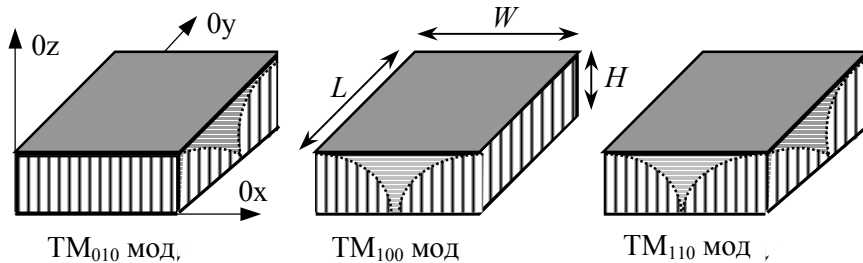
Отрязък от микролентова линия с дължина  $\lambda_g/2$  ( $\lambda_g$  – дължина на вълната в линията), възбуден по определен начин, представлява излъчвател; той е аналог на жичните полувълнови вибратори (диполи), напр. използвани в Yagi-Uda антените за cm- и dm- телевизия. По-често се срещат микролентови излъчватели, на които и двата планарни размера по осите  $\theta_x$  и  $\theta_y$  (с изключение на



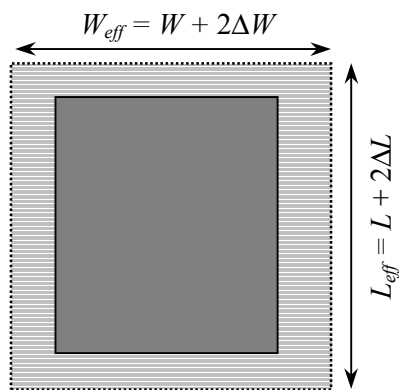
Фиг. 1. Микролентова линия (а); правоъгълен микролентов излъчвател със захранваща линия (б)

## Упражнение 1.5

височината на подложката  $h$  по оста  $0z$  са сравними с  $\lambda_g/2$ . Тези излъчватели (microstrip patches) могат да имат различни форми: правоъгълна, квадратна, триъгълна, кръгла, елиптична, пръстеновидна и пр. На *Фиг. 1б* е изобразен *правоъгълен микролентов излъчвател* с размери: дължина  $L$  и ширина  $W$  върху подложка с височина  $H$  и диелектрична проникваемост  $\epsilon_r$ . Тази структура представлява многомодов резонатор (*Фиг. 2*), излъчващ на определени резонансни честоти  $f_{mnp}$ , като за планарните модове  $p = 0$  (формулата за пресмятане на честотите е дадена към текста на *Фиг. 3*). Най-нисшият мод, на който обикновено излъчва резонатора, е  $TM_{010}$ , който е с една вариация на полето по дължината ( $n = 1$ ) и без вариации по широчината и височината ( $m, p = 0$ ).



*Фиг. 2* Изображение на силовите линии на електричното поле на първите нисши модове в правоъгълен микролентов излъчвател: а)  $TM_{010}$ ; б)  $TM_{100}$ ; в)  $TM_{110}$  (модове  $TM_{mnp}$ ;  $m, n, p$  – брой полуълни по осите  $0x, 0y, 0z$ )



*Фиг. 3* Ефективни размери на микролентов правоъгълен излъчвател:  $W_{eff}$  – ефективна широчина;  $L_{eff}$  – ефективна дължина;

Резонансни честоти  $f_{mno}$  на планарните модове (без вариации по  $0z$ ):

$$f_{mno}, \text{ GHz} = \frac{150}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \sqrt{\left(\frac{m}{W_{eff}, \text{ mm}}\right)^2 + \left(\frac{n}{L_{eff}, \text{ mm}}\right)^2} \quad (1)$$

където  $\epsilon_{eff}$  е ефективната диелектрична проникваемост на диелектричната подложка с резонатора (както в Упражнение 1.1)

Резонансната честота на  $TM_{010}$  мода в микролентова правоъгълна антена се определя от:

$$f_{010}, \text{ GHz} = \frac{150}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot L_{eff}, \text{ mm}} \quad (1.1)$$

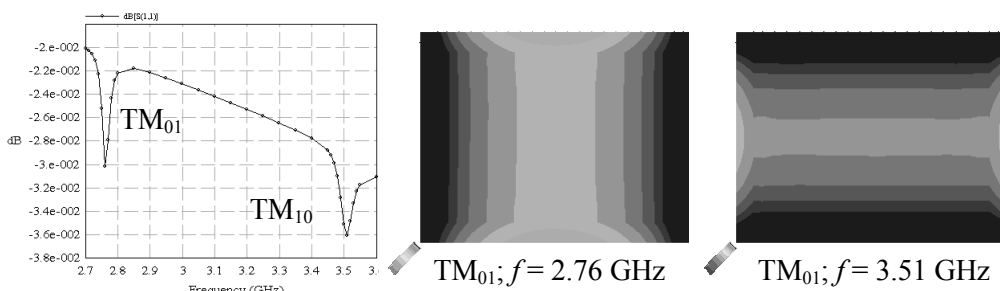
където ефективната дължина на резонатора е

$$L_{eff} = L + 2\Delta L; \quad \Delta L = 0.412H \cdot \frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \cdot \frac{W/H + 0.262}{W/H + 0.813} \quad (2)$$

а ефективната диелектрична проникваемост:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{H}{W}\right)^{-1/2} \quad (3)$$

Така определената честота е доста приближена; ако се отчете дисперсията, дебелината на металните слоеве, грапавостта на подложката, влиянието на захранващите линии (фидери) и др., тази честота се променя. Днес е по-разпространено проектирането на планарни излъчватели с помощта на 2D- и 3D- електромагнитни симулатори. Много подходящ за прецизно симулиране на планарни антени и антенни решетки е симулаторът IE3D Zeland® – пример на *Фиг. 4*.



*Фиг. 4* Електромагнитна симулация на правоъгълен резонатор с IE3D Zeland симулатор и картина на разпределение на токовете за двата нисши модове:  $TM_{01}$  и  $TM_{10}$

