



СОФИЙСКИ УНИВЕРСИТЕТ „СВ. КЛИМЕНТ ОХРИДСКИ“  
ФИЗИЧЕСКИ ФАКУЛТЕТ

**ИЛИЯНА ИЛИЕВА АРЕСТОВА**

**МИКРОВЪЛНОВИ УСТРОЙСТВА С ФЕРИТНИ  
ЕЛЕМЕНТИ ЗА МИЛИМЕТРОВИ ВЪЛНИ**

**АВТОРЕФЕРАТ**

на дисертация за получаване на  
образователната и научна степен „доктор“

Професионално направление:

4.1. Физически науки (Радиофизика и физическа електроника)

Научен ръководител:

**проф. дфн Стефан Александров**

София, 2019

Дисертационният труд е обсъден и одобрен за защита от Катедрения съвет на катедра „Радиофизика и електроника“ на Физическия факултет на СУ „Св. Климент Охридски“, състоял се на 14.05.2019 г.

Дисертационният труд съдържа 137 страници, 100 фигури и 7 таблици. Цитирани са 104 литературни източника.

Докторантурата е редовна към катедра „Радиофизика и електроника“ на Физическия факултет на СУ „Св. Климент Охридски“. Изследванията по дисертацията са проведени в Лабораторията по Микровълнови феритни устройства към Физическия факултет на СУ „Св. Климент Охридски“.

Защитата на дисертационната работа ще се състои на ..... от ..... часа в зала А415 на Физическия факултет, СУ „Св. Климент Охридски“, София, бул. Джеймс Баучър №5.

Материалите по защитата са на разположение на интересуващите се в библиотеката на Физически факултет на СУ „Св. Климент Охридски“, София, бул. Джеймс Баучър №5, сграда А и на сайта на Физическия факултет.

## Актуалност на темата

Феритните микровълнови устройства са първите невзаимни (нереципрочни) структури. Те изпълняват ключова роля в повечето микровълнови системи и ще продължават да го правят, тъй като притежават уникални свойства, които позволяват управлението на микровълновата мощност посредством постоянно или превключващо се магнитно поле [1, 2]. Феритните невзаимни устройства продължават да бъдат незаменима част от микровълновите системи за постигане на изолация между приемника и предавателя, както и навсякъде, където се иска добро съгласуване.

От средата на 20 век, когато е демонстрирано първото микровълново феритно устройство, досега, са проектирани успешно многобройни феритни устройства с различно предназначение, за различни части на микровълновия спектър и различни нива на мощността, които са обект на серийно производство и могат да бъдат закупени. Въпреки това продължават усилията на изследователите в посока на миниатюризация, по-широка честотна лента, по-високи честоти и поевтиняване. В ход е усвояването на милиметровия диапазон на електромагнитния спектър (30–300 GHz), интересът към който остава неизменно висок през последните няколко десетилетия. Причината за този нестихващ интерес към милиметровите вълни е плавното преминаване на приложението им от военния в гражданския сектор. Милиметровите вълни в момента са по-актуални от всякога във връзка с петото поколение комуникационни услуги (5G), при което скорост на предаване на данни от 10 Gb/s ще бъде достигната с работата на базовите станции именно в милиметровия диапазон [3].

Пълноценното използване на милиметровия диапазон предполага наличието на всички необходими активни и пасивни, взаимни (реципрочни) и невзаимни (нереципрочни) устройства. Невзаимните устройства, които са пасивни по своя характер, традиционно използват намагнитени феритни елементи. За съжаление се оказва, че конвенционалните невзаимни устройства, разработени за по-ниски честоти (сантиметрови вълни), не могат да бъдат пренесени със същия успех в милиметровия диапазон. Причината е в това, че феритите намаляват своята жиротропия с увеличаване на честотата, а в същото време растат габаритите на магнитните системи. Затова се търсят алтернативни подходи, които позволяват слаба жиротропия и слаби магнитни полета [4].

Такъв алтернативен подход е постигането на невзаимно (нереципрочно) поведение на свързани ферито-диелектрични структури при подходящ избор на намагнитването на феритния елемент [5, 6]. Една от предавателните структури, на основата на която може да се реализират невзаимни феритни устройства за милиметрови вълни, е огледалният диелектричен вълновод (ОДВ) [7, 8, 9]. В този

дисертационен труд се изследват свързани ферито-диелектрични огледални структури в Ка-обхвата (26,5–40 GHz).

Феритите днес се причисляват към голямата група на метаматериалите. Използваните от нас експериментални и теоретични методи за изследване на структури с феритни елементи могат със същия успех да се приложат за структури, които съдържат иновативни изкуствени метаматериали, наподобяващи по магнитни свойства феритите.

## **Цел и задачи на дисертацията**

Основната цел на дисертацията е експерименталното и теоретичното изследване на невзаимни (нереципрочни) свързани феритни и диелектрични огледални вълноводи, които представляват изолатори за милиметрови вълни. Първа стъпка при осъществяване на тази цел представлява изучаването на честотната характеристика на дължината на вълната и компонентите на основния мод в ОДВ, а също така и в огледален феритен вълновод (ОФВ) при различни посоки на намагнитване на ферита. Приложени са два теоретични метода – методът на ефективната диелектрична проницаемост (МЕДП) [10] и методът на крайните елементи (МКЕ) [11]. Паралелно с теоретичното изследване е проведено експериментално изследване по метода на проходния резонатор (МНР) [12] и метода на електрическата сонда (МЕС) [13]. Втора стъпка е изследването на свързани огледални структури експериментално с помощта на електрически сонди по метода на сканирането в близката зона (МСБЗ) [14] и теоретично по МКЕ.

Конкретната формулировка на задачите по дисертацията е:

- 1) Изработване на измерителни структури за изследване на единични и свързани огледални вълноводи на основата на анализатор на вериги в Ка-обхвата;
- 2) Изучаване на електромагнитните модове в ОДВ и ОФВ с експериментални и теоретични методи;
- 3) Експериментално изследване и числено моделиране на свързани огледални вълноводи;
- 4) Получаване на резултати за невзаимно (нереципрочно) поведение на свързани ферито-диелектрични огледални структури, които могат да бъдат използвани като изолатори.
- 5) Изследване на факторите, които влияят върху невзаимността (нереципрочността).

## **Съдържание на дисертацията**

Дисертацията се състои от увод и шест глави.

Глава 1 представлява литературен обзор по темата на изследванията. Глава 2 е посветена на експерименталната постановка, която се използва за изследване на единични и свързани огледални вълноводи. Описани са различните измерителни структури, създадени за целите на изследването. В Глава 3 са представени резултатите от изследването на изцяло диелектрични структури – единичен ОДВ и свързани еднакви и различни ОДВ. Глава 4 е посветена на изследването на единичен ОФВ. В Глава 5 са представени резултатите от експериментално изследване на ОДВ, свързан с хексаферитен огледален вълновод при две различни направления на полето на анизотропия. В заключителната Глава 6 са представени резултатите от изследването на три различни по конфигурация свързани ферито-диелектрични огледални структури със смесено намагнитване, две от които с поведение на изолатор.

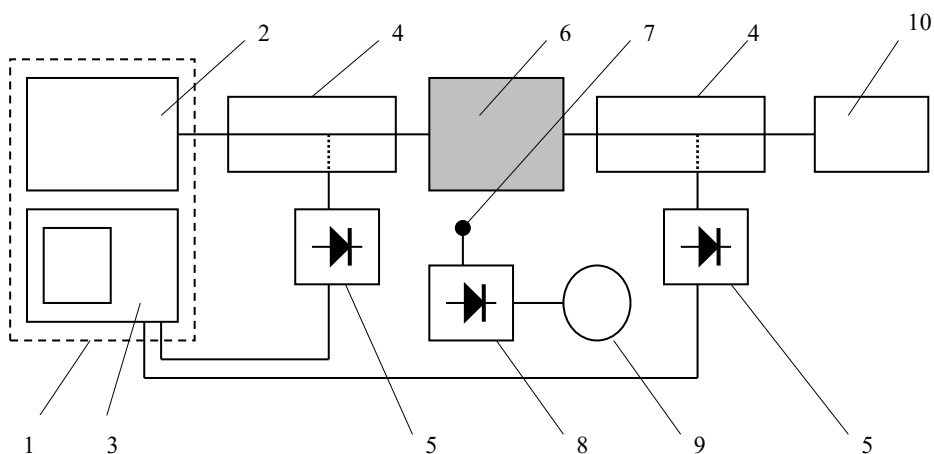
### **Кратко изложение на дисертацията**

В Глава 2 се описват експерименталната постановка и измерителните структури, използвани при изследването. Експерименталната постановка се основава на анализатор на вериги за Ка-обхвата, която е допълнена с няколко измерителни структури: 1) Измерителна структура с два прехода от ОДВ към стандартен правоъгълен метален вълновод (СПМВ) – служи за изследване както на единичен диелектричен ОДВ, така и на свързани структури, в които той се явява първичен вълновод; 2) Резонансни измерителни структури – на основата им се формира резонатор в проходно свързване, който позволява измерването на дължината на вълната в ОДВ или ОФВ с висока точност; 3) Измерителна структура за изследване на отворен ОДВ – на основата на измерителната структура с два прехода се реализира структура с един преход и отворен край.

Блок-схемата на експерименталната постановка е показана на фиг. 1а. Анализаторът на вериги (модел P2-65, Русия) 1 работи в честотния диапазон 26–38 GHz, който покрива почти целия Ка-обхват (26,5–40 GHz) и включва компоненти на основата на СПМВ с напречно сечение 7,2 mm×3,4 mm. Генераторът 2 може да работи както в режим на суипиране (линейно изменение на честотата), така и в режим на фиксирана честота. Насочените отклонители 4 заедно с вградените детектори 5 позволяват отделянето на падащата и преминалата мощност. Изследваната структура 6 се разполага между двата насочени отклонителя 4, както е показано на фиг. 1а. След като се наблюдават загубите в целия честотен диапазон, честотата може да се фиксира и да се проведат измервания с електрическата сонда 7, свързана с вълноводен детектор 8 и микроволтметър 9 (модел TR 1452).

Електрическите сонди, използвани при МСБЗ за снемане на разпределението на електричното поле, са показани на фиг. 2. Конструирани са две различни сонди – сондата, показана вляво на фиг. 2а се използва за

компонентата  $E_y$ , а показаната вдясно – за компонентите  $E_x$  и  $E_z$  при подходяща ориентация. И двете електрически сонди съдържат отрязък полутвърд коаксиален кабел (50  $\Omega$ , външен диаметър 2,20 mm), в краищата на който външният проводник е отстранен на дължина около четвърт дължина на вълната (1,5–2 mm). Единият от краищата е прекаран през отвор, намиращ се в средата на широката стена на секция СПМВ. Едното рамо на секцията СПМВ е дадено накъсо на дължина около четвърт дължина на вълната, а другото е свързано към вълноводния детектор 8, чийто изход е свързан към микроволтметъра 9, използван като индикатор. Електрическата сонда е монтирана на 3D подвижен механизъм, който позволява задаване на нейното положение с точност 0,05 mm по надлъжната ос  $Oz$  и с точност 0,01 mm по напречните оси  $Ox$  и  $Oy$ . Подвижният механизъм е реализиран на основата на стандартна измерителна линия, към която са монтирани две координатни масички.



(a)



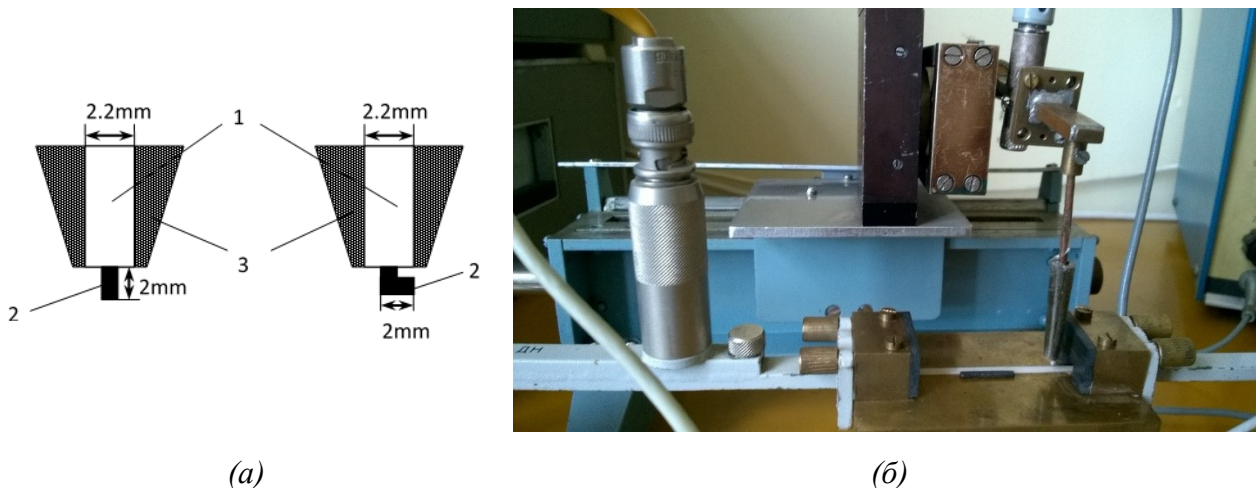
(б)

Фиг. 1. Блок-схема (а) и външен вид (б) на експерименталната постановка:

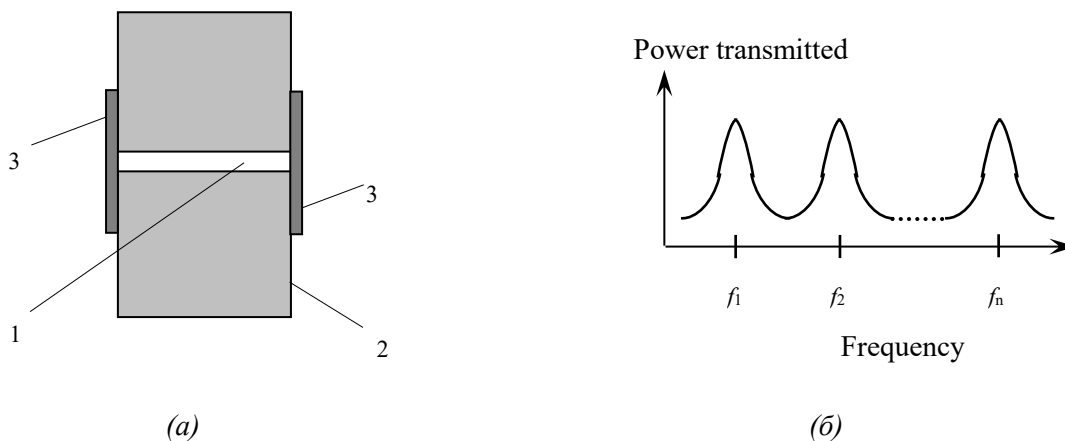
- (а) 1 – анализатор на вериги; 2 – генератор; 3 – индикатор; 4 – насочен отклонител;  
 5 – вграден детектор; 6 – изследвана структура; 7 – електрическа сонда; 8 – вълноводен детектор; 9 – микроволтметър; 10 – съгласуван товар.

Беше оптимизирана височината на сондата спрямо горната повърхност на диелектричната пръчка. Оптималната височина на електрическата сонда се

определя от няколко фактора. Първо, тя зависи от диелектричната проницаемост на пръчката – колкото по-висока е проницаемостта, толкова по-малка трябва да е височината. Второ, височината не трябва да е прекалено малка, за да не смуцава същинското разпределение на полето. Трето, тя трябва да е достатъчно малка за да позволи използването на индикатора със зададената чувствителност. След експериментирание с различни височини на сондата, като оптимална беше определена височина, равна на 0,5 mm. Всички по-нататъшни измервания с електрическа сонда бяха извършени при тази височина, която задавахме с помощта на шаблон.



Фиг. 2. Електрически сонди: (а) конфигурация, 1 – полутвърд коаксиален кабел; 2 – вътрешен проводник на коаксиалния кабел; 3 – поглъщащо покритие; (б) външен вид на сондовата измерителната система.



Фиг. 3. Метод на проходния резонатор: (а) поглед отгоре към измерителната структура, 1 – диелектрична пръчка; 2 – метална подложка; 3 – диафрагма; (б) примерно изображение на изходната мощност върху дисплея на анализатора на вериги в режим на суипиране.

Резонансната измерителна структура за измерване на дължината на вълната по МПР (CRM, cavity resonator method) [12] е показана на фиг. 3а. Тя се състои от диелектрична пръчка с правоъгълно напречно сечение  $l$ , залепена към метална основа 2. Две еднакви диафрагми 3 са присъединени в двата края на

структурата. Всяка диафрагма представлява тънка метална пластина с дебелина 0,2 mm, притежаваща малък централен отвор. Двете диафрагми съвместно със секцията огледален вълновод образуват проходен резонатор с дължина  $L$ . Проходният резонатор се свързва между насочените отклонители, както е показано на фиг. 1а. Примерната картина на дисплея на анализатора на вериги в режим на суипиране на честотата е показана на фиг. 3б.

Процедурата за измерване на дължината на вълната по МПР е както следва. При резонанс дължината на проходния резонатор  $L$  е равна на  $m\lambda_g/2$ , където  $m$  е цяло число, а  $\lambda_g$  е дължината на вълната във вълновода. На всеки от наблюдаваните пикове, показани на фиг. 3б, съответства единствено цяло число  $m$ . Тъй като дължината на резонатора  $L$  е известна с достатъчно голяма точност, измерването на дължината на вълната  $\lambda_g$  се свежда до идентифициране на цялото число  $m$  и се определя по формулата:

$$\lambda_g = 2L/m.$$

Алтернатива на измерването на дължината на вълната по МПР е измерването по метода на електрическата сонда (ЕРМ, electric probe method) [13]. То се извършва като електрическата сонда (фиг. 2а, вляво) се премества по дължината на диелектричната пръчка. Измерват се координатите на т.нар. първи ( $l_0$ ) и последен  $n$ -ти ( $l_n$ ) минимум на стоящата вълна. Дължината на вълната се изчислява по формулата:

$$\lambda_g = 2(l_n - l_0)/2,$$

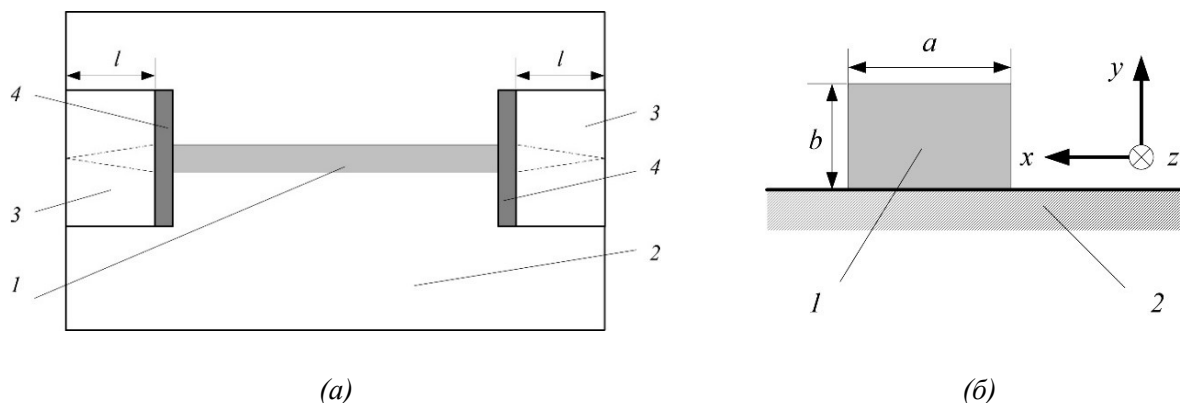
където за определеност  $l_n > l_0$ . Точността на този метод зависи от точността на определяне на координатата на сондата (0,05 mm) и расте с увеличаване на броя на отчетените минимума.

Тъй като практически всяка експериментална постановка, включваща ОДВ съдържа преходи към СПМВ, е целесъобразно да се обърне специално внимание на тази част от нея [15]. За целите на настоящата работа беше изработена измерителната структура с два прехода между ОДВ и СПМВ, показана на фиг. 4а. Тя има дължина 80 mm и се състои от диелектрична пръчка 1, залепена към метална основа 2. Двата края на диелектричната пръчка, изработена от поликор ( $\epsilon_r = 9,6$ ,  $\text{tg}\delta_\epsilon = 10^{-4}$ ) са симетрично скосени в  $xz$  равнина и са вкарани в две П-образни метални тела 3. Всяко П-образно тяло съдържа канал с напречно сечение, което съвпада с това на СПМВ и се прикрепва към металната основа 2 чрез винтове. Поглъщащите пластини 4 са добавени за да минимизират отраженията от П-образните метални тела. Те имат дебелина около 2,5 mm и същото напречно сечение като П-образните метални тела.

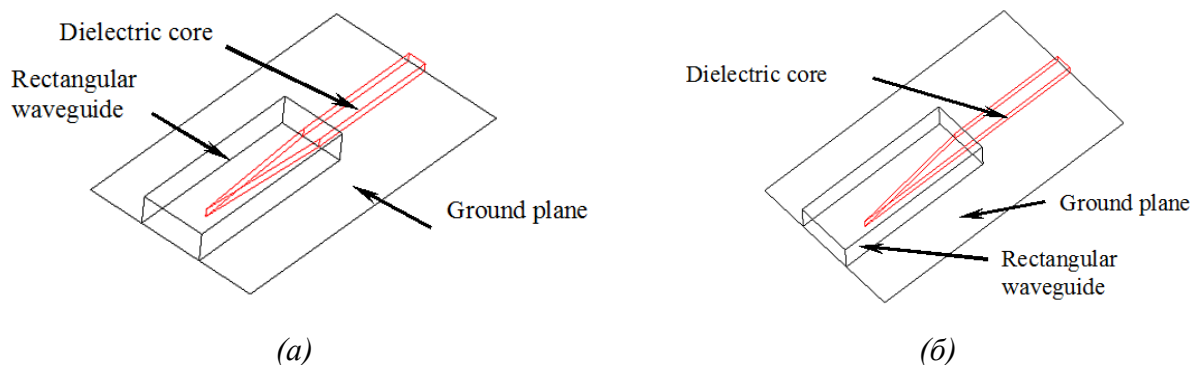
С цел постигане на минимални загуби в структурата с преходи, по метода на пробата и грешката беше подбрана дължина на симетричното скосяване на диелектричната пръчка  $l$ , равна на 15 mm. Тя на практика задава и надлъжния



размер на П-образните метални тела. При тези параметри на структурата загубите в честотния диапазон от 26 до 38 GHz се оказаха достатъчно ниски, равни по абсолютна стойност на 1–2 dB в целия диапазон и около 1 dB в по-тесния честотен диапазон 30–37 GHz. Беше установено, че загубите силно се влияят от геометричните несъвършенства на диелектричната пръчка. С цел те да бъдат намалени, предприехме рязане с лазер на диелектрични пластини и последващо шлайфане на страничните повърхности. Беше постигната висока точност на размерите, което смятаме, че силно намалява загубите от излъчване.



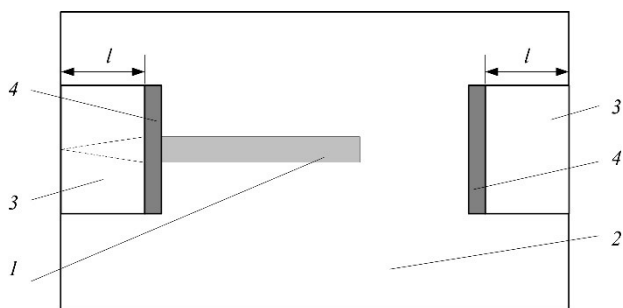
Фиг. 4. Измерителна структура с единичен ОДВ и два прехода към СПМВ: (а) поглед отгоре; (б) напречно сечение на ОДВ; 1 – диелектрична пръчка; 2 – метална подложка; 3 – П-образно метално тяло; 4 – поглъщащи пластини.



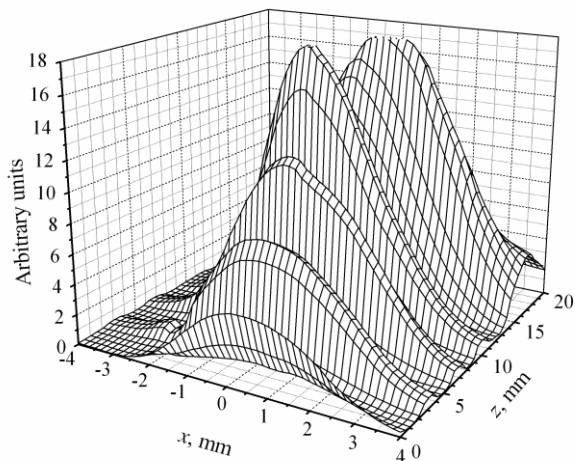
Фиг. 5. Симетрична (а) и несиметрична (б) конфигурация на преходите СПМВ-ОДВ.

За да се оптимизира геометрията на прехода СПМВ-ОДВ в допълнение към експерименталното изследване беше извършено числено изследване по МКЕ [16]. Беше моделирана както симетрична (фиг. 5а), така и несиметрична (фиг. 5б) конфигурация при дължини на скосяването  $l = 0, 5, 10, 15, 20$  и  $25$  mm. Изследването на параметрите на разсейване показва, че симетричните преходи имат по-добър параметър  $S_{11}$  при по-къси дължини на скосяване, а несиметричните преходи – при по-големи дължини на скосяване. Параметърът  $S_{21}$  заема по-добри стойности при симетричните преходи за всяка дължина на скосяването. Численото изследване потвърди целесъобразността на избора, направен експериментално, за симетрично скосяване с дължина  $l = 15$  mm.

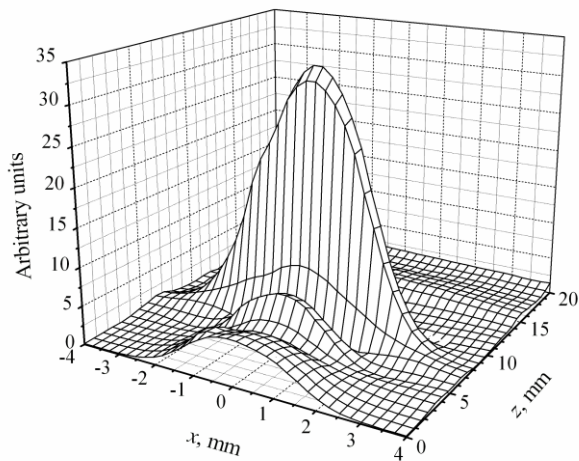
Една от трудностите, която възниква при проектиране на устройства на основата на свързани огледални вълноводи, е отчитането на процесите на излъчване, възникващи в краищата на вторичния вълновод, притежаващ крайна дължина. Излъчването произтича от това, че огледалният вълновод е отворена структура и всяка нерегулярност, в случая рязкото прекъсване, води до излъчване на енергия. Ето защо, в опит да изясним тези процеси, е изследван единичен отворен ОДВ – експериментално по МСБЗ и числено по МКЕ. Целта е да се изучи поляризацията на излъчената вълна, както и направлението на максимално излъчване. Геометрията на измерителната структура с отворен ОДВ е показана на фиг. 6. Изследваният ОДВ е изработен от поликор ( $\epsilon_r = 9,6$ ,  $\text{tg}\delta_\epsilon = 10^{-4}$ ), има напречно сечение  $a \times b = 1,80 \text{ mm} \times 0,97 \text{ mm}$  и дължина 33 mm (заедно с прехода с дължина 15 mm).



Фиг. 6. Измерителна структура с единичен отворен ОДВ (поглед отгоре)  
1 – ОДВ; 2 – метална основа; 3 – П-образно метално тяло; 4 – поглъщащи пластини.



(a)

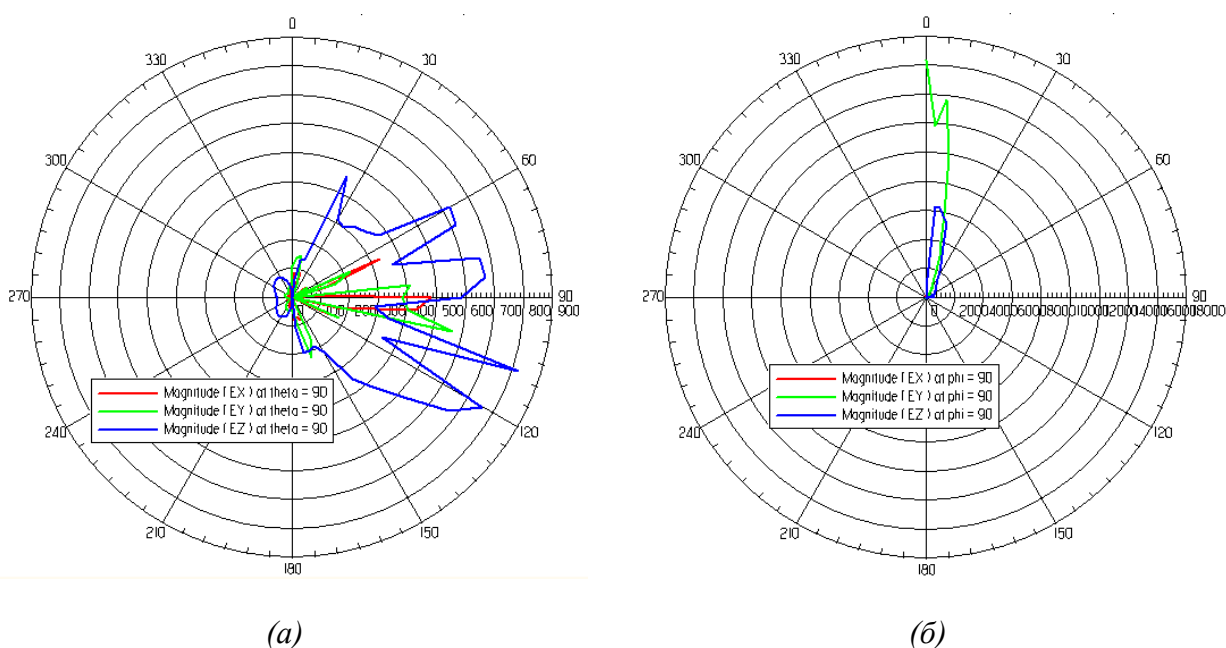


(б)

Фиг. 7. Експериментално снети по МСБЗ разпределения на компонентите  $E_x$  (a) и  $E_z$  (б).

Снетите по МСБЗ разпределения на компонентите на електричното поле в структурата с отворен ОДВ са показани на фиг. 7. Поради квадратичността на детектора, величината по вертикалните оси, дадена в произволни единици, е пропорционална на квадрата на съответната компонента на електричното поле. Началото на оста  $Ox$  е в средата на диелектричната пръчка. Двете представени разпределения са снети с една и съща сонда (показаната на фиг. 2а вдясно) и стойностите по вертикалните оси могат да бъдат сравнявани помежду си,

съответно могат да се правят изводи за съотношението между компонентите  $E_x$  и  $E_z$ . Разпределенията на компонентите  $E_x$  и  $E_z$  показват силно нарастване от началото при  $z = 0$  към отворения край при  $z = 10$  mm. Главното различие между двете разпределения е, че компонентата  $E_x$  нараства плавно по дължината на диелектричната пръчка (фиг. 7а), докато нарастването на компонентата  $E_z$  е локално около отворения край (фиг. 7б). При второто разпределение измерените нива при координати  $z > 10$  mm са много по-малки, отколкото при първото разпределение. Може да се направи извод, че компонентата  $E_z$  преобладава над компонентата  $E_x$  в областта в непосредствена близост до края на диелектричната пръчка, но с отдалечаване от него компонентата  $E_x$  е по-голямата електрична компонента.

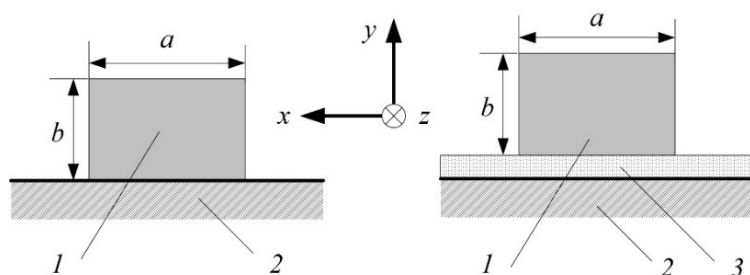


Фиг. 8. Полярни диаграми за близката зона при честота 33 GHz и  $r = 10$  mm: (а)  $\theta = 90^\circ$ , (б)  $\varphi = 90^\circ$ .

Беше създаден модел за числено изследване на ОДВ с отворен край с дължина 10 mm и напречно сечение  $a \times b = 1,80$  mm  $\times$  0,97 mm. Бяха зададени същите диелектрични параметри, както при експерименталното изследване. Полярните 2D диаграми в близката зона за разстояние  $r = 10$  mm при честота 33 GHz са представени на фиг. 8. Разстоянието  $r = 10$  mm съответства на края на диелектричната пръчка. Диаграмата в хоризонтална равнина ( $\theta = 90^\circ$ ) е представена на фиг. 8а, а тази във вертикална равнина ( $\varphi = 90^\circ$ ) – на фиг. 8б. Диаграмата на фиг. 8а показва, че компонентата  $E_z$  е най-голяма по сравнение с другите компоненти на електричното поле. Това е в съгласие с измерените разпределения, показани на фиг. 7. Диаграмата във вертикална равнина (фиг. 8б) има силно изразен максимум при  $\theta = 0^\circ$  за компонентата  $E_y$  и при  $\theta = 10^\circ$  за компонентата  $E_z$ . Процесите на излъчване в края на вторичния ОДВ следва да се

вземат предвид при проектиране на устройства на основата на свързани огледални вълноводи, като се вземат мерки за поглъщане на излъчената енергия.

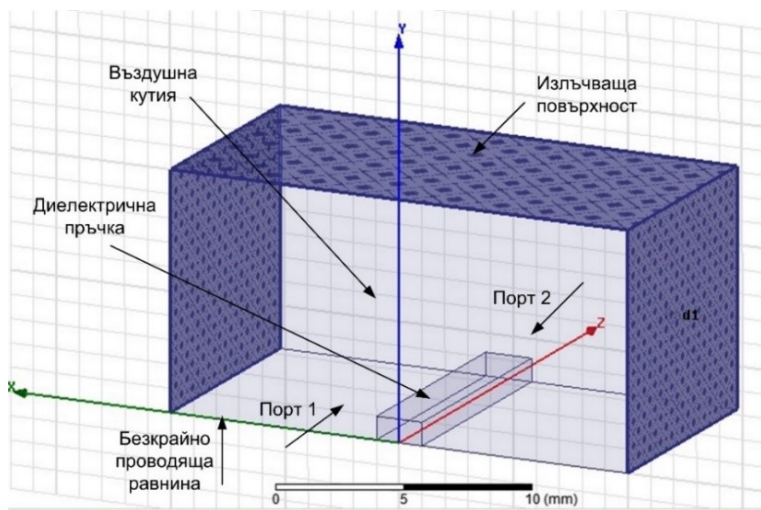
**Глава 3** е посветена на изследване на чисто диелектрични огледални структури, а именно единичен ОДВ и свързани ОДВ. Експерименталните методи за изследване, разгледани в Глава 2, са приложени към тези чисто диелектрични структури с две цели. Първата цел е изучаването на ОДВ сам по себе си като основна съставна част на свързаните ферито-диелектрични огледални структури (Глави 5 и 6). Втората цел е тестването на приложимостта на сондовите измервания по МСБЗ за изследването на по-сложните структури с феритни елементи, за които не винаги могат да се приложат адекватни теоретични методи за изследване.