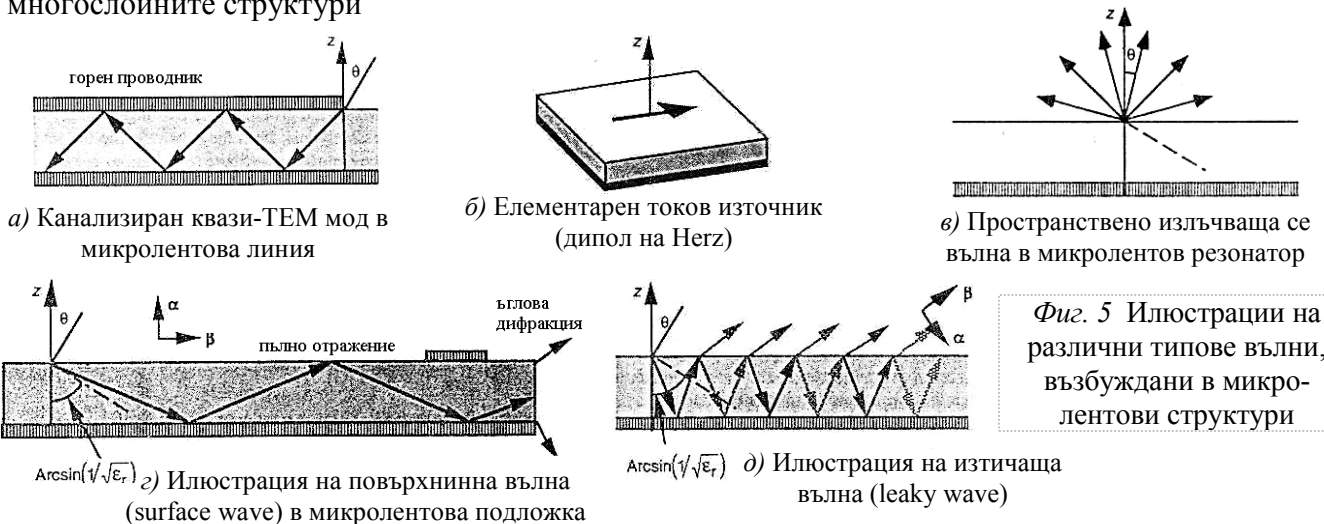
## Упражнение 1.5

И така, ако е зададена честотата на излъчване на  $TM_{010}$  мода и параметрите на диелектричната подложка, формула (1.1) може да се модифицира за определяне на дължината на резонатора:

$$L, \text{ mm} = L_{\text{eff}} - 2\Delta L = \frac{150}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \cdot f_{010}, \text{ GHz}} - 2\Delta L \quad (1.2)$$

(ако резонаторът се използва за една поляризация,  $W$  се избира така, че резонансната честота на следващия  $TM_{100}$  мод да е извън честотната лента на работния  $TM_{010}$  мод; обикновено  $W \cong 0.75L$ ).

Как се избира подходяща подложка за микроленцова антена? Нормалната работа на микроленцовата линия като предавателна структура (Фиг. 1а) е когато в нея се разпространява квази-ТЕМ мод, канализиран между горният проводник (микролента) и долната заземена метализация – Фиг. 5а. В този случай електромагнитното поле е концентрирано основно в подложката под микроленцовия проводник и само малка част от него е извън подложката, т.е. излъчва се. При микроленцовите излъчватели се търси точно обратното – полето основно е извън подложката, около ръбовете на проводника на резонатора. Механизмът на излъчването на микроленцовите резонатори може да се илюстрира чрез представяне на структурата като множество от точкови източници на ток (диполи на Herz) – Фиг. 5б, разположени върху горната повърхност на заземената подложка. Всеки такъв източник излъчва сферична електромагнитна вълна. Ако сумарната вълна се разпространява извън подложката под ъгли на елевация  $\theta$  спрямо оста  $0z$  в интервал  $0 \div \pi/2$  (Фиг. 5в), се счита, че даденият резонатор (patch) излъчва ефективно. Съществуват, обаче, и два типа паразитни вълни, които намаляват ефективността на излъчването, понеже водят до концентриране на повече поле във вътрешността на подложката вместо извън нея. Най-опасните паразитни вълни са т. нар. "повърхнинни вълни". При тях излъчването е леко надолу към подложката под ъгли  $\theta$  в интервала  $\pi/2 \div [\pi - \arcsin(1/\sqrt{\epsilon_r})]$  – Фиг. 5г. След отразяване от заземената метализация и от горната диелектрична повърхност (пълно вътрешно отражение), тези вълни ефективно се разпространяват по повърхността на подложката (откъдето идва названието им), затихвайки бавно от разстоянието  $\sim 1/\sqrt{r}$  (за разлика от пространствените вълни на резонатора, които затихват по-бързо  $\sim 1/r$ ). Повърхностните вълни са аналози на тези в оптичните влакна, но при микроленцовите антени те силно намаляват ефективността на излъчване и водят до поява на паразитни връзки между микроленцовия резонатор и останалите компоненти върху подложката. Освен това, тези вълни дифрактират около ръбовете на подложката или на другите излъчващи елементи (при антенните решетки) и така увеличават нивото на страничните листа на диаграмата на антената и влошават крос-поляризацията (вж. раздел 3). Повърхнинните могат да се подтискат, като за антени се използват дебели подложки с ниска проницаемост (вж. Табл. 1). Друг тип паразитни ефекти са т. нар. "изтичащи вълни". Те се излъчват по-стръмно към вътрешността на подложката под ъгли  $\theta$  в интервал  $[\pi - \arcsin(1/\sqrt{\epsilon_r})] \div \pi$  – Фиг. 5д, но след отразяване от долната метализация се пречупват на повърхността и се разпространяват в областта над подложката заедно с пространствено излъчените вълни от резонатора, променяйки техните характеристики. Изтичащите вълни могат да се подтискат в многослойните структури



Фиг. 5 Илюстрации на различни типове вълни, възбудени в микроленцови структури

Табл. 1 Различни изисквания към подложката при антени и при интегрални схеми

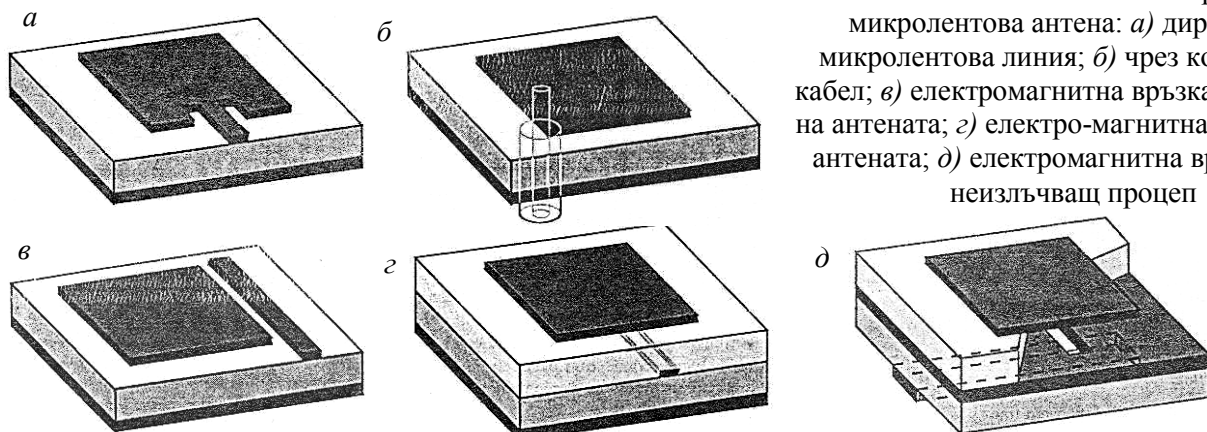
	тънка подложка	дебела подложка
малка $\epsilon_r$	за многослойни структури	микрорентови антени
голяма $\epsilon_r$	микрорентови линии и интегрални схеми	дебели структури с повърхнинни вълни

Следователно, в зависимост от параметрите на подложката, условията и нивото на сигналите, дадена микрорентова структура може да бъде предавателна линия, антена или възбудител на повърхнинни или изтичащи вълни. От данните в Табл. 1 ясно се вижда, че изискванията към подложката за предавателни линии и интегрални схеми – от една страна, и за антени – от друга, са противоположни. С други думи, не може да се реализира върху една и съща подложка и ефективно излъчваща антена, и неизлъчващ микрорентов компонент. Затова се търси определен компромис за сметка на параметрите на структурите или антената и останалите компоненти се разделят в различни слоеве, реализирани с различни подложки.