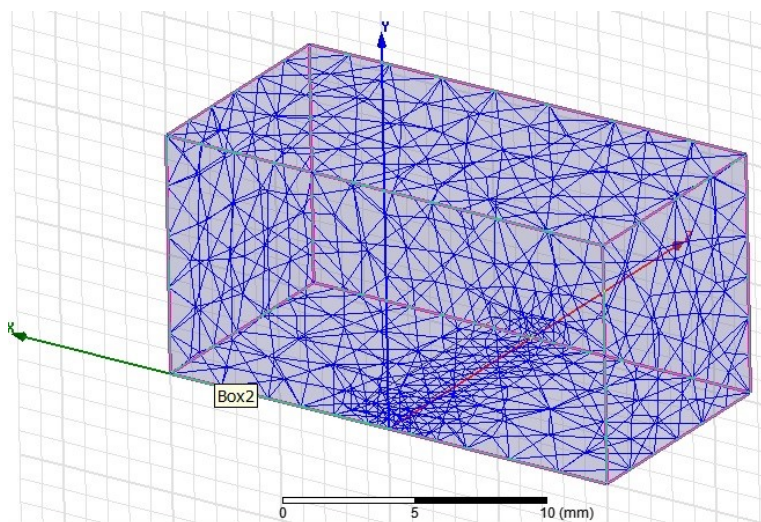
Фиг. 9. Конфигурация на изследваните ОДВ и ИОДВ: 1 – диелектрик с  $\epsilon_{r1}$ ; 2 – метална основа; 3 – диелектрик с  $\epsilon_{r2} < \epsilon_{r1}$ .

Бяха изследвани експериментално по МПР ОДВ и изолиран ОДВ (ИОДВ), чиито конфигурации са показани на фиг. 9 (ИОДВ е показан вдясно). Размерите на напречното сечение  $a$  и  $b$  бяха избрани така, че в диапазона на Ка-обхвата (26,5–40 GHz) във всеки един от случаите да се осигурява едномодов режим на работа с мода  $E_{11}^y$  според класификацията на модовете на Маркатили [17]. Бяха изследвани предавателни структури, изработени от тефлон ( $\epsilon_{r1} = 2,04$ ), стеатит ( $\epsilon_{r1} = 5,7$ ), поликор ( $\epsilon_{r1} = 9,6$ ) и магнезиев титанат ( $\epsilon_{r1} = 15,5$ ). Изолиращият слой в конфигурацията на ИОДВ във всички случаи беше тефлон с диелектрична проницаемост  $\epsilon_{r2} = 2$ . Относителната диелектрична проницаемост и тангенсът на диелектричните загуби на всички използвани материали бяха измерени по резонансния метод, описан в [18]. Честотата беше измервана с цифров честотомер, включен допълнително чрез насочен отклонител в експерименталната постановка. Той използва двойно преобразуване на честотата и позволява измерване на честотата с висока точност. Експерименталните резултати за дължината на вълната по МПР, чиято относителна грешка беше оценена на 0,5%, бяха сравнени с теоретичните, получени по МЕДП. Беше установено, че МЕДП е достатъчно точен (около 1%) само при ниски диелектрични проницаемости като тази на тефлона. С нарастването на диелектричната проницаемост и особено при ниски честоти, където вълноводните свойства на диелектричната пръчка са слаби, грешката расте до 12% при ИОДВ и 18% при ОДВ.

Геометрията на създадения модел за изследване на единичен ОДВ по МКЕ е показана на фиг. 10а. Моделиран е ОДВ от поликор с диелектрични параметри  $\epsilon_r = 9,6$ ,  $\text{tg}\delta_\epsilon = 10^{-4}$ , напречно сечение  $2 \text{ mm} \times 0,97 \text{ mm}$  и дължина  $10 \text{ mm}$ . Размерите на въздушната кутия  $20 \text{ mm} \times 10 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$  са достатъчно големи, така че горната повърхност и двете странични повърхности в  $yz$  равнината да бъдат достатъчно отдалечени от съответните стени на диелектричната пръчка. Тези три стени на въздушната кутия се дефинират като излъчващи повърхности. Долната стена на въздушната кутия се дефинира като безкрайно проводяща равнина, а двете стени, успоредни на  $xz$  равнината – като портове (рамена). На фиг. 10б е показано как обемът на модела е разделен на тетраедри. Те са общо 5642, като 1341 са разположени в диелектричната пръчка, а 4301 – във въздушната кутия.



(а)

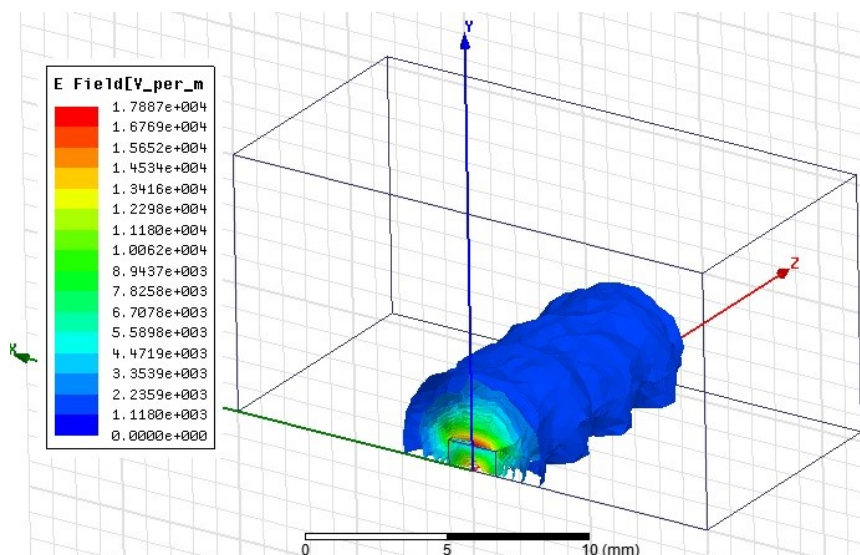


(б)

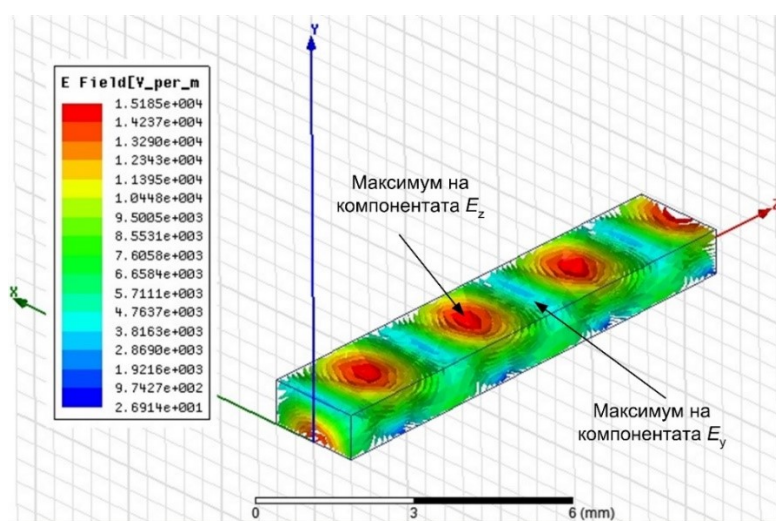
Фиг. 10. Модел на ОДВ (а) и разделяне на обема на модела на крайни елементи (тетраедри) (б).

На фиг. 11 е показано полученото в резултат на численото изследване разпределение на модула на интензитета на електричното поле за основния мод в целия обем на модела (фиг. 11а) и във вътрешността на диелектричната пръчка (фиг. 11б) при честота  $33 \text{ GHz}$ . Стойностите на модула на интензитета на електричното поле, дадени на фиг. 11, съответстват на предавана мощност, равна на  $1 \text{ W}$ . Както се вижда от фиг. 11а, полето намалява силно с отдалечаване от диелектричната пръчка. Може да се приеме, че при  $|x| > 3 \text{ mm}$  и  $y > 4 \text{ mm}$  полето е практически равно на нула. Това означава, че при необходимост при по-сложни конфигурации въздушната кутия може да се зададе с по-малки размери. Например, достатъчно би било нейните

стени да отстоят на 4 mm от съответните гранични повърхности на диелектричната пръчка. Максимумите на модула на интензитета на електричното поле (фиг. 11б) съвпадат с максимумите на компонентата  $E_z$ , а минимумите – с максимумите на компонентата  $E_y$ . Два съседни максимума или минимума се намират на разстояние половин дължина на вълната, която при честота 33 GHz е равна на 5,68 mm.



(a)



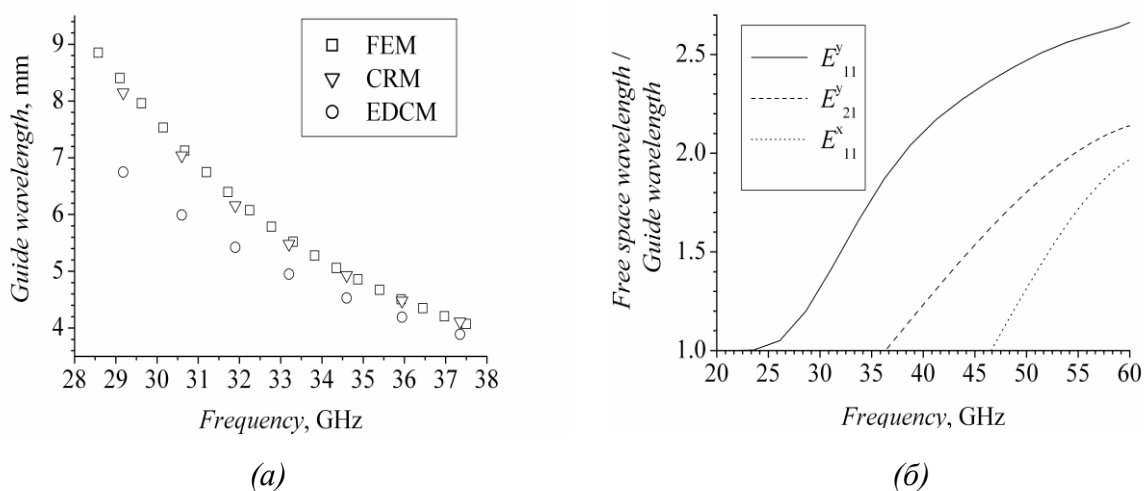
(б)

Фиг. 11. Разпределение на модула на интензитета на електричното поле за основния мод  $E_{y11}$  в целия обем на модела (а) и в диелектричната пръчка (б) при честота 33 GHz.

Численото изследване по МКЕ позволява да се получат стойностите на електричните и магнитните компоненти на полето във всяка предварително дефинирана точка във вътрешността на обема на модела. След численото решаване при честота 33 GHz ние дефинирахме набор от точки в две различни напречни равнини –  $z = 0$  mm и  $z = \lambda_g/4 = 1,42$  mm. Първата напречна равнина съответства на максимум на компонентата  $E_y$ , а втората – на максимум на

компонентата  $E_z$ . Получените разпределения показаха, че компонентите  $E_y$  и  $E_z$  имат почти еднаква големина в техните максимуми. Компонентата  $E_x$  винаги заема по-малки стойности по сравнение с компонентата  $E_y$  в равнината  $z = 0$  mm и от компонентата  $E_z$  в равнината  $z = 1,42$  mm. Сред магнитните компоненти най-голяма е компонентата  $H_x$ . Тези резултати са в съгласие с класификацията на модовете [17, 19], според която главни (относително най-големи) компоненти на основния мод  $E_{11}^y$  в ОДВ са  $E_y$ ,  $E_z$  и  $H_x$ .

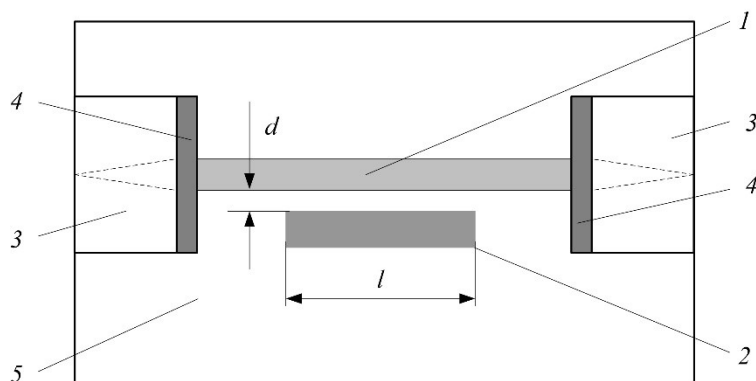
Честотната зависимост на дължината на вълната в изследвания ОДВ от поликор за основния мод  $E_{11}^y$  в честотната лента от 28 до 38 GHz е показана на фиг. 12а. Резултатите от численото решение по МКЕ (FEM) са сравнени с експерименталните резултати по МПР (CRM). Вижда се, че е налице отлично съвпадение между тях – относителната грешка е по-малка от 1% в целия честотен диапазон, което може да се характеризира като отлично съвпадение. Освен тези данни на същата фигура са показани резултати, получени по-рано по МЕДП (EDCM). Както може да се види от фиг. 12а, точността на МЕДП зависи съществено от честотата – относителната грешка при честота 37 GHz е по-малка от 1%, но расте до около 10% при средни честоти и около 20% при честота 29 GHz.



Фиг. 12. Дължина на вълната в ОДВ за основния мод  $E_{11}^y$  (а) и дисперсионни криви за първите три мода (б).

На фиг. 12б са представени дисперсионните криви за основния и първите два висши мода, получени в резултат на численото изследване по МКЕ. Първият висш мод се появява при честота 37 GHz, а вторият висш мод – при 47 GHz. След изследване на компонентите на полето на тези два висши мода беше установено, че първи висш мод е модът  $E_{21}^y$ , а втори висш мод е модът  $E_{11}^x$  съгласно класификацията, въведена от Маркатили [17]. Долната работна честота от гледна точка на дисперсията е равна на честотата, при която фазовата скорост на

основния мод се изменя с 20% спрямо стойността ѝ при критичната честота на първия висш мод (37 GHz). В случая пресмятанията показаха, че долната работна честота е равна на 33 GHz, което означава честотна лента в едномодов режим на ОДВ, равна на 4 GHz.

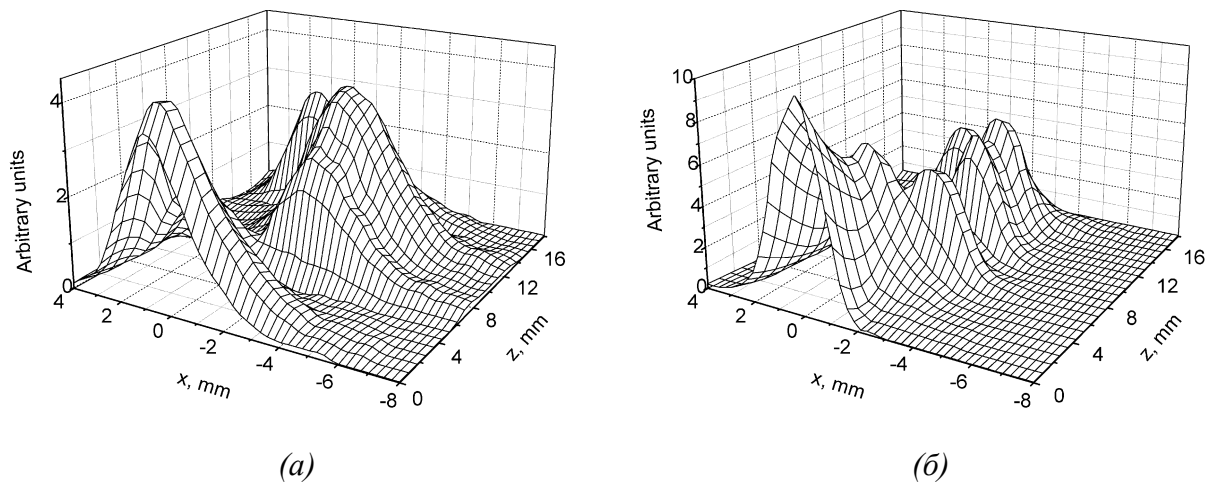


Фиг. 13. Конфигурация на изследваната свързана структура (поглед отгоре):  
 1 – първичен ОДВ;  
 2 – вторичен ОДВ; 3 – П-образно метално тяло;  
 4 – поглъщащи пластини;  
 5 – метална основа.

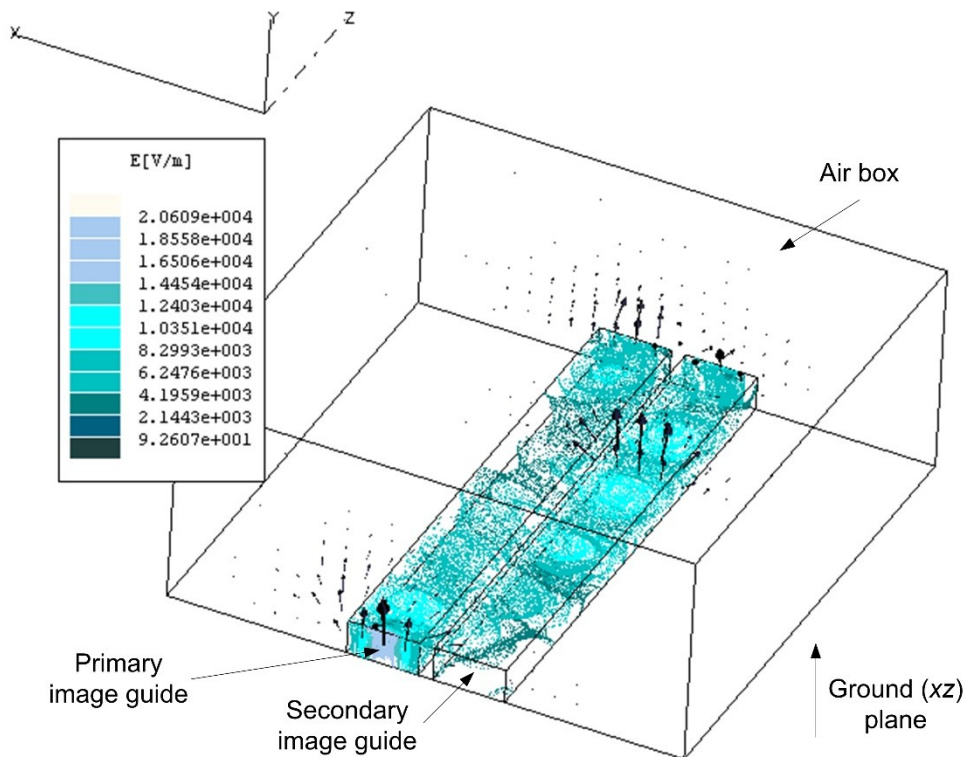
На фиг. 13 е показана конфигурацията на изследваните две свързани огледални диелектрични структури. Тя е реализирана на основата на измерителната структура с преходи, описана подробно при фиг. 4. Вторичният ОДВ 2 е отделен на разстояние  $d$  от първичния ОДВ, като колкото по-голямо е  $d$ , толкова по-слабо е свързването между тях. Дължината на вторичния ОДВ определя т.нар. дължина на свързване  $l$ . Първичният ОДВ в двете изследвани структури и вторичният ОДВ в първата структура бяха изработени от поликор с диелектрични параметри  $\epsilon_r = 9,6$  и  $\text{tg}\delta_\epsilon = 10^{-4}$  и имат напречно сечение  $2 \text{ mm} \times 0,97 \text{ mm}$ . Вторичният ОДВ във втората изследвана структура има напречно сечение  $2 \text{ mm} \times 0,92 \text{ mm}$  и е изработен от магнезиев титанат с параметри  $\epsilon_r = 15,5$  и  $\text{tg}\delta_\epsilon = 7 \cdot 10^{-4}$ . Първата свързана структура има параметри  $d = 0,4 \text{ mm}$  и  $l = 14,65 \text{ mm}$ , а втората –  $d = 0,3 \text{ mm}$  и  $l = 17 \text{ mm}$ .