Следващият проблем при микрорентовите антени е начинът на захранването им (antenna feed), т. е. подвеждането на сигнала към/от излъчващия елемент. На Фиг. 6 са показани няколко от типичните начини за възбуждане на микрорентов излъчвател. Най-простият от тях е директната връзка с микрорентова захранваща линия – Фиг. 6а, но за разлика от случая на Фиг. 1б, тук се използват две изрезки в метализацията на резонатора с цел подобряване на съгласуването. Малко по-различен е начинът на възбуждане в една прецизно избрана точка на резонатора чрез коаксиален кабел перпендикулярно през подложката – Фиг. 6б. Съществуват и методи за електромагнитно захранване без галванична връзка с микрорентовия резонатор, което е подходящо за интегриране на антените с интегрални схеми – активни антени. Най-простите случаи на електромагнитната връзка са показани на Фиг. 6в (микрорентова линия странично на излъчвателя) и Фиг. 6г (под излъчвателя). Много ефективен метод е възбуждането чрез неизлъчващ процеп – Фиг. 6д.

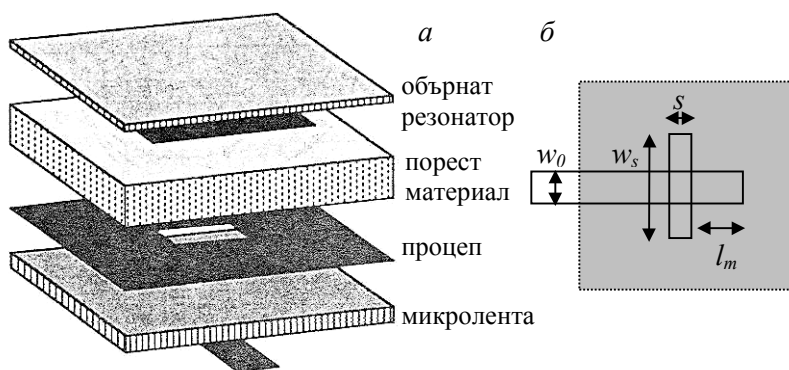
В последния пример двете функции на системата: излъчване от резонатора и захранване чрез микрорентовата линия, са напълно разделени. При този начин на възбуждане могат отделно да се оптимизират характеристиките както на излъчвателя, така и на фидерната линия. Този метод позволява да се създават планарни антени тип "сандвич" с по-голяма ефективност на излъчване, по-широка честотна лента и по-добро съгласуване. На Фиг. 7а е показан многослоен планарен излъчвател, построен на принципа SSFIP (Strip – Slot – Foam – Inverted Patch). От названието на структурата става ясно, че се използва обърнат планарен резонатор, който се изработва върху тънка подложка, но под него се разполага порест материал – диелектрична пяна (foam) или въздух с много ниска стойност на диелектричната проницаемост (под 1.5). Така ефективната диелектрична проницаемост на цялата структура е също много ниска (под 2), с което се изпълнява основното изискване за създаване на ефективна антена – ниска проницаемост  $\epsilon_r$ , голяма височина  $H$ . Пресмятането на резонансната честота на подобна антена може да стане отново по формула (1.1), но сега се използва следният приближен израз за  $\epsilon_{eff}$

$$\epsilon_{eff} = \prod_{i=1}^n \left( \epsilon_{r_i} \right)^{\frac{H_i}{H_{\Sigma}}} , \quad (3.1)$$



Фиг. 6 Различни начини на захранване на микрорентова антена: а) директно с микрорентова линия; б) чрез коаксиален кабел; в) електромагнитна връзка странично на антената; г) електромагнитна връзка под антената; д) електромагнитна връзка чрез неизлъчващ процеп

## Упражнение 1.5



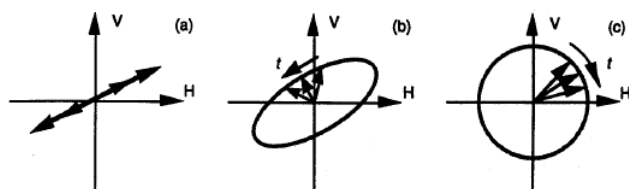
Фиг. 7 Многослойна микролентова антена, построена на принципа SSFIP:

а) Структура на слоевете в SSFIP антената;  
 б) Схема на елементите за връзка: микролентова линия възбужда правоъгълен процеп в заземената обща метализация на резонатора и микролентата, който възбужда самия резонатор (както и обратното).

Размерът  $l_m$  се избира да е около  $\lambda_g/4$  за микролентовата линия. Размерите на процепа се избират така: дължината да е много по-малка от  $\lambda_g/2$  за процепната линия (за да не излъчва), например  $w_s \cong \lambda_g/4$ ; широчината се избира  $s \cong 0.1w_s$ .

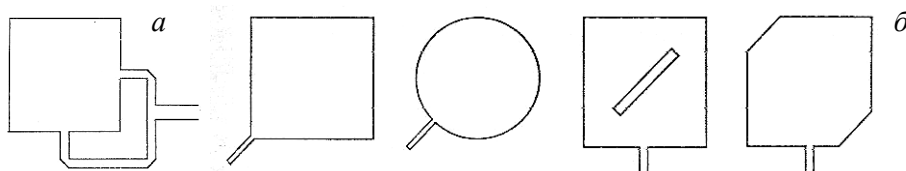
където  $\varepsilon_{ri}$  е диелектричната проникваемост на даден слой,  $H_i$  е неговата височина,  $n$  е броят на слоевете, а  $H_T$  е общата височина на структурата. Начинът на оразмеряване на елементите за връзка между микролентовата линия, процепа и резонатора е представен в текста към Фиг. 7б.

Накрая ще разгледаме планарните антени с двойна поляризация. По същество микровълновите антени се проектират да излъчват/приемат сигнали в две ортогонални поляризации. Това е така, защото повечето фиксирани комуникационни системи (особено сателитните) обменят независима информация по носещи сигнали с две взаимно перпендикулярни ориентации на електричното поле. На Фиг. 8 са илюстрирани дефинициите на трите основни типа поляризации на сигналите в антените: линейна, елиптична и кръгова. Тя се определя от това, каква крива описва с времето  $t$  векторът на електричното поле във фиксирана точка от пространството около антената. Всъщност, всяка вълна, излъчена от антена, може да се представи чрез суперпозиция на две ортогонални линейно поляризиращи вълни. Ако те са във фаза – сумарната поляризация отново е линейна, ако не са във фаза – поляризацията е елиптична, ако фазовата разлика е  $90^\circ$  – кръгова.



Фиг. 8 Три типа поляризация на сигнала в антената:  
 а) линейна; б) елиптична; в) кръгова

В лабораторното упражнение се изследват антени с кръгова поляризация, поради което ще се спрем само на този тип излъчватели. Кръговата поляризация е от два типа: *дясна* (RHCP), при която векторът на Е-полето се върти обратно на часовниковата стрелка, ако гледаме по посока на разпространение на сигнала, и *лява* (LHCP) – по посока на часовниковата стрелка. Освен това, в зависимост от начина по който се получава, кръговата поляризация също е от два типа. Първият тип CP-антени са по физически произход кръгово-поляризиращи – напр., спиралната антена. Вторият тип CP-антени се получават чрез комбиниране на два линейно-поляризиращи елемента, които се захранват поотделно с фазова разлика  $90^\circ$  – напр., микролентовият квадратен резонатор на Фиг. 9а. Кръгова поляризация може да се получи и от елемент, захранван само от един вход, ако в него се възбуждат едновременно два мода с взаимно перпендикулярни поляризации. Примери за такива резонатори са дадени на Фиг. 9б. Важното при тях е да поддържат два близки по честота (или изродени – с еднаква честота) мода, но с ортогонални поляризации. В лабораторното упражнение се използва квадратен резонатор с два леко скосени върха (последният от редицата на Фиг. 9б). Резонансната честота на двата изродени  $TM_{010}$  и  $TM_{100}$  мода в скосения резонатор са близки до тези на квадратния резонатор.

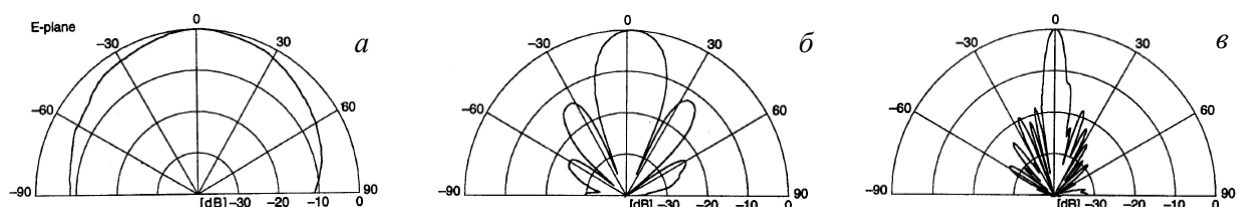


Фиг. 9 Микролентови антени с двойна поляризация: а) със захранване в две точки; б) със захранване в една точка

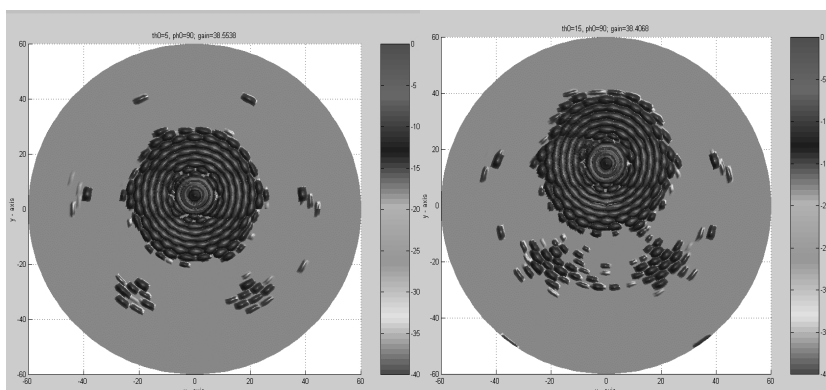
## 2. Микролентови антени решетки:

Има две основни причини, поради които вместо единични излъчватели, в микровълновата техника по-често се използват фазирани антенни решетки (ФАР), изградени от регулярно или нерегулярно подредени единични излъчватели.

Първата причина е свързана с широчината на главния лъч на антените в нейната диаграма на насоченост (дефиниция в раздел 3). Единичният микролентов излъчвател има относително широк лъч (около  $70^\circ - 90^\circ$  на ниво  $-3$  dB от главния максимум) – Фиг. 10а. Някои приложения на планарните антени (охранителни системи, indoor комуникации и др.) изискват широк лъч и малко усилване, което единичен излъчвател може да осигури. Обратно, много други приложения (сателитни комуникации, радар и пр.) изискват много по-тесен лъч и по-голямо усилване, което се постига с антенна решетка от единични излъчватели при подходяща интерференция на сигналите от тях – вж. примери на Фиг. 10 б, в. Втора причина за използване на ФАР е необходимостта да се управлява по електронен път (вместо по механичен) посоката на главния лъч – електронно-сканиращи ФАР. На Фиг. 11 е даден пример за отклоняване на главния лъч на много-елементна решетка за приемане на сателитен tv-сигнал от движещ се източник при запазване на нивото на страничните листа достатъчно ниско. В съвременните мобилни и други безжични комуникации (напр. WLAN) все по-често се изисква формиране на няколко лъча в различни посоки, към различни потребители, което пак може да се постигне с планарни ФАР.



Фиг. 10. Диаграма на насоченост на единичен микролентов излъчвател (а) или на антенни решетки от  $4 \times 4$  планарни [Елемента (б) или  $4 \times 16$  елемента (в) в  $\Gamma$  равнината

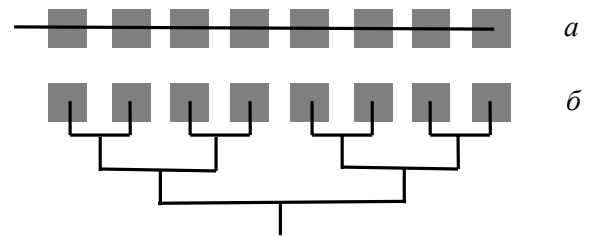
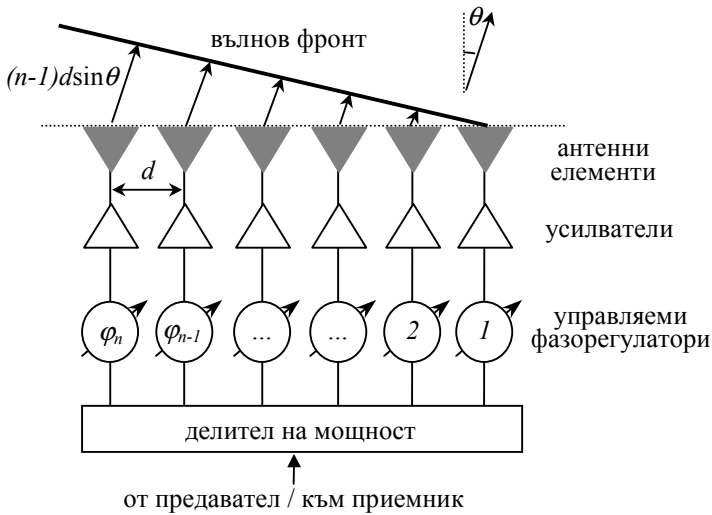


Фиг. 11. Пример за отклонение на главния лъч на много-елементна антенна решетка за DBS-tv: а) лъчът е с отклонение (елевация)  $5^\circ$  от оста  $Oz$ ; б) лъчът е отклонен на  $15^\circ$ . Виждат се и множество странични листа в диаграмата, но всички са с  $-15$  dB по-ниско ниво от това на главния лъч; никъде в антенното поле не се формира втори лъч, който да разстрои работата на антената