Разпределенията на компонентите  $E_x$  и  $E_z$ , снети по МСБЗ при честота 33 GHz в първата изследвана структура, са показани на фиг. 14. При тази честота загубите в структурата са минимални, равни на  $-1,5 \text{ dB}$ . Това съответства на ефективно преминаване на вълната от първичния ОДВ във вторичния и обратното ѝ връщане в първичния ОДВ. Началото на оста  $Ox$  е избрано в средата на първичния ОДВ, а вторичният ОДВ е разположен в отрицателната част на оста  $Ox$ . Разпределенията са снети с една и съща сонда (фиг. 2, вдясно) при ориентация на огънатия участък съответно по осите  $Ox$  и  $Oz$ , което ни дава право да сравняваме величините, нанесени по вертикалните оси. Разпределението на компонентата  $E_z$  (фиг. 14б) показва, че тази компонента има значително по-големи стойности от компонентата  $E_x$  в началото на свързаната структура в областта на първичния ОДВ. Максимумът на компонентата  $E_y$  по дължината на вторичния ОДВ беше наблюдаван при надлъжна координата  $z = 9,85 \text{ mm}$ , която е равна на т.нар. период на енергиен обмен  $L$ .





Фиг. 14. Експериментално снети разпределения по МСБЗ на компонентата  $E_x$  (а) и  $E_z$  (б) в свързана структура от поликор при честота 33 GHz.



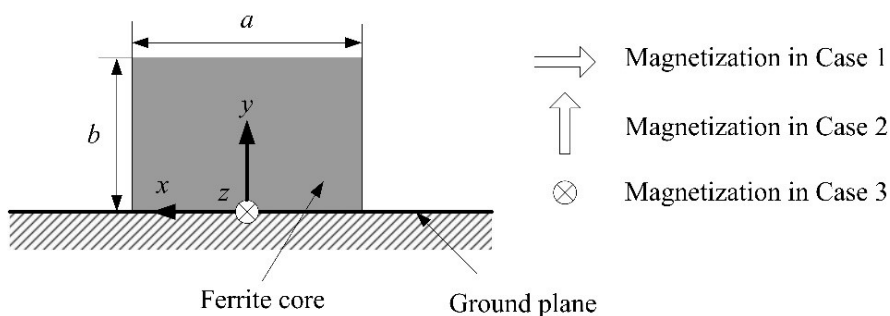
Фиг. 15. Разпределение на електричното поле в свързана структура от поликор по МКЕ.

Двете експериментално изследвани диелектрични свързани структури бяха моделирани по МКЕ. Полученото в резултат на численото изследване разпределение на модула на интензитета на електричното поле в първата структура при честота 33 GHz е показано на фиг. 15. Изследването на полето извън диелектричните пръчки показва, че то силно намалява при отдалечаване от тях. Поради това то не е показано на фиг. 15 за да се избегне излишно усложняване на изображението. Полученото разпределение е дадено заедно с три векторни диаграми, показващи вектора  $\vec{E}$  в три напречни сечения –  $z = 0$ ,  $z = L = 9,85 \text{ mm}$  и  $z = l = 14,65 \text{ mm}$ . Средното напречно сечение е избрано да съвпада с периода на енергиен обмен  $L$ , получен експериментално. Вижда се, че

това напречно сечение съвпада достатъчно точно с положението на максимума на компонентата  $E_y$  във вторичния ОДВ, т.е. налице е много добро съвпадение за периода на енергиен обмен  $L$ , получен експериментално по МСБЗ и теоретично по МКЕ.

Прилагането на МКЕ показва неговата висока ефективност за изследване на единични и свързани ОДВ. Може да се направи извод, че съвместното използване на измервания с електрически сонди по МСБЗ и числено изследване по МКЕ, е уместен подход при проектирането на по-сложни устройства като невзаимни компоненти за милиметрови вълни.

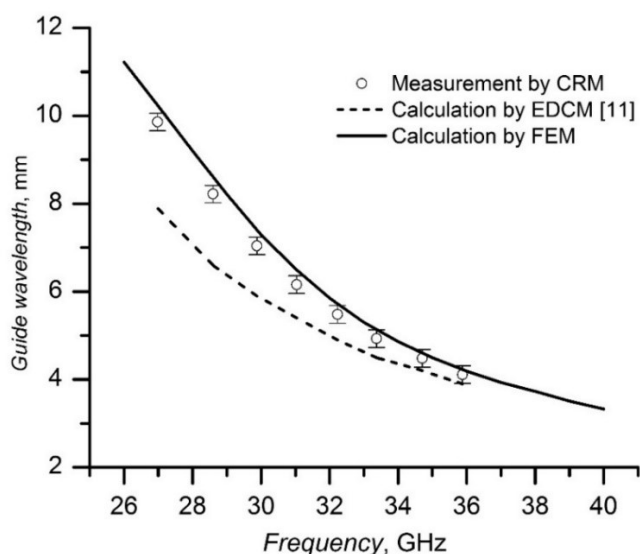
**Глава 4** е посветена на изследването на единичен ОФВ както в ненамагнитено състояние, така и при три различни случая на хомогенно намагнитване: 1) успоредно на огледалната равнина и перпендикулярно на посоката на разпространение (Случай 1); 2) перпендикулярно на огледалната равнина и на посоката на разпространение (Случай 2); 3) успоредно на посоката на разпространение, наричано още надлъжно намагнитване (Случай 3). Напречното сечение на ОФВ и посоката на намагнитването в трите случая е показано на фиг. 16. Изследваният ОФВ с напречно сечение  $a \times b = 1,82 \text{ mm} \times 0,99 \text{ mm}$  е изработен от ферит марка 1СЧ4 (Русия). Феритът има следните електромагнитни параметри: относителна диелектрична проникваемост  $\epsilon_r = 11,1$ , тангенс на диелектричните загуби  $\text{tg}\delta_e = 0,01$  и намагнитеност на насищане  $4\pi M_s = 0,463 \text{ T}$ . В трите случая на намагнитване при численото изследване по МКЕ бе задавано постоянно магнитно поле с интензитет  $H = 40 \text{ kA/m}$ . Стойностите на всички изчислени величини по МКЕ, представени по-долу, съответстват на предавана мощност, равна на 1 W.



Фиг. 16. Напречно сечение и намагнитване на ОФВ.

Една от целите на тази глава е, като се изследват числено трите случая на хомогенно намагнитване на ОФВ, да се изучи влиянието на всяко едно от тях върху вълната на основния мод, в частност да се установи кои са неговите главни компоненти и дали е оправдано да бъде класифициран според класификацията на Маркатили [17], възприета за ОДВ. Друга цел беше да се провери дали са налице невзаимни ефекти в хомогенно намагнитен единичен ОФВ, например, невзаимна константа на разпространение. Също така, познаването на това, как посоката на намагнитване влияе върху вълната в хомогенно намагнитен ОФВ,

ще подпомогне разбирането на работния механизъм на невзаимните ферито-диелектрични огледални структури със смесено намагнитване на феритния елемент.



Фиг. 17. Дължина на вълната в ненамагнитен ОФВ.

стойности за дължината на вълната в ненамагнитен ОФВ са представени графически на фиг. 17 с плътна линия. На същата фигура, за сравнение, като отделни точки с доверителни интервали са представени резултатите по МПР. Както се вижда, измерените дължини на вълната по МПР са много близки до тези, получени числено по МКЕ. Относителната разлика между експерименталните и теоретичните стойности е от 2 до 5% в целия разглеждан честотен диапазон. За сравнение на фиг. 17 с прекъсвана линия са показани дължините на вълните, получени по МЕДП. Както може да се види, разликите между стойностите, получени по МКЕ и МЕДП са сравнително малки само при високи честоти. Може да се направи извод, че МЕДП описва адекватно физическите свойства на ОФВ само при по-високите честоти, а МКЕ – в целия Ка-обхват.

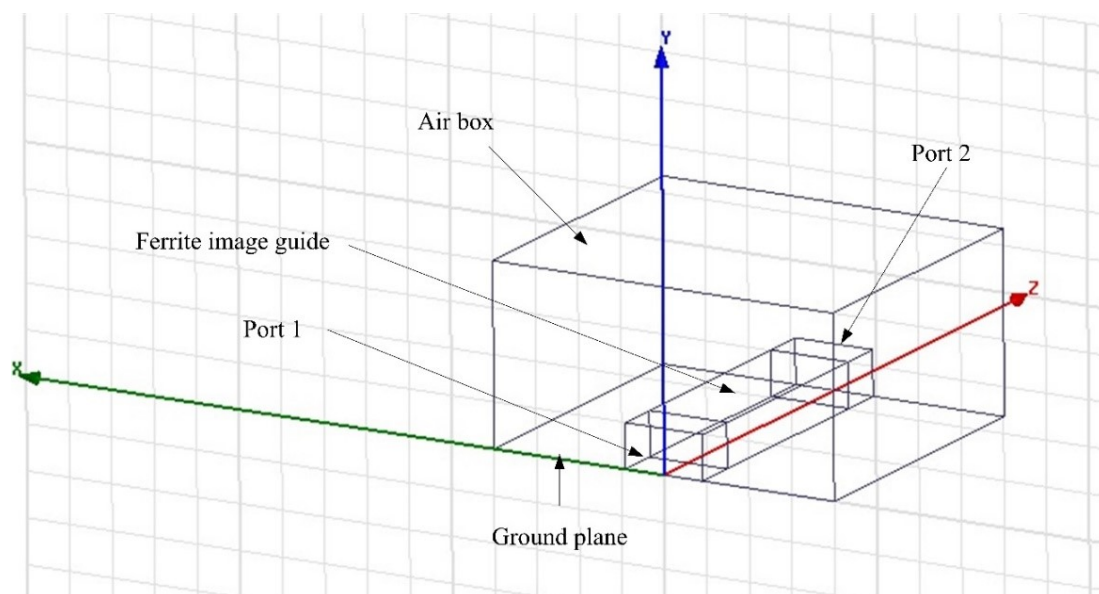
Геометрията на създадения модел за числено изследване на намагнитен ОФВ е показана на фиг. 18. Обемът на модела съвпада с обема на въздушната кутия (air box) с размери 8 mm×4 mm×7 mm. ОФВ представлява паралелепипед (пръчка) с размери 1,82 mm×0,99 mm×5 mm. Основната разлика от модела на ОДВ (фиг. 10) е, че при моделирането на намагнитен ферит се изисква портовете да не са в контакт с него. Това е причината в модела на фиг. 18 да бъдат добавени два допълнителни паралелепипеда с малка дължина, равна на 1 mm, в двата края на феритната пръчка. Тези два допълнителни паралелепипеда имат същото

Ненамагнитен ОФВ беше моделиран по МКЕ. Относителната магнитна проницаемост на ферита бе определяна в съответствие с формулата

$$\mu_{det} = \frac{1}{3} \left[ 1 + 2 \sqrt{1 - \left( \frac{\gamma 4\pi M_s}{f} \right)^2} \right],$$

дефинирана в [20], където  $\gamma = 2,21 \cdot 10^5$  (rad/s)/(A/m) е жиромагнитното отношение, а  $f$  е честотата. Моделът на ненамагнитен ОФВ не се различава от този на ОДВ, представен на фиг. 10. Изчислените по МКЕ

напречно сечение като феритната пръчка и са запълнени с диелектрик със същата относителна диелектрична проницаемост,  $\epsilon_r = 11,1$ .



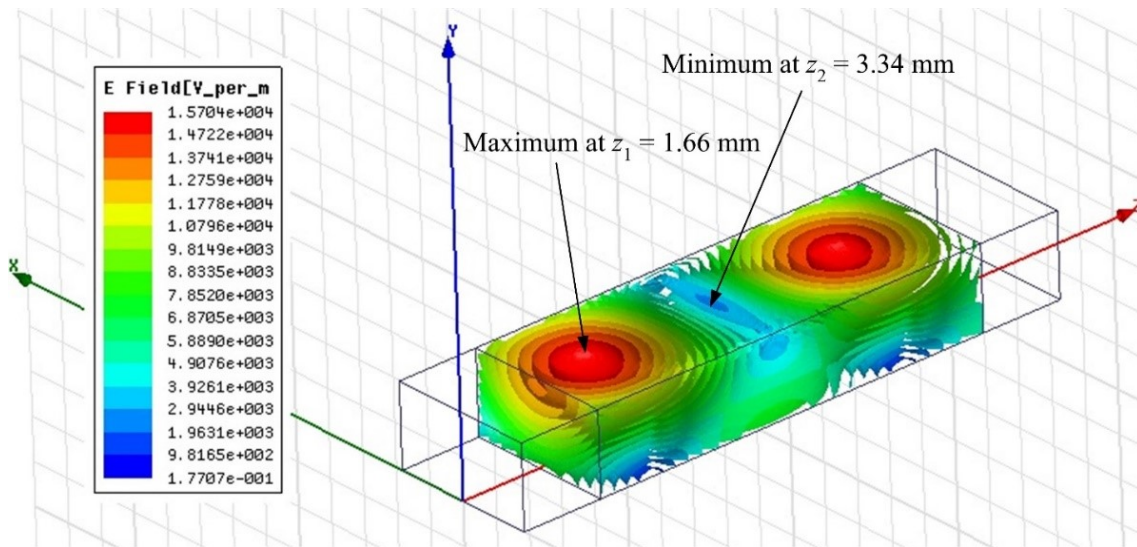
Фиг. 18. Модел на намагнитен ОФВ за изследване по МКЕ.

Резултатите от численото изследване показаха, че дължината на вълната не се влияе от посоката на намагнитване, т.е. в трите случая на намагнитване при фиксирана честота дължината на вълната има една и съща стойност. Също така, тя слабо се различава от дължината на вълната в ненамагнитено състояние. Относителните разлики на дължината на вълната в намагнитено и ненамагнитено състояние са в границите от 8,3% до 1,6% (средна разлика 5,3%).

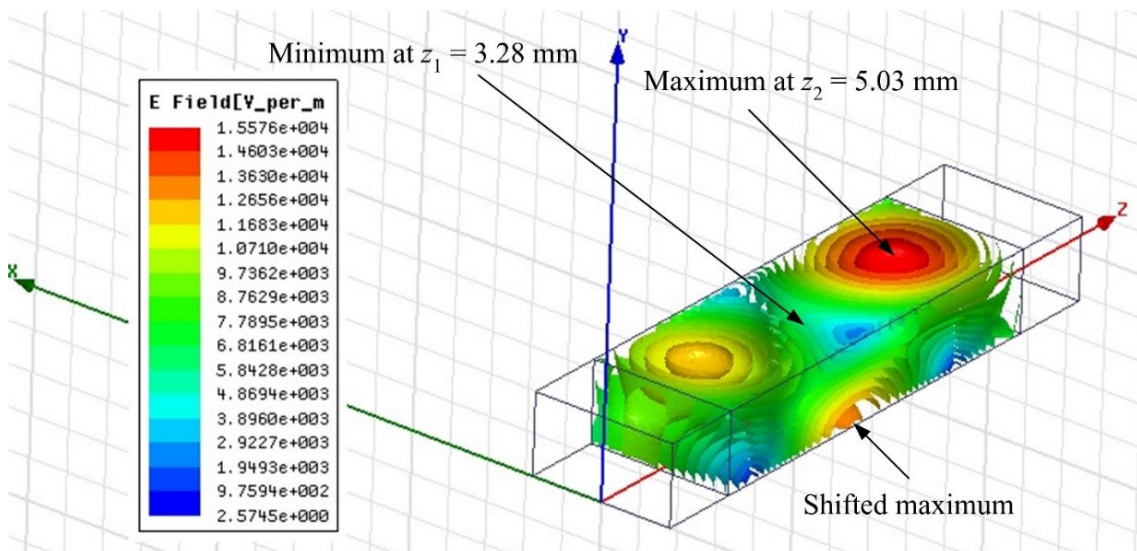
Разпределението на модула на интензитета на електричното поле в ОФВ при намагнитване в Случай 1 е представено на фиг. 19 (намагнитването е успоредно на оста  $Ox$ ). Както се вижда, максимумите в разпределението на електричното поле са разположени върху горната гранична повърхност на феритната пръчка. Чрез дефиниране на допълнителни точки в геометрията на модела в напречните равнини  $z_1 = 1,66 \text{ mm}$  и  $z_2 = 3,34 \text{ mm}$  и изчисление на компонентите на основния мод в тях, бяха получени разпределенията на шестте компоненти на основния мод. От тези разпределения стана ясно, че главни компоненти на основния мод в ОФВ при намагнитване в Случай 1 са компонентите  $E_y$ ,  $E_z$  и  $H_x$ , което представлява същински  $E_{y11}$  мод в съответствие с класификацията на Маркатили [17], общоприета за ОДВ.