Формирането на снопа на излъчване от ФАР по физични принципи е сходно на формирането на дифракционната картина от дифракционни решетки в оптиката. На Фиг. 12 е изобразена принципната схема на едномерна (линейна) антенна решетка с еднакво разстояние между отделните излъчватели, с която се илюстрира изменението на посоката на резултантния вълнов фронт. Решетката съдържа  $n$  еднакви елемента с разстояние  $d$  между тях. Всеки елемент се захранва с отделна фидерна линия, която съдържа фазорегулатор и усилвател. Ако елементите се захранват с еднаква фаза, вълновият фронт се разпространява по оста  $Oz$ . Ако, обаче, фазорегулаторите осигурят фазова стъпка между съседните елементи  $\Delta\varphi = d\sin\theta$ , вълновият фронт се завърта на ъгъл  $\theta$ . По-детайлен анализ на формирането на антенното поле на решетката показва, че диаграмата на насоченост на решетката  $F_{array}(\theta, \varphi)$  (раздел 3) се определя по правилото

$$F_{array}(\theta, \varphi) = F_{patch}(\theta, \varphi) \cdot AF(\theta, \varphi), \quad (4)$$

Упражнение 1.5



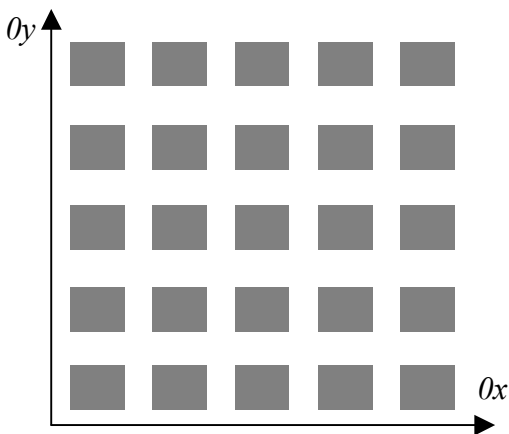
Фиг. 13 (горе) Два начина на захранване на линейна антенна решетка: а) паралелна; б) последователно

Фиг. 12 (вляво) Принципна схема на формиране на вълновия фронт в линейна антенна решетка от n на брой излъчватели с разстояние между тях d

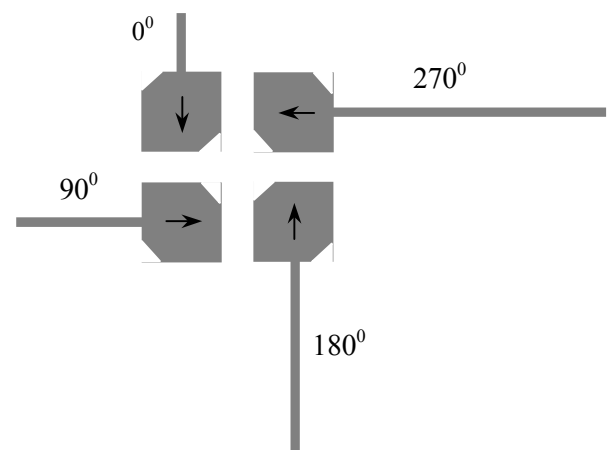
където  $F_{patch}(\theta, \varphi)$  е диаграмата на насоченост на единичния излъчвател (обикновено със слаба насоченост), а  $AF(\theta, \varphi)$  е т. нар. фактор на решетката, който зависи от начина на подреждане, разстоянието между отделните елементи и фазовата разлика между тях. Колкото повече отделни елементи има една антенна решетка, толкова повече степени на свобода съществуват за формиране на фактора на решетката и по този начин – управлението на нейните параметри, разгледани в раздел 3.

Важен въпрос при антенните решетки е начинът на захранване. На Фиг. 13 са показани два начина за организиране на фидерни линии: последователно (най-простия тип) и паралелно (чрез използване на делители или суматори). Последователното захранване, макар и по-просто, се избягва, защото фазовата разлика между елементите е силно честотно-зависима, а честотната лента – тясна. По-добри възможности за по-широка честотна лента дава паралелното захранване или комбинация от двата типа.

В комуникационната техника по-често се използват планарни двумерни решетки – Фиг. 14, които съдържат повече елементи, но те са по-трудни за захранване. При този тип решетки отделните резонатори взаимодействат в по различен начин: в Е- или Н-равнината. При правоъгълни резонатори Е-връзката е по-силна от Н-връзката, поради което разстоянията между тях се избират различни по посока на  $\theta_x$  и  $\theta_y$ . На Фиг. 15 е показан пример за организиране на антенна решетка за получаване на кръгова поляризация от 4 елемента с линейна поляризация. Фазовата стъпка между съседните фидерни линии е  $90^\circ$ , за да се компенсира завъртането на  $-90^\circ$  на резонаторите. Захранването на такава решетка е трудно и изисква повече площ. Поради това, в подобна система може да се използва по-компактно захранване чрез неизлъчващ процеп, а самите резонатори да се организират по принципа SSFIP – Фиг. 7. Подобна решетка се използва в настоящето упражнение. Подробности за нея са дадени в експерименталната част.



Фиг. 14 Регулярна планарна антенна решетка; примери за два типа връзка между отделните излъчватели: връзка в Е равнината и връзка в Н равнината



Фиг. 15 Пример за подреждане на четири микро-лентови излъчватели и електрическите дължини на захранващите линии за формиране на кръгова поляризация (RHCP) на антенната решетка

### 3. Основни радиационни параметри на антени и тяхното измерване:

Основните радиационни параметри на антената: радиационна диаграма (диаграма на насоченост), поляризация и усилване, с които се характеризират нейните излъчващи способности, се дефинират и измерват на повърхността на сфера с постоянен радиус и център в антената – *Фиг. 16а*, т.е. това са величини, които не зависят от разстоянието. По принцип, тяхната дефиниция е за сфера с безкраен радиус, но практически за това е достатъчно радиусът да се избере

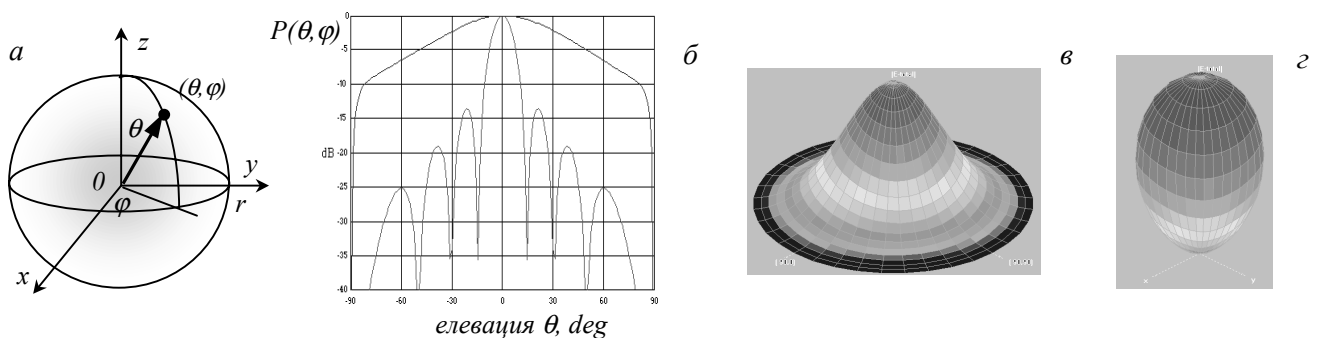
$$r \geq R_{ffz} = 2D^2 / \lambda_0, \quad (5)$$

където  $R_{ffz}$  е радиусът на далечната зона на антенното поле,  $D$  е максималният геометричен размер на антената по  $\theta_x$  или  $\theta_y$ , а  $\lambda_0$  е работната дължина на вълната в свободното пространство.

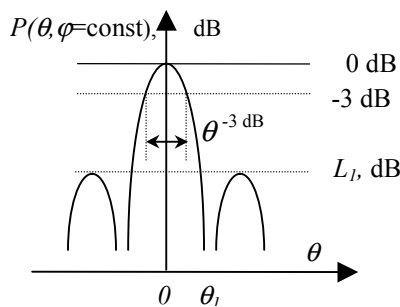
*Радиационните диаграми* (radiation patterns) на антената се дефинират като нормираното ъглово разпределение на електричното поле  $F(\theta, \varphi)$  или на вектора на Poynting  $S$  (плътността на потока на мощността)  $P(\theta, \varphi)$  ( $\theta$  - ъгъл на наклона (елевация);  $\varphi$  - азимутален ъгъл)

$$F(\theta, \varphi) = E(\theta, \varphi) / E_{\max}(\theta, \varphi), \quad P(\theta, \varphi) = S(\theta, \varphi) / S_{\max}(\theta, \varphi) = |F(\theta, \varphi)|^2. \quad (6)$$

Нормираната на диаграмите на насоченост става чрез съответната величина в главния максимум на разпределението (главния лъч) – *Фиг. 16 б, в, г*. Най-често в практиката се използва диаграмата на насоченост по мощност, която се измерва в dB,  $P(\theta, \varphi)$ , dB = 10.log $P(\theta, \varphi)$ , а стойността  $P_{\max}(\theta, \varphi)$  се избира 0 dB. От тази диаграма могат да се определят и други параметри на антената: широчина на главния лъч, ниво на страничните листа и др. – вж. текста на *Фиг. 17*.



*Фиг. 16 а*) Сферична координатна система за дефиниране на радиационните параметри на антени; *б*) 2D-диаграма на насоченост в dB в декартови координати; *в, г*) 3D-диаграми на полетата в декартови и полярни координати



*Фиг. 17* Срез на нормирана диаграма на насоченост  $P(\theta, \varphi = \text{const})$  в dB, представена в декартови координати. В диаграмата се формират главен лъч (един или няколко, ако антената е многолъчева) и странични листа. При нормиранката се приема  $P_{\max} = 0$  dB. Широчината на главния лъч при дадения срез е  $\theta^{-3 \text{ dB}}$  и се определя на ниво  $-3$  dB под максимума. Нивото на страничните листовата е  $L_1$  и за еднолъчеви антени се трябва да под  $-10 \div -15$  dB. Мястото на първия минимум в диаграмата е  $\pm \theta_l$ .

Важен параметър на антената е *коэффициентът на насочено действие*  $D$  (или просто насоченост; directivity), който показва енергетичната изгода от използване на насочени антени вместо ненасочени (omnidirectional). Той се определя като отношение на плътността на потока мощност  $S_{\max}(\theta, \varphi)$ , излъчена от антената в единичен пространствен ъгъл в посоката на главния лъч, и на осреднената плътност на потока мощност  $S_{\text{aver}}$ , излъчена от изотропна антена, т. е.

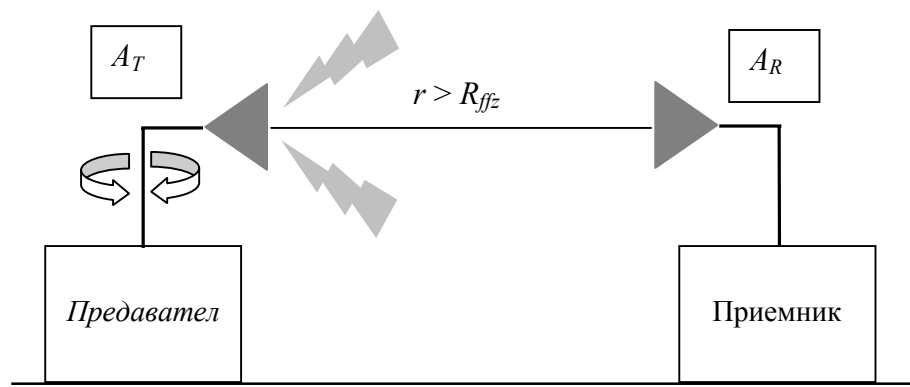
$$D = S_{\max}(\theta, \varphi) / S_{\text{aver}}, \quad \text{или приблизително} \quad D \cong \frac{4\pi}{\Omega_{\text{beam}}} = \frac{41253}{\Delta\theta^{-3 \text{ dB}} \Delta\varphi^{-3 \text{ dB}}, \text{ deg}^2} \quad (7)$$

където  $\Omega_{\text{beam}}$  [sterrad] е пространствената широчина на снопа, величините  $\Delta\theta^{-3 \text{ dB}}$  и  $\Delta\varphi^{-3 \text{ dB}}$  [deg] са широчините на лъча по елевация и азимут. Коэффициентът на насочено действие може да се измерва в dBi, като  $D$ , dBi = 10.log $D$  (dBi – децибели по отношение на изотропно излъчен сигнал). Най-често се използва параметъра *усилване на антената*  $G = \eta D$ , където  $\eta \in (0, 1)$  е *радиационната ефективност* на антената.



## Упражнение 1.5

Как могат да се измерват радиационните параметри на антените и антенните решетки? На *Фиг. 18* е показана принципната схема на измерването. Всъщност, за да има измерване, антените трябва да са две, една от които е неизвестната антена (или и двете). Друго важно обстоятелство е използването на реципрочния принцип, т. е. антената има еднакви характеристики, независимо дали се измерва като предавателна или приемна (освен ако тя е активна). Най-често неизвестна пасивна антена се измерва като предавателна. Трето, за да има правилно измерване, разстоянието между антените трябва да е по-голямо от радиуса на далечната зона (т. е. всяка антена да е в далечната зона на другата). За да се ограничат паразитните отражения от земната повърхност, стени и екрани, антените се вдигат високо и се осигурява достатъчно свободно пространство в т. нар. "тиха зона". Най-добри резултати се постигат в "безехови" камери, но измерванията са доста скъпи. Като източник (предавател) може да се използва сигнал-генератор, анализатор на вериги (ANA) или синтезатор на честота. Във всички случаи, измерваната антена трябва да е добре съгласувана в измерителния тракт.



*Фиг. 18* Принципна схема за измерване на радиационните характеристики на антени:  
 $A_T$  – излъчваща антена;  $A_R$  – приемна антена.