Разпределението на модула на интензитета на електричното поле в ОФВ при намагнитване в Случай 2 е представено на фиг. 20 (намагнитването е успоредно на оста  $Oy$ ). Разпределението в този случай на намагнитване съществено се различава от това в Случай 1. В него се наблюдава асиметричен, отместен спрямо средата на феритната пръчка, максимум. Той е локализиран върху долната повърхност на феритната пръчка. Отново чрез дефиниране на

допълнителни точки в геометрията на модела в напречните равнини  $z_1 = 3,28$  mm и  $z_2 = 5,03$  mm бяха получени разпределения на шестте компоненти на основния мод в Случай 2. Тези разпределения потвърдиха факта на отместване на максимума на компонентата  $E_y$  от средата на феритната пръчка ( $x = 0$ ) към страничната стена, разположена при  $x = -a/2 = -0,91$  mm. Също така, беше установено повишаване на големината на компонентата  $E_x$  в този случай на намагнитване по сравнение със Случай 1. Сред магнитните компоненти на основния мод най-големи и съизмерими стойности притежават компонентите  $H_x$  и  $H_z$ .



Фиг. 19. Разпределение на модула на интензитета на електричното поле в намагнитен ОФВ в Случай 1, получено по МКЕ.



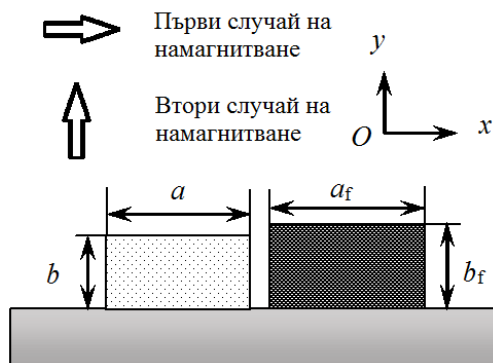
Фиг. 20. Разпределение на модула на интензитета на електричното поле в намагнитен ОФВ в Случай 2, получено по МКЕ.

Можем да направим извод, че главни компоненти на основния мод във ОФВ при намагнитване в Случай 2 са компонентите  $E_y$ ,  $E_z$ ,  $H_x$  и  $H_z$ . Наличието на асиметрично разпределение на главната електрична компонента  $E_y$  в напречна равнина, появата на допълнителна главна магнитна компонента  $H_z$ , както и значителните нива на компонентата  $E_x$  изискват в този случай на намагнитване да разграничим основния мод в ОФВ от мода  $E^{y_{11}}$  в ОДВ. Основният мод във ОФВ при намагнитване, което е перпендикулярно на огледалната равнина и на посоката на разпространение, бихме могли да наречем модифициран мод  $E^{y_{11}}$ , характеризиращ се с асиметрия на компонентата  $E_y$  и нарастване на компонентите  $H_z$  и  $E_x$ .

Изследването в Случай 3 показва, че разпределението на модула на интензитета на електричното поле е подобно на това в Случай 1. И тук, както в Случай 2, основният мод не е чист  $E^{y_{11}}$  мод. Основният мод в надлъжно намагнитен ФОВ може да се нарече модифициран  $E^{y_{11}}$  мод, в който и трите компоненти на магнитното поле  $H_x$ ,  $H_y$  и  $H_z$  са достатъчно големи и следва да се вземат предвид.

И в трите случая на хомогенно намагнитване в ОФВ отсъстват невзаимни ефекти, но установеното асиметрично разпределение на компонентата  $E_y$  в Случай 2 дава основание да се направи извод, че при свързване на първичен ОДВ с вторичен ОФВ при такова намагнитване, ще бъде налице невзаимно свързване между ОДВ и ОФВ. Това невзаимно свързване може да бъде използвано за конструиране на работещи невзаимни устройства за Ка-обхвата.

В Глава 5 се представят резултати от експериментално изследване на свързани ОДВ и ОФВ, в което вместо обикновен микровълнов ферит се използва хексаферит със собствено поле на анизотропия. Това позволява да се избегне външна система за намагнитване и да се осигури хомогенно намагнитване на феритния елемент. Изследваната конфигурация, поглед отгоре, е като показаната на фиг. 13. Напречното сечение на свързаната структура, както и посоките на намагнитване (анизотропия) в двата изследвани случая, са дадени на фиг. 21.



Фиг. 21. Напречно сечение на свързани диелектричен и хексаферитен огледални вълноводи.

В първия случай намагнитването е перпендикулярно на посоката на разпространение и успоредно на огледалната равнина и е насочено по посока на

оста  $Ox$ . Във втория случай намагнитването е перпендикулярно както на посоката на разпространение, така и на огледалната равнина и е по посока на оста  $Oy$ . Ефективното поле на анизотропия в първия случай на намагнитване е  $H_A = 100$  Oe, а във втория –  $H_A = 350$  Oe. Не е използвано допълнително външно намагнитване. Първичният ОДВ е с размери на напречното сечение  $a = 2$  mm и  $b = 0,97$  mm. Изработен е от поликор с диелектрични параметри  $\epsilon_r = 9,6$  и  $\text{tg}\delta_\epsilon = 10^{-4}$ . Вторичният огледален вълновод е изработен от бариев хексаферит ( $\text{BaO} \cdot 6\text{Fe}_2\text{O}_3$ ) с частично заместване на йоните на тривалентното желязо с йони на хрома. Използваният хексаферит има параметри  $\epsilon_r = 14,7$  и  $\text{tg}\delta_\epsilon = 9 \cdot 10^{-4}$ . Параметрите на свързаната структура  $l$  и  $d$  (фиг. 13) са различни в двата случая. В първия случай размерите на напречното сечение на вторичния ОФВ, изработен от хексаферит, са  $a_f = 2$  mm и  $b_f = 1,1$  mm, а параметрите на свързаната структура са  $d = 0$  mm и  $l = 23,1$  mm. Във втория случай на намагнитване размерите са съответно  $a_f = 2$  mm,  $b_f = 1$  mm,  $d = 0,5$  mm и  $l = 20,8$  mm.

Експерименталното изследване на загубите в права и обратна посока в широк честотен диапазон от 26 до 38 GHz показва, че и в двата случая на намагнитване структурата може да се счита за взаимна (реципрочна). Бяха снети по МСБЗ разпределенията на компонентите на електричното поле в двата случая на намагнитване, в първия случай при честота 31,9 GHz, при която загубите са  $-2,5$  dB, а във втория при честота 33 GHz, при която загубите са  $-4$  dB.

Компонентата  $E_y$  и в двата случая има най-големи стойности в началото и края на свързаната структура, в областта на първичния ОДВ, което отговаря на разпространението на мода  $E_{y11}$  в него. Компонентата  $E_x$  в първия случай на намагнитване има значителна големина в цялата свързана област, като максимумът ѝ е локализиран по границата ферит-диелектрик. В средната област на свързаната структура отчетливо се наблюдават три нарастващи максимума, което означава, че е налице ефективно свързване между ОДВ и ОФВ на модове с главни компоненти съответно  $E_y$  и  $E_x$ . Ефективността на свързването се дължи до голяма степен на това, че вторичният ОФВ е плътно долепен до първичния ОДВ ( $d = 0$  mm). По-голямото разстояние между първичния ОДВ и вторичния ОФВ във втория случай ( $d = 0,5$  mm) води до по-слабо свързване между тях. В резултат измерените стойности на компонентата  $E_x$  са по-ниски от тези в първия случай. Компонентата  $E_z$  е най-голяма в края на свързаната структура и в двата случая на намагнитване. Това се дължи както на отражение от прехода ОДВ-СПМВ, така и на излъчване вследствие на нарушението в регулярността на структурата, и е в съгласие с изследването на отворен ОДВ, представено по-рано в Глава 2, което установи, че главна компонента на излъчването е именно компонентата  $E_z$ .

Резултатите в Глава 5 потвърждават ефективността на МСБЗ за изследване на отворени структури, в частност на свързани огледални диелектрични и феритни вълноводи. Те показват, че при хомогенно намагнитване на вторичния хексаферитен огледален вълновод в посока, напречна на посоката на разпространение, структурата може да се счита за взаимна. Уместно е да подчертаем, че тези изводи се отнасят за случая на слабо намагнитване с интензитет на постоянното магнитно поле от порядъка на стотици Ое, като не е добавяно външно магнитно поле. Реализирането на невзаимен ефект вероятно изисква промяна в конфигурацията на структурата в посока на нейното усложняване. Според [21] въвеждането на втора ферито-диелектрична гранична повърхност може да доведе до невзаимен ефект и това би могло да се използва за проектиране на невзаимни устройства за милиметрови вълни.

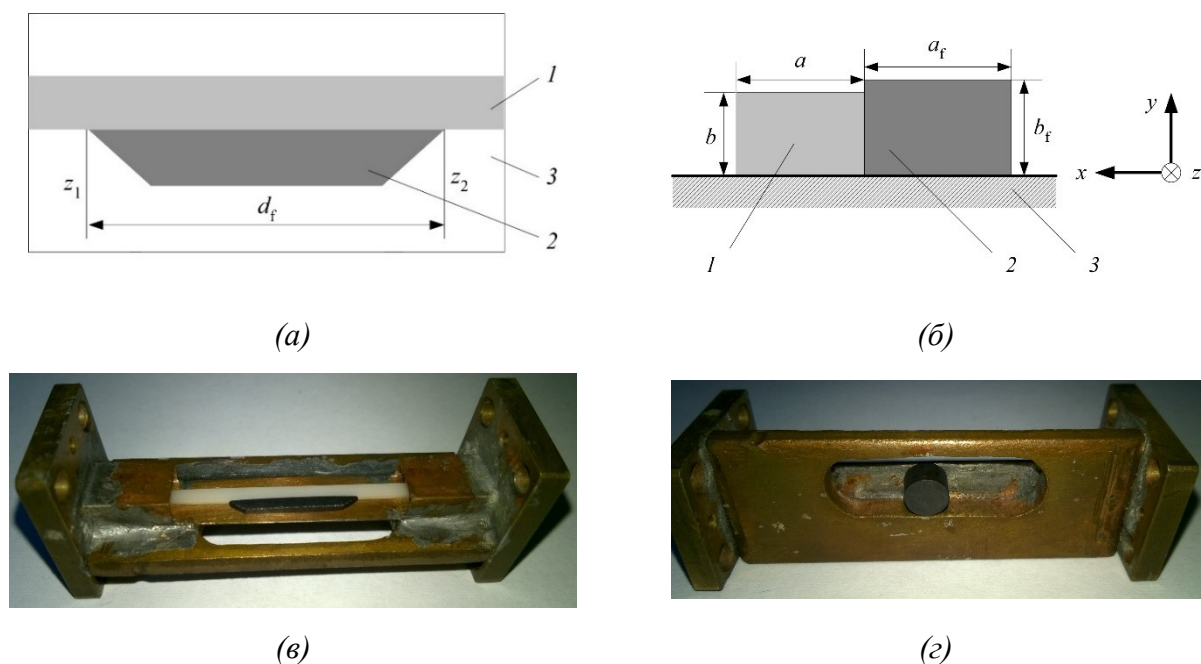
В Глава 6 са изследвани експериментално по МСБЗ и теоретично по МКЕ свързани огледални диелектрични и феритни вълноводи със смесено намагнитване. Феритният елемент (паралелепипед, пръчка) беше намагнитван с помощта на дискови постоянни магнити. Тъй като дължината на феритния елемент е съизмерима с диаметъра на използваните магнити, намагнитването на ферита е нехомогенно. По отношение на направлението на разпространение на вълната постоянното магнитно поле съдържа както напречна, така и надлъжна компонента, поради което го наричаме смесено намагнитване. С цел да бъдат установени невзаимни или други полезни ефекти в свързани ферито-диелектрични огледални структури, бяха изследвани три двураменни структури (Структура 1, Структура 2 и Структура 3). Структура 1 и Структура 3 съдържат един първичен ОДВ и един вторичен ОФВ. Структура 3 се отличава от Структура 1 с по-голямата здравина на механичната конструкция, по-големите възможности за вариране на параметрите (дължина на свързване, положение на постоянния магнит) и по-добрата защита от паразитни отражения и излъчвания. Структура 2 е с по-сложна конфигурация, съдържаща два ОДВ, свързани помежду си посредством секция ОФВ.

Изборът на феритен материал е продиктуван от това относителната диелектрична проницаемост на ферита да бъде близка до тази на използвания диелектрик с цел да се постигне по-добро свързване между диелектричния и феритния огледални вълноводи. Като материал за първичния ОДВ беше избран поликор с относителна диелектрична проницаемост  $\epsilon_r = 9,6$ . За вторичния ОФВ беше използван никелов ферит марка 1СЧ4 (Русия) с относителна диелектрична проницаемост  $\epsilon_r = 11,1$ , която е сравнително близка до тази на поликора.

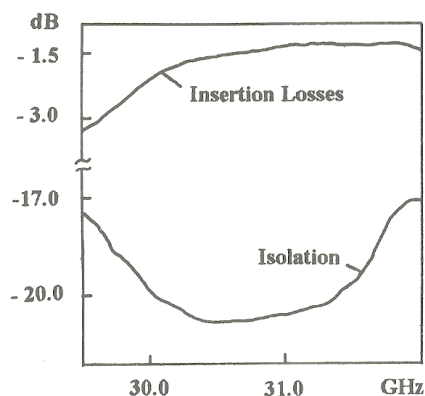
На фиг. 22 е показана конфигурацията на Структура 1. Дължината на цялата структура е 60 mm, заедно с двата прехода СПМВ-ОДВ, всеки с дължина



15 mm (преходите не са показани на фиг. 22а). Параметрите на свързаната структура са  $a = 1,8$  mm,  $b = 0,97$  mm,  $a_f = 2,00$  mm,  $b_f = 1,20$  mm и  $d_f = 8,00$  mm. От долната страна на металната основа е издълбан канал, в който се помещава постоянният магнит, като съществува възможност за промяна на местоположението му в някакви граници (фиг. 22г). Положението на постоянния магнит беше варирано с цел да се оптимизира наблюдаваният невзаимен ефект. Крайният резултат от настройката е показан на фиг. 23, където са представени загубите в права и обратна посока на разпространение. Пряви загуби по абсолютна стойност 1–2 dB и изолация под  $-20$  dB са налице в лента повече от 1 GHz в диапазона 30–31,5 GHz, което може да се характеризира като много добро поведение на изолатор.



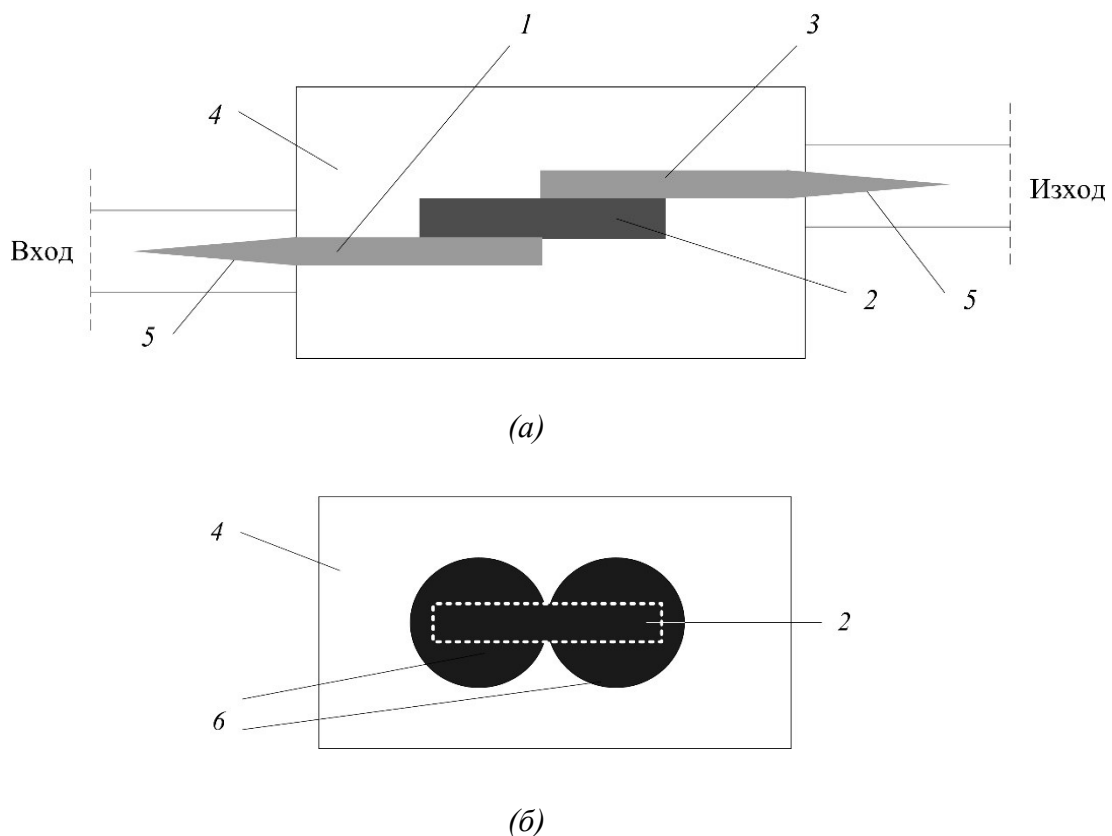
Фиг. 22. Конфигурация на Структура 1: поглед отгоре (а), напречно сечение (б) и външен вид (в, г); 1 – ОДВ, 2 – ОФВ, 3 – метална основа.



Фиг. 23. Загуби в права и обратна посока на разпространение в Структура 1.