- **Измерване на диаграми на насоченост:** За да се измери ъгловото разпределение на полетата или на плътността на потока на мощността (вектора на Poynting) на неизвестна антена, тя се използва като предавателна, като се осигурява възможност да се върти по елевация и азимут. Най-просто е диаграмите да се снимат на срезове – например, фиксира се ъгъл  $\varphi$ , а се променя ъгъл  $\theta$ , или обратното.
- **Измерване на коефициент на насочено действие:** Най-лесно това става чрез изчисления по приближената формула (7). За целта трябва да се измери диаграмата на насоченост в поне два среза: за  $\varphi = 0^0$  и изменение на  $\theta$ , и обратното. За всеки срез се определя широчината на главния лъч  $\Delta\theta^{-3\text{ dB}}$  на ниво  $-3\text{ dB}$  от максималното. Ако антената е симетрична, двете широчини са приблизително еднакви.
- **Измерване на усилване:** При това измерване се използва известната формула на Friis:

$$P_R = P_T G_T G_R (\lambda_0 / 4\pi r)^2 \quad (8)$$

където  $P_R$  е приетата абсолютна мощност,  $P_T$  е излъчената мощност,  $G_R$  и  $G_T$  са съответно усилването на приемната и предавателната антени,  $\lambda_0$  е дължината на вълната в свободното пространство, а  $r$  е разстоянието между антените. Абсолютните мощности и разстоянията се измерват, дължината на вълната се изчислява в зависимост от честотата на измерването, а усилването на приемната антена трябва да е известно. Тогава може да се определи  $G_T$  на неизвестната антена. Ако и двете антени са неизвестни, но те са еднакви, тогава са  $G_T = G_R$ . При това измерване, известно като метод на двете антени, може да се приложи следната модифицирана формула (след логаритмуване на (1), ако мощностите са измерени в dB):

$$G, \text{ dB} = G_T = G_R = \frac{1}{2} \left[ 20 \log \left( \frac{4\pi r}{\lambda_0} \right) + P_R, \text{ dB} - P_T, \text{ dB} \right] \quad (8.1)$$

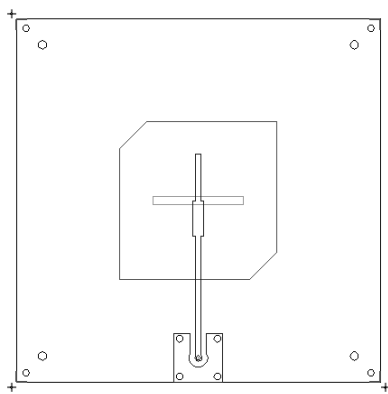
- **Измерване на радиационна ефективност:** Тя се пресмята от израза

$$\eta = G / D \quad (9)$$

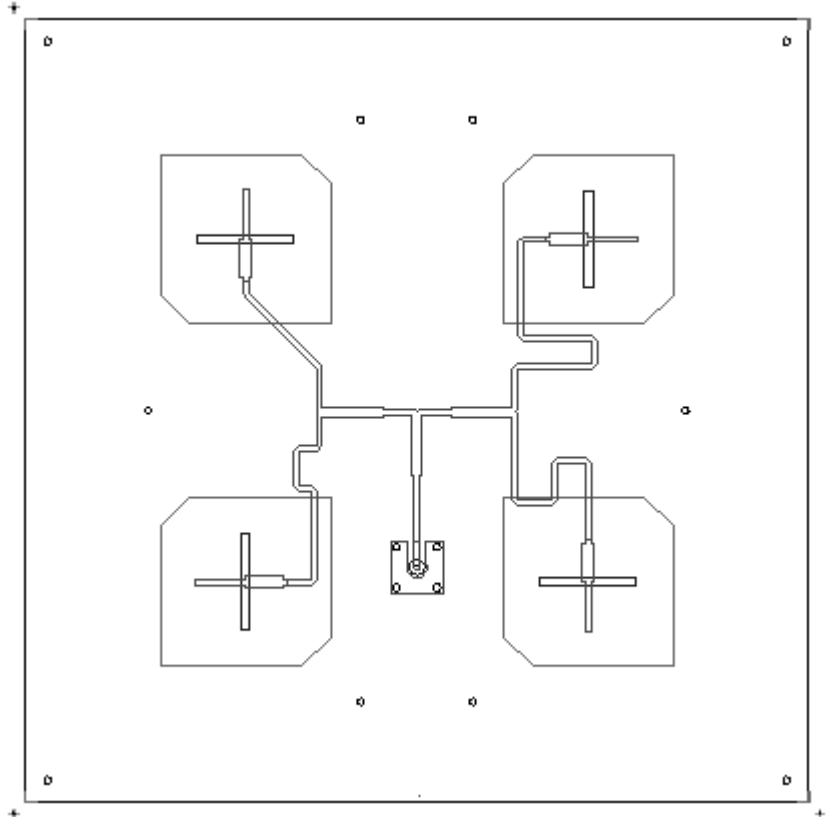
където  $G$  и  $D$  са вече измерените усилване и коефициент на насочено действие на антената.

**ЕСКПЕРИМЕНТАЛНА ЧАСТ****Описание на изследваните антени и апаратурата за тяхното измерване:**

**Изследвани антени и антенни решетки за 1.59 GHz.** На *Фиг. 19 а,б* са показани схематично двата вида антени, които се изследват в лабораторното упражнение. На *Фиг. 20* и в таблицата до нея е дадена вертикалната архитектура на антените и данни за отделните слоеве.

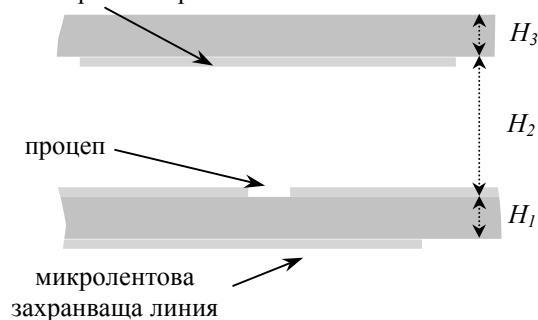


*Фиг. 19.* Два вида планарни антени, измервани в практикума: а) Единичен микролентов излъчвател, построен по SSFIP принципа; б) антенна решетка от 4 еднакви микролентови излъчватели, ориентирани така, че да се получи кръгова поляризация. Антенната решетка е предназначена за приемна домашна станция (link) на безжична GEO-сателитна система за бърз Internet



Скосеният микролентов резонатор е изработен върху диелектрична подложка от евтин материал FR-4. Върху друга подложка от същия материал е изработена микролентовата линия с къса капацитивна нехомогенност за компенсиране на индуктивния характер на процепа. Самият процеп е изработен върху заземената метализация на гърба на захранващата линия. Между процепа и резонатора има дистанция  $H_2$ , в която няма друг диелектрик, освен въздух. Височината  $H_2$  подлежи на пресмятане.