След настройката на загубите съгласно фиг. 23, беше направено сканиране в близката зона при честота 31,4 GHz. В резултат бяха получени разпределения на компонентите  $E_x$  и  $E_y$  в подбрани напречни равнини ( $z_1$ ,  $z_1 + d_f/2$  и  $z_2$ ) при разпространение на вълната в права и обратна посока. Получените разпределения са в корелация с невзаимния характер на структурата. В права посока на разпространение

двете компоненти на електричното поле,  $E_x$  и  $E_y$ , са сравними по големина и в трите разглеждани напречни сечения, като се забелязва, че максимумът на компонентата  $E_y$  е локализиран в областта на диелектричната пръчка, а този на компонентата  $E_x$  търпи изместване със следния характер. На входа ( $z = z_1$ ) максимумът на компонентата  $E_x$  е разположен около ферито-диелектричната гранична повърхност, в средата на свързаната област ( $z = z_1 + d_f/2$ ) е около средата на феритната пръчка, а на изхода ( $z = z_2$ ) той е изместен към границата въздух-диелектрик. Наблюдаваното разпределение може да се интерпретира като непълно свързване между модове с главни компоненти  $E_x$  и  $E_y$ . В обратна посока на разпространение компонентата  $E_x$  е значително по-голяма от компонентата  $E_y$  в цялата свързана област. Наблюдаваното разпределение може да се интерпретира като наличие на ефективен резонатор за модове с главна компонента  $E_x$  в границата на свързаната структура. Тъй като преходите СПМВ-ОДВ не пропускат тази компонента, свързаната ферито-диелектрична структура внася големи загуби (около  $-20$  dB).

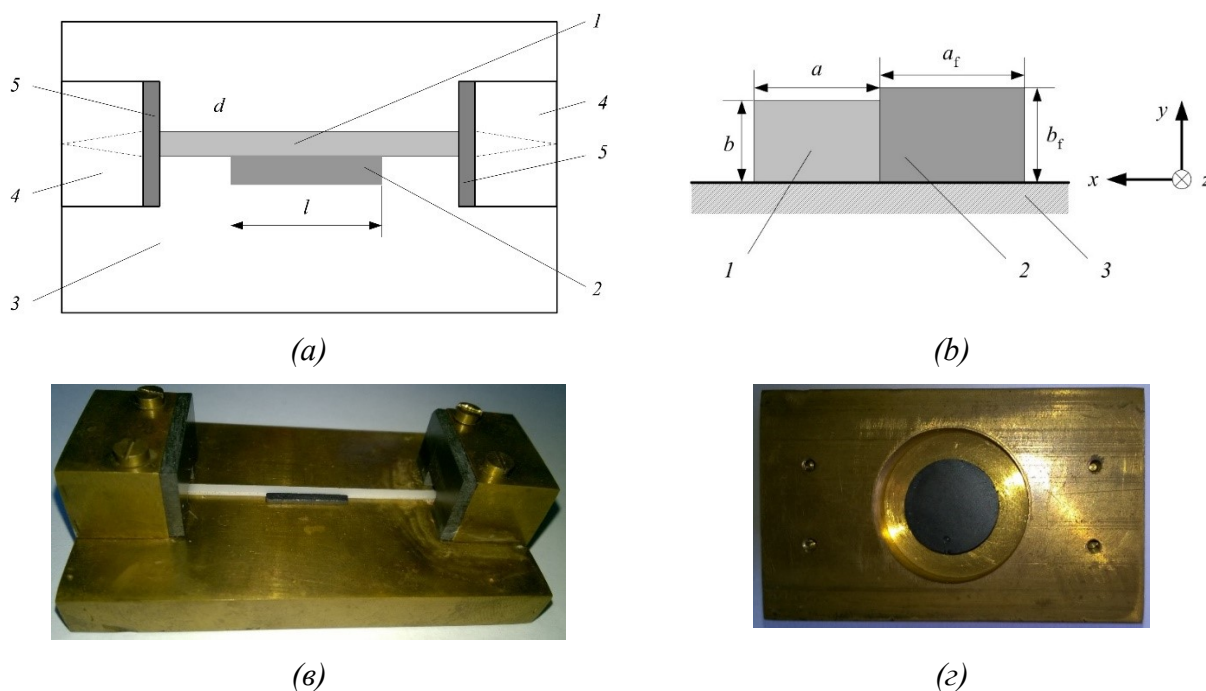


Фиг. 24. Конфигурация на Структура 2: поглед отгоре (а); поглед отдолу (б); 1 – първи ОДВ, 2 – ОФВ, 3 – втори ОДВ, 4 – метална основа, 5 – преход СПМВ-ОДВ, 6 – дискови постоянни магнити.

Конфигурацията на Структура 2 е показана на фиг. 24. Тя се състои от два ОДВ, свързани посредством секция ОФВ. Двата ОДВ са изработени от поликор с относителна диелектрична проницаемост  $\epsilon_r = 9,6$  и имат размери на напречното

сечение  $2,00\text{ mm}\times 0,97\text{ mm}$ . ОФВ е изработен от ферит 1СЧ4 ( $\epsilon_r = 11,1$ ), има напречно сечение  $1,97\text{ mm}\times 1,40\text{ mm}$  и дължина  $16,8\text{ mm}$ . В двата си края структурата съдържа преходи към СПМВ, което дава възможност за изследване на структурата с помощта на стандартен анализатор на вериги.

Намагнитването на ферита беше реализирано посредством два дискови постоянни магнита, разположени под металната основа (огледалната равнина) по дължината на феритния елемент (фиг. 24б). Така полученото магнитно поле е с предимно надлъжна компонента в средата на феритния елемент и има значителни компоненти, перпендикулярни на огледалната равнина в двата му края. Структура 2 беше изследвана с помощта на анализатор на вериги в два случая – с намагнитване и без намагнитване. Изследването показва, че структурата има поведение на ключ – при отсъствие на намагнитване загубите бяха значителни, а с прилагане на магнитно поле – относително ниски. В честотния диапазон  $34\text{--}36\text{ GHz}$  в ненамагнитено състояние бяха наблюдавани загуби по абсолютна стойност  $17\text{--}30\text{ dB}$ , а с намагнитване  $4\text{--}7\text{ dB}$ .

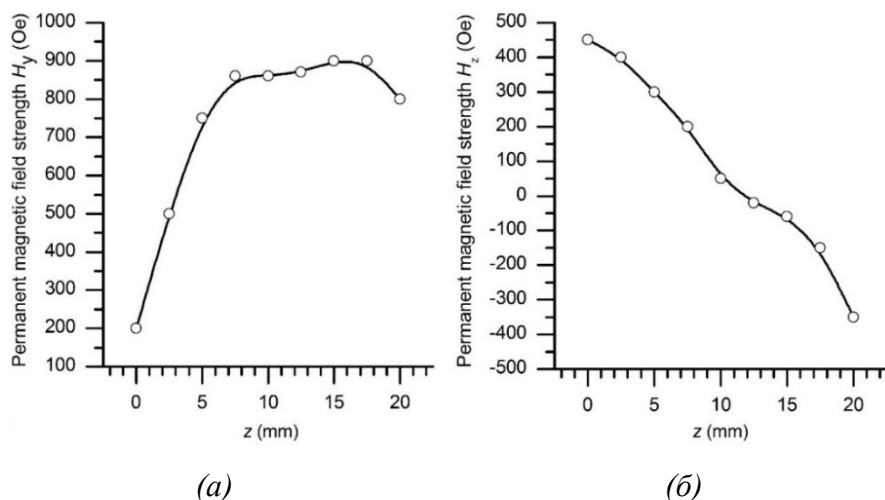


Фиг. 25. Конфигурация на Структура 3: поглед отгоре (а); напречно сечение (б); външен вид отгоре (в); външен вид отдолу с постоянен магнит (г); 1 – първичен ОДВ; 2 – вторичен ОФВ; 3 – метална основа; 4 – преход СПМВ-ОДВ; 5 – поглъщащи пластини.

Конфигурацията на Структура 3 е показана на фиг. 25. Първичният ОДВ 1 с напречно сечение  $a\times b = 2,00\text{ mm}\times 0,97\text{ mm}$  е изработен от поликор с параметри  $\epsilon_r = 9,6$  и  $\text{tg}\delta_\epsilon = 10^{-4}$ . Вторичният ОФВ 2 с напречно сечение  $a_f\times b_f = 2,20\text{ mm}\times 1,10\text{ mm}$  и дължина  $17,6\text{ mm}$  е изработен от ферит марка 1СЧ4 с параметри  $\epsilon_r = 11,1$  и  $\text{tg}\delta_\epsilon = 10^{-2}$ . Металната основа 3 представлява паралелепипед с размери  $49\text{ mm}\times 9\text{ mm}\times 80\text{ mm}$ , който съдържа от долната си страна

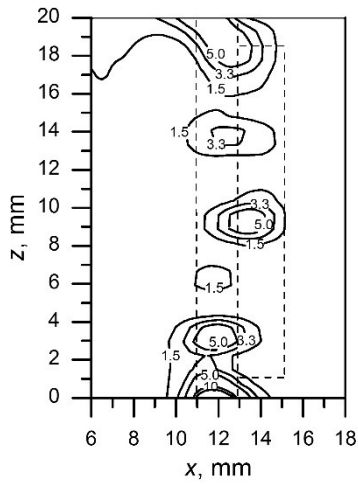
цилиндричен канал с диаметър 32 mm и дълбочина 8 mm (фиг. 25г). Каналът позволява позициониране на постоянен магнит откъм долната страна на металната основа непосредствено под феритния елемент 2.

Феритният елемент беше намагнитен с помощта на дисков постоянен магнит с диаметър 20 mm, чието положение настроихме така, че да получим изразено невзаимно поведение на структурата. При честота 34 GHz бяха постигнати загуби в права посока, равни на  $-2,5$  dB и изолация  $-16$  dB. Изолация, по-добра от  $-10$  dB беше измерена в честотния диапазон (33,6–34,5) GHz, като съответните загуби в права посока бяха около  $-3$  dB. След тази първоначална настройка беше измерен интензитетът на постоянното магнитно поле по дължината на свързаната област с помощта на магнитометър. Разпределенията на напречната компонента  $H_y$  и на надлъжната компонента  $H_z$  са показани на фиг. 26. Както се вижда, напречната компонента  $H_y$  (фиг. 26а) е почти постоянна в областта  $z = (7-18)$  mm. Надлъжната компонента  $H_z$  е равна на нула в средата на свързаната област и сменя знака си (посоката си) в двете половини на феритния елемент (фиг. 26б). Може да се направи извод, че напречната компонента  $H_y$  е значително по-голяма от надлъжната  $H_z$  навсякъде, освен в началото на свързаната област при  $z = (0-4)$  mm. Това дава основание в първо приближение нехомогенното (смесено) намагнитване, съдържащо напречна и надлъжна компонента, да бъде моделирано по МКЕ като хомогенно по посока на оста  $Oy$ .

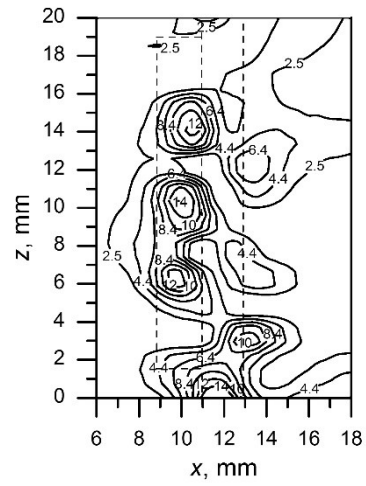


Фиг. 26. Напречна (а) и надлъжна (б) компонента на интензитета на постоянното магнитно поле.

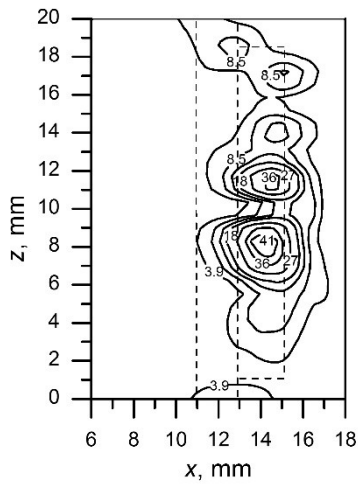
Разпределенията на компонентите на електричното поле в права и обратна посока, снети по МСБЗ, са показани съответно на фиг. 27 и фиг. 28. Измерванията бяха извършени при честота 34 GHz, при която бяха регистрирани прави загуби  $-2,5$  dB и изолация  $-16$  dB. В права посока компонентата  $E_y$  (фиг. 27а) има максимуми в началото и в края на първичния ОДВ и локален максимум в средата на свързаната област, който обхваща и двата вълновода. Налице е свързване между ОДВ и ОФВ, при което енергията преминава постепенно от първичния ОДВ във вторичния ОФВ (от  $z = 0$  до  $z = l/2$ ) и се връща обратно в първичния ОДВ при  $z = l$ . Компонентата  $E_x$  е най-голямата компонента



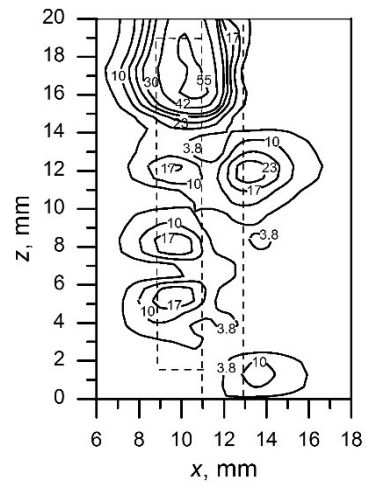
(a)



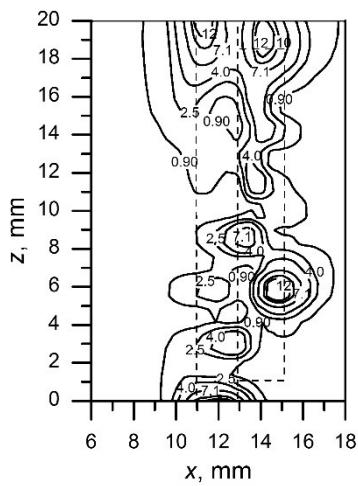
(a)



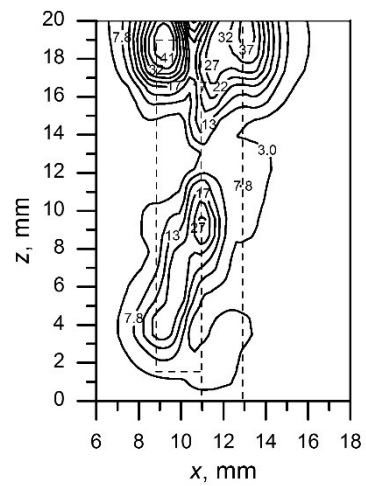
(b)



(b)



(b)



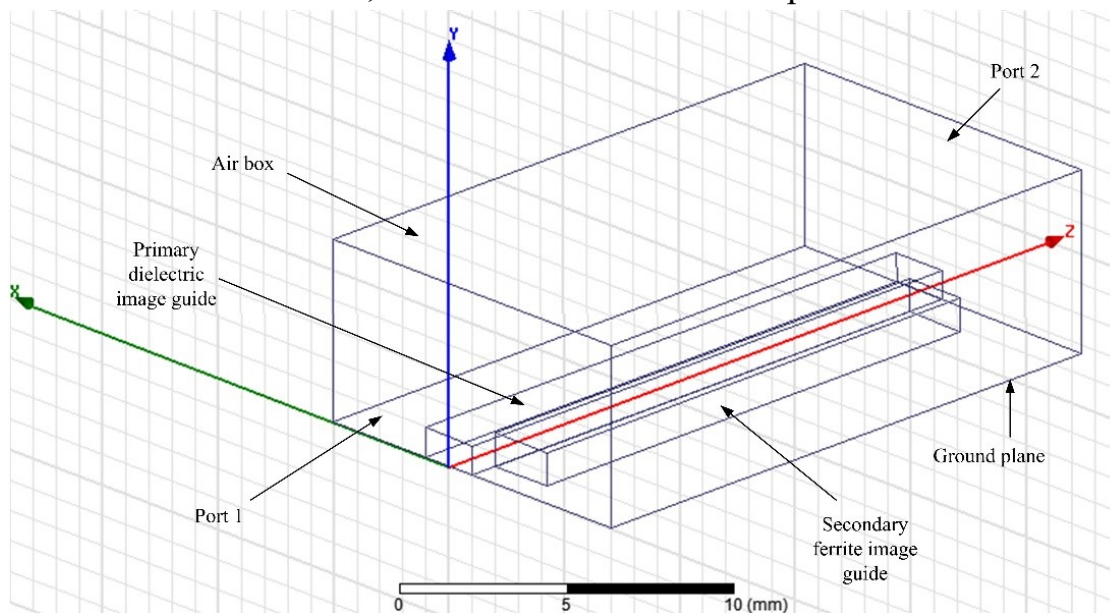
(b)

Фиг. 27. Разпределение на компонентите на електричното поле в свързаната област при разпространение в права посока:  
(a)  $E_y$ ; (б)  $E_x$ ; (в)  $E_z$ .

Фиг. 28. Разпределение на компонентите на електричното поле в свързаната област при разпространение в обратна посока:  
(a)  $E_y$ ; (б)  $E_x$ ; (в)  $E_z$ .

на електричното поле във вторичния ОФВ. Компонентата  $E_z$  има максимуми в началото и края на първичния ОДВ и във вторичния ОФВ при  $z = 6 \text{ mm}$  (фиг. 27в). Това е в съответствие с факта, че тя е главна електрична компонента както в ОДВ, така и в надлъжно намагнитен ОФВ. Друг максимум на компонентата  $E_z$  в пределите на вторичния ОФВ е налице в неговия край. Той се дължи на факта, че края на вторичния ОФВ е силна нерегулярност, която произвежда излъчване, свързано най-вече с компонентата  $E_z$ .

При разпространение в обратна посока компонентата  $E_y$  (фиг. 28а) има сравнително ниски стойности в целия първичен ОДВ, освен в неговото начало ( $z = 0$ ). Наблюдаваните максимуми във вторичния ОФВ изразяват факта на ефективно свързване между първичния и вторичния огледални вълноводи. Те показват също така съществуването на стояща вълна, дължаща се на отражението от краищата на вторичния ОФВ. Свързаната област може да се разглежда като ефективен резонатор за компонентата  $E_x$ . Компонентата  $E_z$  заема най-големи стойности в края на свързаната област при  $z = 14\text{--}20 \text{ mm}$  (фиг. 28б). Има две причини, които са отговорни за това – тя е главна компонента както в надлъжно намагнитен ОФВ, така и в излъчването от края на ОФВ.