обърнат микролентов резонатор



структура	височина*	подложка	други параметри*
захранваща линия	$H_1 = 1.5$	FR-4: $\epsilon_r = 4.31$ ; $\tan \delta_\epsilon = 0.04$	$l_m = 22.3$ ; $w_0 = 2.73$
процеп			$w_s = 43.3$ ; $s = 4.0$
пълнеж	$H_2 = ?$	въздух: $\epsilon_r = 1.0$	
резонатор	$H_3 = 1.5$	FR-4: $\epsilon_r = 4.31$ ; $\tan \delta_\epsilon = 0.04$	$L = W = 75.75$
решетка от 4 резонатора	$H_3 = 1.5$	FR-4: $\epsilon_a = 4.31$ ; $tg \delta_\epsilon = 0.04$	разстояние между елементите $s_{x,y}: 77$

\* всички геометрични размери са в mm

*Фиг. 20* Вертикална структура на антените; *Табл.2:* Данни за параметрите на отделните слоеве

**Измерителна постановка.** Тя е подобна на схемата, изобразена на *Фиг. 18*. Измерваната антена се поставя като излъчваща. За източник се използва сигнал-генератор с настройка по честота и мощност и включена амплитудна модулация на сигнала 1 kHz. Сигналят от приемната антена се детектира с квадратичен детектор и се измерва с индикатор в dB. Излъчващата антена има възможност да се върти само около вертикалната си ос:  $\theta = 0^0$ ;  $\varphi = -90 \div +90^0$  през  $5^0$ . Тази антена може да се настройва и по елевация. Приемната антена е неподвижна.

**Задачи за изпълнение:**

1. Да се проектира микроленгов излъчвател за 1.59 GHz, изработен на SSFIP-принципа в трислойна структура. Вертикалната архитектура на резонатора е както тази на Фиг. 20. Данни за геометричните размери и диелектричните параметри на отделните слоеве се вземат от таблицата до фигурата. Единственият параметър, който подлежи на определяне е височината на въздушния слой  $H_2$ . Изчисленията се провеждат в следния ред. Първо, по формула (1.1) за 1.59 GHz се пресмята в първо приближение ефективната диелектрична проницаемост  $\epsilon_{eff}$ , като вместо  $L_{eff}$  се поставя  $L$ . С така пресметнатата приближена стойност на  $\epsilon_{eff}$  се определя ефективната дължина на резонатора  $L_{eff}$  по формула (2). Сега отново по формула (1.1) с получената стойност на  $L_{eff}$  се изчислява точно необходимата стойност на  $\epsilon_{eff}$  на цялата структура от тип "сандвич". Така накрая може да се определи неизвестната височина  $H_2$ . За целта се логаритмува формула (3.1) и като се вземе в предвид, че  $H_{\Sigma} = 2H_1 + H_2$  се получава следният израз:

$$H_2 = 2H_1 \cdot \frac{\log \epsilon_r - \log \epsilon_{eff}}{\log \epsilon_{eff}} \quad (3.2)$$

Сравнете получената числена стойност за  $H_2$  с действителната и ако има разлика, дайте свое обяснение.

2. Да се измерят радиационните параметри на единичен микроленгов излъчвател. Два еднакви единични планарни излъчвателя се включват в измерителната постановка като излъчваща и приемна антена. Разстоянието между тях  $r$  се определя да бъде по-голямо от радиуса на далечната зона  $R_{ffz}$  по формула (5) за конкретните антени и се измерва точно. След като с приемната антена се получи сигнал, двете антени се насочват така, че да се получи максимален сигнал. Допълнително, чрез настройка на честотата се търси отново максимум. Накрая, чрез атенюатора на генератора се фиксира показание в максимума 0 dB, което отговаря на ъгли  $\theta = 0^0$  и  $\varphi = 0^0$ , и нищо повече в измерителната постановка не се променя. Излъчващата антена може само да се върти около вертикалната си ос.

Първо се измерва диаграмата на насоченост на антената  $P(\theta, \varphi)$  в dB за  $\theta = 0^0$ ;  $\varphi = -90 \div +90^0$  през  $5^0$ . Диаграмата се построява в декартови координати и се определя широчината на лъча  $\Delta\theta^{-3 \text{ dB}}$  на антената на ниво  $-3 \text{ dB}$  под максималното ( $= 0 \text{ dB}$ ). От приближената формула (7) се определя коефициента на насочено действие  $D$ , като се има в предвид симетрията на антената (т. е. приема се, че  $\Delta\theta^{-3 \text{ dB}} \cong \Delta\varphi^{-3 \text{ dB}}$ ). Накрая се измерва усилването  $G$  на единичния излъчвател по метода на двете еднакви антени и се определя радиационната ефективност  $\eta$ . За да се определи  $G$ , се постъпва така: излъчващата антена отново се завърта на ъгли  $\theta = 0^0$  и  $\varphi = 0^0$  и се проверява показанието 0 dB (това е показанието за  $P_R$ ). След това квадратичния детектор на приемната антена се включва на мястото на излъчващата антена, към кабела, с която тя се захранва и се определя показанието  $P_T$  в dB (измерването се осъществява чрез включване на атенюатор със стойност поне  $-10 \text{ dB}$ , като се отчита и неговия принос). Накрая се изчислява  $G$  в dB по формула (8.1) и се определя радиационната ефективност  $\eta$  по формула (9).

Всички данни се записват в подходяща таблица (вж. Табл. 3).

Табл. 3

Азимутален ъгъл $\varphi = 0^0 \div +90^0$	$P_R$ , dB	Азимутален ъгъл $\varphi = 0^0 \div -90^0$	$P_R$ , dB
$0^0$	0 dB	$0^0$	0 dB
$+5^0$		$-5^0$	
...		...	
$+85^0$		$-85^0$	
$+90^0$		$-90^0$	

3. Да се измерят радиационните параметри на антенна решетка с четири еднакви микролентови излъчвателя. На мястото на излъчващата антена се включва антенната решетка, която ще се измерва. За приемна антена може да се използва единичния излъчвател от предходната задача. Променя се разстоянието между антените, за да отговаря на новия радиус на далечната зона за решетката. По-нататък се процедира както в предишната задача.

Измерват се диаграмата на насоченост на антенната решетка, широчината на главния лъч на ниво  $-3$  dB и се определя нивото в dB на първите странични листа. Определя се усилването  $G_T$  на решетката по формула (8) след нейното логаритмуване (както при получаване на израза (8.1), но сега  $G_T \neq G_R$ ). Всъщност, тук  $G_R$  се замества с вече получената от предишната задача стойност за усилването  $G_R$  на единичния излъчвател, използван в случая за приемна антена. Определя се и ефективността на решетката. Данните се вписват в таблица и се сравняват.

### Контролни въпроси:

1. Какво представлява единичен микролентов излъчвател (антена)? Как работи?
2. Кои са основните паразитни ефекти в микролентовите антени и как се подтискат те?
3. Обяснете принципно необходимостта, изграждането и принципа на работа на планарните фазиращи антенни решетки.
4. Кои са основните радиационни параметри на антената, как се дефинират и какви методи за измерването им са Ви познати?
5. Искате да промените честотата, усилването, радиационната ефективност и посоката на кръговата поляризация на изследваната в упражнението антенна решетка. Как бихте постъпили във всеки отделен случай?

### Литература:

- [1] Zürcher J-F. and F. E. Gardiol, "Broadband Patch Antennas", Artech House Inc., 1995
- [2] Kraus J. D. "Antennas", McGraw-Hill, Inc., 1988
- [3] С. Александров, "Излъчване и разпространение на електромагнитни вълни", София, Университетско издателство "Св. Климент Охридски", 2004 г.