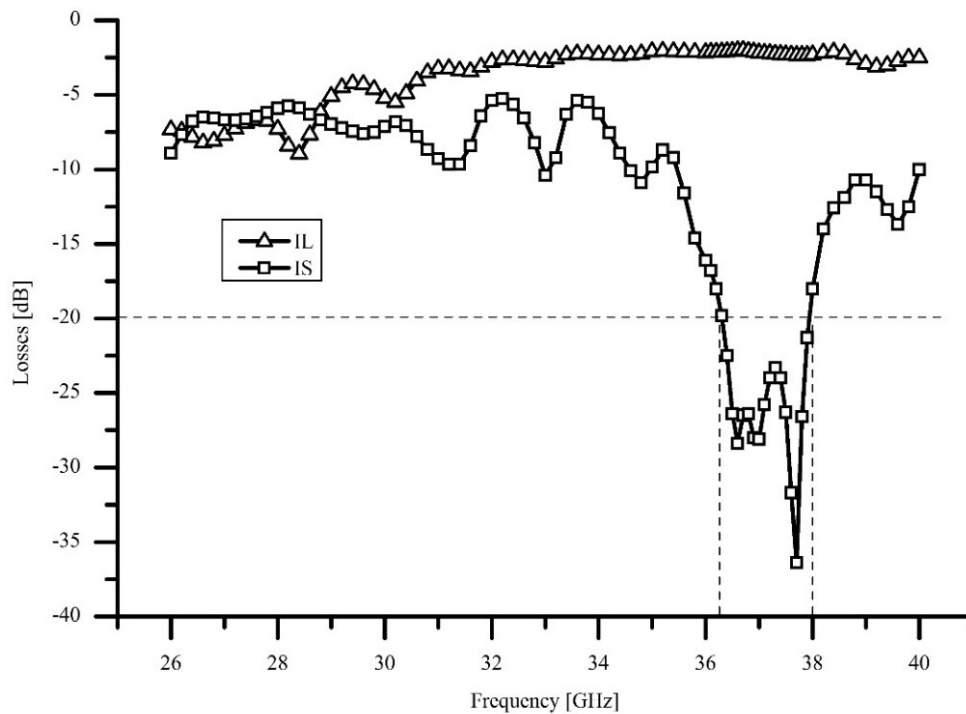


Фиг. 29. Модел на свързана огледална ферито-диелектрична структура.

Структура 3 беше изследвана числено по МКЕ. Геометрията на модела на свързаната огледална ферито-диелектрична структура е показана на фиг. 29. Обемът на модела съвпада с обема на въздушната кутия с размери  $12 \text{ mm} \times 6 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$ . Първичният ОДВ представлява паралелепипед с размери  $2 \text{ mm} \times 0,97 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$ . Той е изработен от поликор с  $\epsilon_r = 9,6$  и  $\text{tg} \delta_\epsilon = 10^{-4}$ . Размерите на първичния вълновод осигуряват едномодов режим на работа с основния мод  $E_{11}^y$  в Ка-обхвата. Вторичният ОФВ представлява паралелепипед с размери  $2,2 \text{ mm} \times 1,1 \text{ mm} \times 17,6 \text{ mm}$  и е изработен от ферит марка 1СЧ4 с

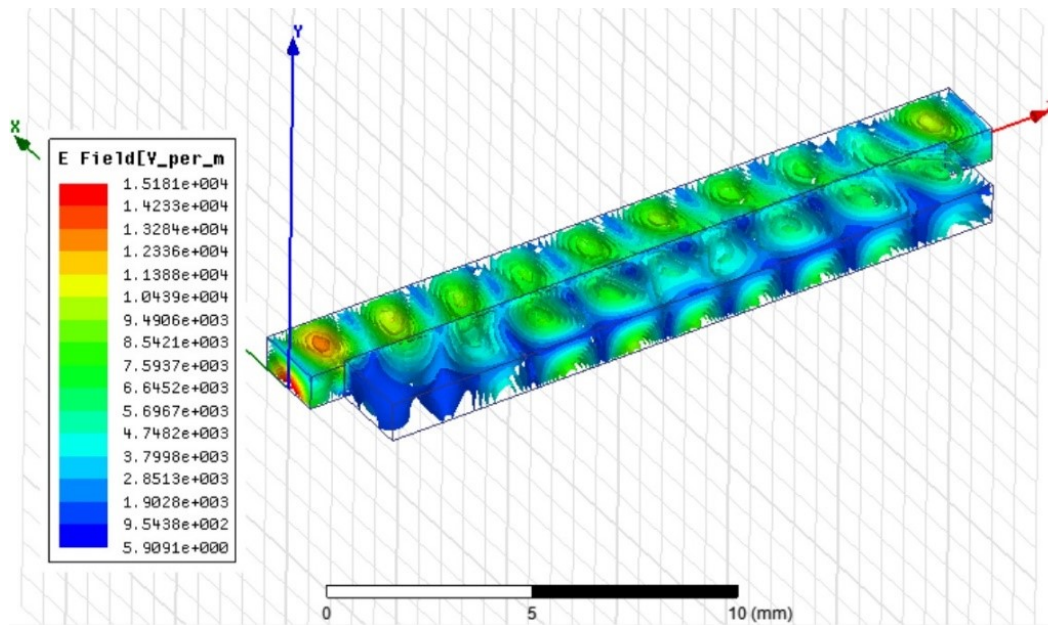
параметри  $\varepsilon_r = 11,1$ ,  $\text{tg}\delta_\varepsilon = 10^{-2}$  и  $4\pi M_S = 0,463$  Т. Беше зададено хомогенно намагнитване на феритния елемент по оста  $Oy$  с интензитет на полето  $H = 80$  kA/m.

Получената в резултат на численото изследване честотна зависимост на загубите в права и обратна посока на разпространение (фиг. 30) показва добре изразено невзаимно поведение на свързаната ферито-диелектрична структура. Загубите в права посока се изменят от  $-9$  dB при 28,4 GHz до  $-2$  dB при 36,7 GHz. Те са приблизително постоянни (около  $-2$  dB) в широк честотен диапазон от 33 до 38,6 GHz. Изолацията има своя абсолютен минимум от  $-36,7$  dB при 37,7 GHz. Изолация, която е по-добра от  $-20$  dB се наблюдава в честотния диапазон от 36,2 до 38 GHz. Можем да обобщим, че невзаимният ефект със загуби в права посока около  $-2$  dB и изолация по-добра от  $-20$  dB в честотна лента 1,8 GHz представлява отлично поведение на широколентов изолатор за милиметрови вълни.

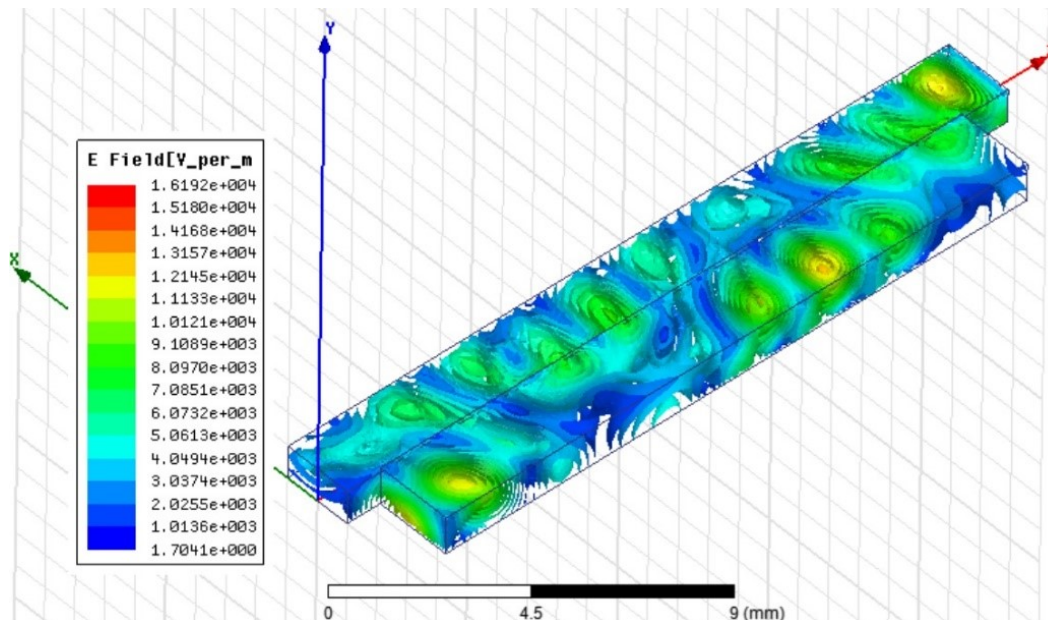


Фиг. 30. Честотна зависимост на загубите в структура с дължина на свързване 17,6 mm.

На фиг. 31 е показано полученото по МКЕ разпределение на модула интензитета на електричното поле при честота 37,7 GHz. От фиг. 31а може да се направи извод, че периодът на енергиен обмен в права посока  $L_F$  е около 4 пъти по-малък от дължината на свързване  $l$ ,  $L_F = l/4$ . Аналогично от фиг. 31б можем да определим периода на енергиен обмен в обратна посока  $L_B$  като 3 пъти по-малък от дължината на свързване  $l$ ,  $L_B = l/3$ , т.е. налице е невзаимно свързване между ОДВ и ОФВ.



(a)



(б)

Фиг. 31. Разпределение на модула на интензитета на електричното поле при разпространение в права (а) и обратна (б) посока в структура с дължина на свързване 17,6 mm при честота 37,7 GHz.

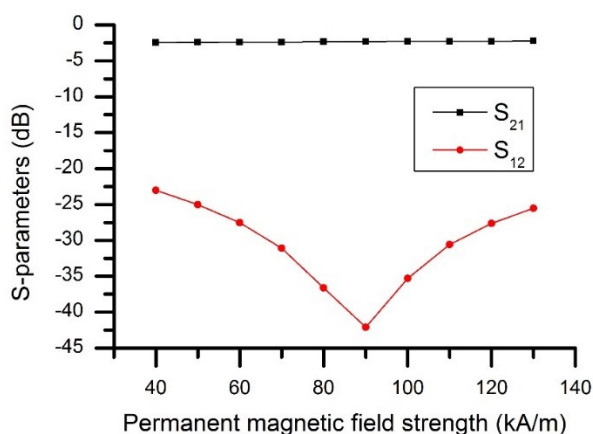
Численото изследване дава големи възможности да се установи как различни параметри на структурата (геометрични, електромагнитни и материални) влияят върху нейното невзаимно поведение [22]. С цел да бъде установено влиянието на дължината на свързване, изследвахме последователно структури с дължини на свързване  $l$  от 12,5 mm до 19,5 mm. За всяка дължина на свързване беше определена честотата  $f_{\min}$ , при която изолацията  $IS$  има абсолютен минимум и която по-нататък ще бъде наричана работна честота. Беше установено, че с нарастването на дължината на свързване  $l$  работната честота и



абсолютната стойност на изолацията растат. Правите загуби  $IL$  се запазват почти постоянни, равни на 2 – 3 dB по абсолютна стойност. Тези резултати показват, че по-дългите свързани ферито-диелектрични структури притежават по-добра невзаимност (нереципрочност).

Допълнително беше изследвана работната лента  $BW$ , дефинирана като честотната лента, в границите на която структурата има изолация по-малка от зададена стойност. Тази стойност за структури с дължина на свързване  $l > 16$  mm беше – 20 dB. При по-късите структури изолацията не достига стойност –20 dB и за тях честотната лента бе определена на друго подходящо ниво. Като цяло, по-дългите свързани структури имат по-широка работна лента, въпреки че зависимостта на  $BW$  от  $l$  не е монотонна.

Изследването на влиянието на постоянното магнитно поле върху невзаимното поведение на структура с дължина на свързване  $l = 17,6$  mm започна с идентифициране на работната честота при стойности на полето от 40 до 130 kA/m. Беше установено, че постоянното магнитно поле не влияе на тази честота – при всички изследвани стойности тя беше равна на 37,7 GHz. Влиянието на интензитета на постоянното магнитно поле върху невзаимността е показано на фиг. 32. Вижда се, че правите загуби  $S_{21}$  са практически постоянни, около – 2 dB. Изолацията  $S_{12}$  има добре изразен минимум от –42 dB при 90 kA/m, като остава под –20 dB при всички стойности на полето. Може да се направи извод, че интензитет на магнитното поле 80 kA/m, какъвто беше заложен в численото изследване, е добър избор.



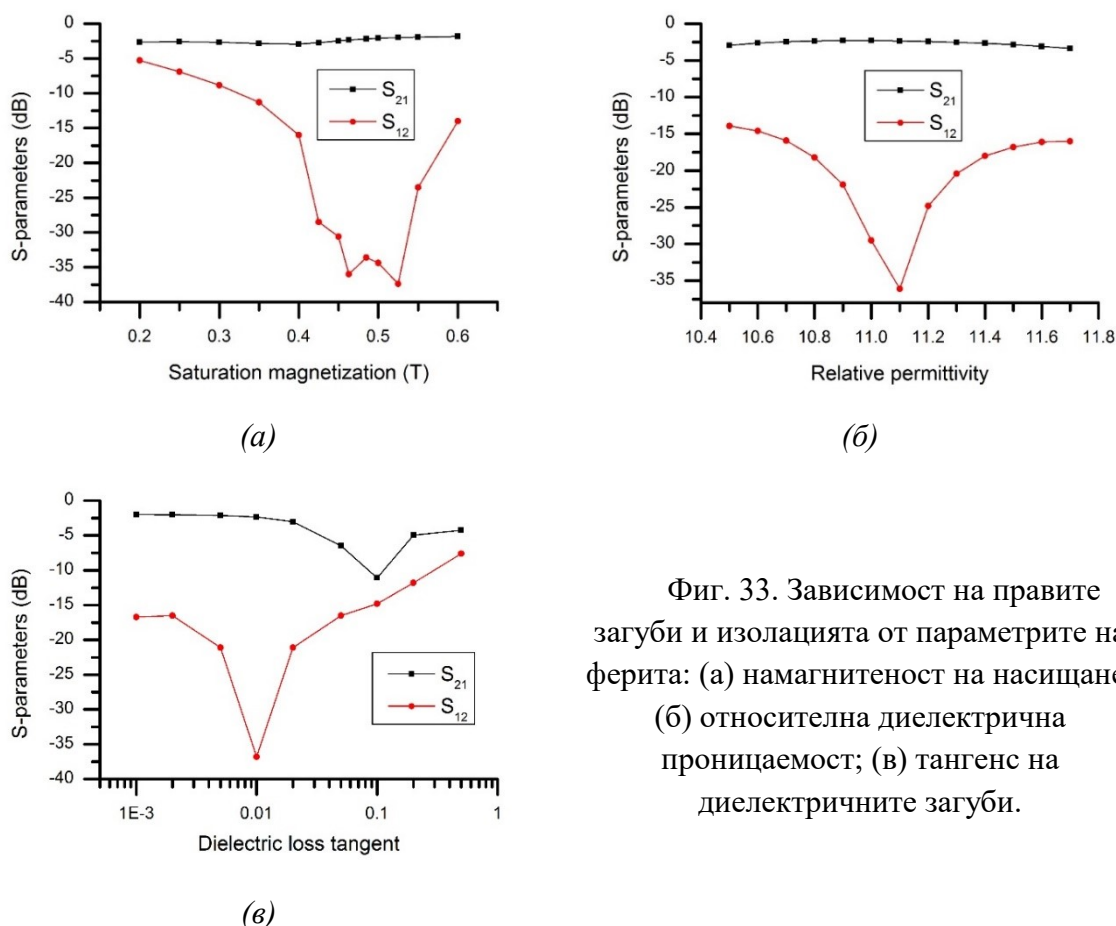
Фиг. 32. Зависимост на загубите от интензитета на постоянното магнитно поле.

Беше изследвано влиянието върху невзаимното поведение на три параметъра на ферита, които участват в моделирането по МКЕ – намагнитеност на насищане, относителна диелектрична проницаемост и тангенс на диелектричните загуби. Съответните загуби в структура с дължина на свързване 17,6 mm при честота 37,7 GHz са представени на фиг. 33. На фиг. 33а са дадени правите загуби и изолацията при различни стойности на намагнитеността на насищане  $4\pi M_S$ .

Правите загуби  $S_{21}$  са практически постоянни, около –2 dB. Изолацията  $S_{12}$  е под – 30 dB при стойности на намагнитеността на насищане в интервала 0,45 – 0,53 T. Уместно е да отбележим, че достъпните микровълнови ферити имат намагнитеност на насищане  $4\pi M_S$ , по малка от 0,52 T. Прието е да се смята,

че повишаването на намагнитеността на насищане подобрява невзаимността на феритните устройства. В случая виждаме обратното, че по-високите стойности биха довели до по-лоша изолация. Може да се направи извод, че изборът на ферит с  $4\pi M_S = 0,463$  Т е отличен от гледна точка на параметрите на невзаимност.

Фиг. 33б представя влиянието на относителната диелектрична проницаемост. Тя е променяна в интервала 10,5–11,7, което представлява около  $\pm 5\%$  от централната стойност  $\epsilon_r = 11,1$ . Загубите в права посока  $S_{21}$  заемат стойности около  $-2$  dB в средата на интервала на изменение на  $\epsilon_r$  и достигат  $-3$  dB в краищата му. Абсолютен минимум на изолацията  $S_{12} = -36,8$  dB е наблюдаван при  $\epsilon_r = 11,1$ . При отдалечаване от централната стойност, е налице силно изменение на изолацията. Тя остава на ниво, по-ниско от  $-20$  dB при стойности от 10,9 до 11,3. При по-големи отклонения изменението на  $S_{12}$  става по-плавно и се задържа на ниво около  $-15$  dB.

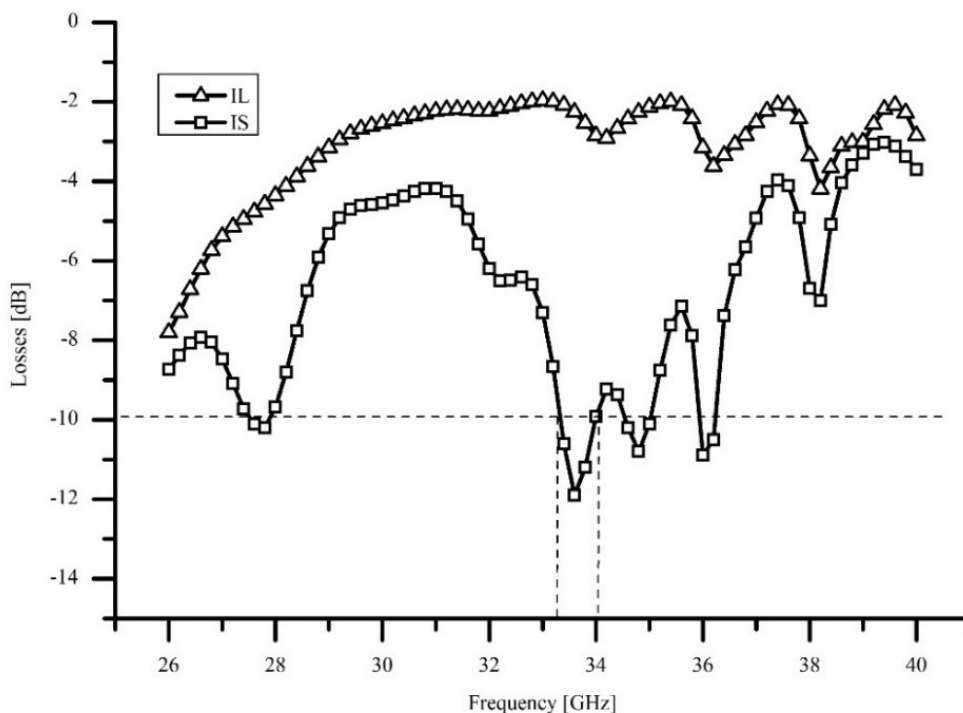


Фиг. 33. Зависимост на правите загуби и изолацията от параметрите на ферита: (а) намагнитеност на насищане; (б) относителна диелектрична проницаемост; (в) тангенс на диелектричните загуби.

Допълнително беше направено подробно изследване на честотната зависимост на загубите в права и обратна посока на разпространение при няколко стойности на  $\epsilon_r$ , различни от 11,1. Беше идентифицирана работната честота  $f_{min}$ , при която изолацията има абсолютен минимум. При  $\epsilon_r = 10,5$  бе установено, че  $f_{min} = 36,9$  GHz, т.е. работната честота се е изместила с 0,8 GHz към по-ниските честоти. При  $\epsilon_r = 11,7$   $f_{min} = 39$  GHz, работната честота се е изместила с 1,3 GHz към по-високите честоти. При още по-голямо отклонение на

относителната диелектрична проницаемост от централната стойност се наблюдават по-сериозни изменения в работата на невзаимната структура. Например, при намаляване до  $\varepsilon_r = 8$ , се изменя посоката на предаване на енергията –  $S_{12}$  има смисъл на прави загуби, а  $S_{21}$  на изолация. Може да се направи извод, че познаването на точната стойност на относителната диелектрична проницаемост на използвания ферит е от първостепенно значение при проектирането на невзаимни устройства на основата на свързани ОДВ и ОФВ.

Фиг. 33в представя зависимостта на параметрите  $S_{21}$  и  $S_{12}$  от тангенса на диелектричните загуби  $\text{tg}\delta_\varepsilon$ . Той беше вариран от 0,001 до 0,5. Както може да се очаква, нарастването на  $\text{tg}\delta_\varepsilon$  води до нарастване на правите загуби  $S_{21}$ , но се оказва, че  $\text{tg}\delta_\varepsilon$  влияе също така на изолацията  $S_{12}$ . Изолацията  $S_{12}$  се изменя от  $-36,8$  dB до  $-7,62$  dB и има абсолютен минимум при  $\text{tg}\delta_\varepsilon = 0,01$ , която стойност съвпада със стойността на  $\text{tg}\delta_\varepsilon$  на избрания от нас ферит. Този факт е още едно потвърждение за целесъобразността на избора на ферит.



Фиг. 34. Честотна зависимост на загубите в структура с дължина на свързване 14 mm.

Чрез вариране на параметъра дължина на свързване  $l$  се опитахме да открием хомогенно намагнитена структура, притежаваща работна честота, която се доближава максимално до честотата 34 GHz, установена експериментално в изследваната структура със смесено намагнитване. Беше установено, че това е структура с дължина на свързване  $l$ , равна на 14 mm, т.е. тя е с  $\Delta l = 3,6$  mm по-къса от реалната структура със смесено намагнитване. Честотната зависимост на загубите в права и обратна посока за тази структура е показана на фиг. 34. Вижда се, че абсолютната стойност на изолацията не достига приетата като добър

стандарт стойност от 20 dB. Честотната лента, в която абсолютната стойност на изолацията е по-голяма от 10 dB е от 33,3 до 34 GHz.

И така, работната честота (34 GHz) на реалната експериментално изследвана структура с дължина на свързване  $l$  е по-малка от тази на моделираната числено по МКЕ със същата дължина на свързване (37,7 GHz). Тъй като пониската работна честота съответства на по-малка дължина на свързване, естествено се появява идеята за въвеждане на ефективна дължина на свързване  $l_{\text{eff}} = l - \Delta l$ , която да отчита смесения характер на намагнитването. Може да бъде използвана следната процедура при проектирането на изолатор с помощта на численото моделиране. Първо, по МКЕ се намира дължина на свързване  $l_{\text{eff}}$ , която съответства на желаната работна честота (в случая това е дължина на свързване 14 mm). Второ, изчислява се поправката  $\Delta l = Kd$ , където  $d$  е диаметърът на използвания постоянен магнит, а  $K$  е емпирична константа.  $K$  предлагаме да бъде изчислена като отношение между регистрираната разлика в дължината на свързване  $\Delta l$ , равна на 3,6 mm и диаметъра на постоянния магнит, равен на 20 mm:  $K = 3,6/20 = 0,18$ . Накрая, можем да изчислим дължината на свързване на реалната структура  $l = l_{\text{eff}} + \Delta l$ . Реалната структура с дължина на свързване  $l$  следва да има подобрени параметри като изолация и честотна лента спрямо моделираната структура с дължина на свързване  $l_{\text{eff}}$ . Смятаме, че подобряването на параметрите се дължи на наличието на надлъжна компонента в намагнитването на феритния елемент.

## Основни приноси в дисертацията

1) Проектирани са и са използвани успешно нови резонансни измерителни структури за експериментално изследване на дължината на вълната и свързаните с нея параметри (фазово отместване, фазова скорост и др.) в огледални вълноводи в Ka-обхвата по метода на проходния резонатор (cavity resonator method). Реализирана е висока точност на измерване от 0,5%. Получено е отлично съвпадение на експерименталните стойности за дължината на вълната по метода на проходния резонатор с теоретично получените по метода на крайните елементи (finite element method) в целия Ka-обхват – 1% при диелектричните и 2–5% при феритните огледални вълноводи.

2) Специално е конструирана измерителна система с електрически сонди, която осигурява разделителна способност 0,05 mm по надлъжната ос  $Oz$  и 0,01 mm по напречните оси  $Ox$  и  $Oy$ . Разработен е метод за сканиране в близката зона (near field scanning) на отворени структури, в частност единични и свързани феритни и диелектрични огледални вълноводи. Измерителната система позволи да бъдат открити фини ефекти в разпределението на полето в изследваните отворени структури.

3) За първи път е моделиран числено по метода на крайните елементи хомогенно намагнитен огледален феритен вълновод при три взаимно перпендикулярни посоки на хомогенно намагнитване: (Случай 1) перпендикулярно на посоката на разпространение и успоредно на огледалната равнина; (Случай 2) перпендикулярно на посоката на разпространение и на огледалната равнина; (Случай 3) успоредно на посоката на разпространение. За основния мод с хибриден характер са идентифицирани главните (относително най-големи) електрични и магнитни компоненти, което е от съществено значение за разбиране на невзаимните ефекти в свързани огледални ферито-диелектрични структури. Само в Случай 2 е установена асиметрия на електричното поле на основния мод, което води до невзаимно (нереципрочно) свързване на феритни и диелектрични огледални вълноводи.

4) Експериментално е установен невзаимен (нереципрочен) ефект в двураменни свързани огледални ферито-диелектрични структури със смесено намагнитване. Смесеното намагнитване е практически нехомогенно и обединява в себе си Случай 2 и Случай 3. Достигнати са прави загуби по абсолютна стойност 1–2 dB

и изолация под  $-20$  dB в честотна лента повече от 1 GHz в диапазона 30 – 31,5 GHz, което може да се характеризира като много добро поведение на изолатор за милиметрови вълни.

5) Създаден е тримерен числен модел по метода на крайните елементи на двураменна свързана структура с хомогенно намагнитване на феритния елемент. Установено е невзаимно (нереципрочно) поведение и са изследвани факторите, които влияят върху него: дължина на свързване, интензитет на постоянното магнитно поле и параметрите на ферита (намагнитеност на насищане, относителна диелектрична проницаемост и тангенс на диелектричните загуби). Потвърдена е целесъобразността на избора на постоянно магнитно поле и феритен материал за оптимално невзаимно поведение. На основата на разработения модел по метода на крайните елементи е предложена процедура за числено проектиране на изолатори за милиметрови вълни, състоящи се от свързани огледални феритни и диелектрични вълноводи с отчитане на смесения характер на намагнитване на феритния елемент.

## Списък на публикациите по темата на дисертацията

- A1.** Iliyana I. Arestova, Valda P. Levcheva and Plamen I. Dankov, “Experimental and computer-aided investigation of the image guide and its transition to the standard metal rectangular waveguide”, in *Telecommunications forum (TELFOR)*, Belgrade, 2009.
- A2.** I. I. Arestova and S. A. Ivanov, “Dispersion characteristics of ferrite image and insulated image guides”, in *International Conference on Microwave Ferrites*, Gyulechica, Bulgaria, 1994.
- A3.** Iliyana I. Arestova and Valda P. Levcheva, “Radiation effects in image guide structures”, in *Telecommunications forum (TELFOR)*, Belgrade, 2009.
- A4.** Iliyana Arestova, Rositza Tomova and Gergina Angelova, “The dispersion and components of the dominant mode on the image guide for millimeter waves”, *Annuaire of the University of Sofia “St. Kliment Ohridski”*, v. 103, pp. 5-17, 2010.
- A5.** Iliyana I. Arestova, Plamen I. Dankov and Valda P. Levcheva, “A study on the coupled image guide structures”, in *Progress in Electromagnetics Research Symposium*, Moscow, 2009.
- A6.** Iliyana Arestova, “A study on the ferrite image guide for Ka-band”, *Comptes rendus de l’Academie bulgare des Sciences*, v. 70, pp. 1509-1514, 2017.
- A7.** Iliyana Arestova, “Computer aided investigation of the dominant mode on the homogeneously magnetized ferrite image guide”, *Annuaire of the University of Sofia “St. Kliment Ohridski”*, v. 111, pp. 41-50, 2018.
- A8.** I. Ghanashev and I. Arestova, “Covariant electrodynamic analysis of bigyrotropic guiding structures”, in *Technical University of Rousse Scientific Works*, vol. 35, Series 8, pp. 71-75, 1994.
- A9.** I. Arestova, “An experimental investigation of coupled ferrite and dielectric image guides”, *Bulgarian Journal of Physics*, v. 43, pp. 296-303, 2016.
- A10.** I. I. Arestova and S. A. Ivanov, “Nonreciprocal effects in coupled ferrite-dielectric image guide structures”, in *International Conference on Microwave Ferrites*, Gyulechica, Bulgaria, 1994.
- A11.** I. I. Arestova and S. A. Ivanov, “Experimental investigation of dielectric image guides coupled through a ferrite”, in *International Conference on Microwave Ferrites*, Busteni, Romania, 1996.

**A12.** Iliyana Arestova, Rositza Tomova, “Experimental investigation of coupled ferrite-dielectric image guide structure in Ka-band”, *International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT)*, v. 8, pp. 50-56, 2018.

**A13.** Iliyana Arestova, “Numerical investigation of coupled ferrite-dielectric image guide structure for Ka-band”, *Annuaire of the University of Sofia “St. Kliment Ohridski”*, v. 111, pp. 51-57, 2018.

**A14.** Iliyana Arestova, “A study of nonreciprocal coupled ferrite-dielectric image guide structure for Ka-band”, *European Journal of Engineering Research and Science (EJERS)*, 2019 (подготвена за изпращане).



## Литература

- [1] J. D. Adam, L. E. Davis, G. F. Dionne, E. F. Schloeman and S. N. Stitzer, "Ferrite devices and materials," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 721-737, 2002.
- [2] Г. А. Шаров, Волноводные устройства сантиметровых и миллиметровых волн, Москва: Горячая линия - Телеком, 2015.
- [3] Y. Nui, Y. Li, D. Jin, L. Su and A. V. Vasilakos, "A survey of millimeter wave (mm wave) communications for 5G: opportunities and challenges," *Wireless Networks*, vol. 21, no. 8, pp. 2657-26-76, 2015.
- [4] A. S. Akyol and L. E. Davis, "Measurements of a leaky-wave ferrite isolator," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 5, pp. 1476-1481, 2003.
- [5] V. G. Harries, "Modern microwave ferrites," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 3, pp. 1075-1104, 2012.
- [6] L. E. Davis, "Modern circulators and isolators for wireless and automotive applications," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Long Beach, 2005.
- [7] S. J. Fiedziuszko, I. C. Hunter, T. Itoh, Y. Kobayashi, T. Nishikawa, S. N. Stitzer and K. Wakino, "Dielectric materials, devices, and circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 706-719, 2002.
- [8] P. Kwan and C. Vittoria, "Scattering parameters measurement of a nonreciprocal coupling structure," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 4, pp. 652-657, 1993.
- [9] V. V. Meriakri, B. A. Murmuzhev and M. P. Parkhomenko, "Millimeter wave devices based on dielectric, ferrite and semiconductor waveguides," in *The Fifth International Symposium on Physics and Engineering of Microwave, Millimeter and Sub-millimeter Waves*, Kharkov, 2004.
- [10] R. M. Knox and P. Toullos, "Integrated circuits for the millimeter through optical frequency range," in *Symposium Submillimeter Waves*, New York, 1970.
- [11] D. L. Logan, A first course in the finite element method, Stamford: Cengage Learning, 2012.

- [12] F. I. Shimabukuro and C. Yeh, "Attenuation measurement of very low loss dielectric waveguides by the cavity resonator method applicable in millimeter/submillimeter wavelength range," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, no. 7, pp. 1160-1166, 1988.
- [13] K. Solbach, "Electric probes measurements on dielectric image lines in the frequency range of 26-90 GHz," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 26, no. 10, pp. 755-758, 1978.
- [14] D. Baudri, A. Louis and B. Mazari, "Characterization of the open-ended coaxial probe used for near field measurements in EMC applications," *Progress in Electromagnetic Research*, vol. 60, pp. 311-333, 2006.
- [15] S. Dudorov, Rectangular dielectric waveguide and its optimal transition to a metal waveguide, Ph. D. thesis, Helsinki, 2002.
- [16] Ansoft HFSS user's manual: A full-wave spice problem, 2001.
- [17] E. A. J. Marcatili, "Dielectric rectangular waveguide and directional coupler for integrated optics," *The Bell System Technical Journal*, vol. 48, no. 3, pp. 2071-2102, 1969.
- [18] S. A. Ivanov and K. V. Bachev, "Measurement of the complex dielectric constant, saturation magnetization and linewidth of the microwave ferrites by a resonance method," *Bulgarian Journal of Physics*, vol. 11, pp. 513-519, 1984.
- [19] K. Solbach and I. Wolff, "The electromagnetic fields and the phase constants of dielectric image lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 26, no. 4, pp. 266-274, 1978.
- [20] J. J. Green and F. Sandy, "Microwave characterization of partially magnetized ferrites," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 22, no. 6, pp. 641-645, 1974.
- [21] A. S. Akyol and L. E. Davis, "The ferrite-dielectric interface and its applications," in *Gallium Arsenide Applications Symposium*, London, 2001.
- [22] S. Kirouane, E. Verney and D. Vincent, "Simulation results on a new non symmetrical coplanar isolator structure using magnetic thin film," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 8, pp. 161-170, 2009.

## Благодарности

Признателна съм на моя научен ръководител проф. д-р Стефан Александров за избора на тематика, която макар и трудна за овладяване, успя да задържи моя интерес толкова години. Благодарна съм му за всичко, което съм научила от него, за изработените с неговите ръце първа структура за изследване на свързани огледални вълноводи и сондова измерителна система, за съвместните ни три публикации и участието в Международната конференция по микровълнови ферити.

Безценна за мене е подкрепата на доц. д-р Пламен Данков, благодарение на когото поднових работата по тази тематика и участвах в две престижни международни научни конференции.

Благодарна съм на гл. ас. д-р Васил Вачков за полезните дискусии във връзка с численото изследване на феритни структури.

Благодаря на доц. д-р Стилиян Лишев за помощта при създаване на тримерните изображения.

Благодаря на проф. д-р Иван Ганашев за позволенията да използвам програмата INSULAR, както и за съвместната ни работа по една от публикациите.

Благодаря на инж. Валда Левчева за възможността ежедневно да споделям проблемите в работата си и за помощта, която съм получавала многократно.

Благодарна съм на колектива на Лабораторията по жиромагнитна електроника от Института по електроника към БАН за предоставяне на хексаферитния материал, за изработването на някои феритни образци, както и за възможността да използвам техния магнитометър.

Благодарна съм на колеги от Лабораторията по лазерна техника към Физически факултет – за лазерното рязане на диелектрични подложки и за предоставяне на една от използваните координатни масички.

Благодаря на семейството си за подкрепата.