

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

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій ПОГАРСЬКИЙ
підпис ініціали, прізвище
“ ” _____ 20__ року

Кваліфікаційна робота магістра

на тему: **ДІЕЛЕКТРИЧНІ РЕЗОНАТОРИ З НЕОДНОРІДНОСТЯМИ**

Виконала: студентка II курсу магістратури, групи РР-64
спеціальності 105 Прикладна фізика та наноматеріали,
освітньо-професійна програма «Радіофізика і електроніка»

Валерія ПАРАМОНОВА

Керівник

доцент, канд. ф.-м. наук **Сергій НОСАТЮК**

2023 рік

Анотація

Кваліфікаційна робота містить 36 стор, 35 рисунка, 22 джерела.

Предметом дослідження є новий клас випромінюючих антен мм-хвильового діапазону резонансного типу. Використання нових азимутально-неоднорідних діелектричних резонаторів, що працюють у режимі шепітної галереї, дозволяє розширити існуючі уявлення про розробку антен кругового огляду. В основу запропонованої і розглянутої моделі покладено принцип дифрагованого випромінювання азимутальних хвиль на локальних неоднорідностях. Тому метою роботи є обґрунтування можливості використання такого ефекту для створення антенних пристроїв з круговою діаграмою спрямованості та вибір відповідної конструкції.

Ключові слова: резонатор нвч, метод скінченних різниць, моделювання резонатора НВЧ, типи коливань.

Abstract

The qualification work contains 44 pages, 24 figures, 22 sources.

The subject of the study is a new class of radiating mm-wave antennas of the resonant type. The use of new azimuthally inhomogeneous dielectric resonators operating in the whispering gallery mode allows us to extend the existing ideas about the development of all-angle antennas. The proposed and considered model is based on the principle of diffracted radiation of azimuthal waves on local inhomogeneities. Therefore, the aim of the work is to substantiate the possibility of using this effect to create antenna devices with a circular radiation pattern and to select the appropriate design.

Keywords: microwave resonator, finite difference method, modeling of a microwave resonator, types of oscillations.

Зміст

Анотація.....	2
Abstract.....	3
Вступ.....	5
1. Теоретичні відомості.....	6
2. Результати числового моделювання.....	20
Висновки.....	33
Список літератури.....	34

Вступ

Розвиток сучасних мм-хвильових технологій у таких галузях науки і техніки, як телекомунікаційні системи, мережі 5G, радіолокаційні системи та системи передачі даних, потребує створення адекватної елементної бази та розв'язання нових технічних задач [1-7]. Пристрої з частотно-селективними властивостями мають особливе значення в технології мм хвиль. Їх використання дозволяє вирішувати проблеми електромагнітної сумісності або безпеки, а також створювати дискретні канали передачі. Принцип дії таких пристроїв базується на використанні різних резонансних систем. Діелектричні резонатори, що працюють на модах вищих порядків, є найбільш привабливими для цих цілей, оскільки мають високу добротність і розріджений модальний спектр.

1. Теоретичні відомості

Акустичний принцип шепітної галереї широко використовується в електромагнетизмі. На цьому принципі ґрунтується робота ДР у формі диска або кулі. Режимми електромагнітної галереї шепоту (РГШ) в таких резонаторах формуються хвилями, що падають на їхні внутрішні криволінійні поверхні під дуже малими кутами. Це визначає виконання умови повного внутрішнього відбиття хвиль, необхідного для накопичення енергії електромагнітного поля всередині діелектричної структури. Оскільки коефіцієнт відбиття хвиль від внутрішньої поверхні відкритої діелектричної структури близький до одиниці, то втрати на випромінювання надзвичайно малі. З цієї причини ДР з працюючими РГМ мають високу ненавантажену добротність. Її значення в основному визначається втратами в матеріалі резонатора.

Резонансні поля РГМ локалізовані переважно всередині діелектричного матеріалу резонатора поблизу його криволінійної поверхні і обмежені внутрішніми (з боку діелектрика) і зовнішніми (з боку вільного простору) каустиками. Плями полів РГМ подібні до пелюсток, розташованих уздовж криволінійної поверхні резонатора (рис. 1). На сьогодні теорія ДР з РГМ добре розвинена. Отримано аналітичні вирази, які визначають порогові значення спектральних та енергетичних характеристик ДР, модальні набори та частотні межі застосовності резонаторів із заданими геометричними параметрами.

Діелектричний диск є найпростішою і найзручнішою моделлю для розрахунку характеристик РГМ у ДР. Такий резонатор має поліпшені спектральні характеристики і відносно високу добротність [11, 15].

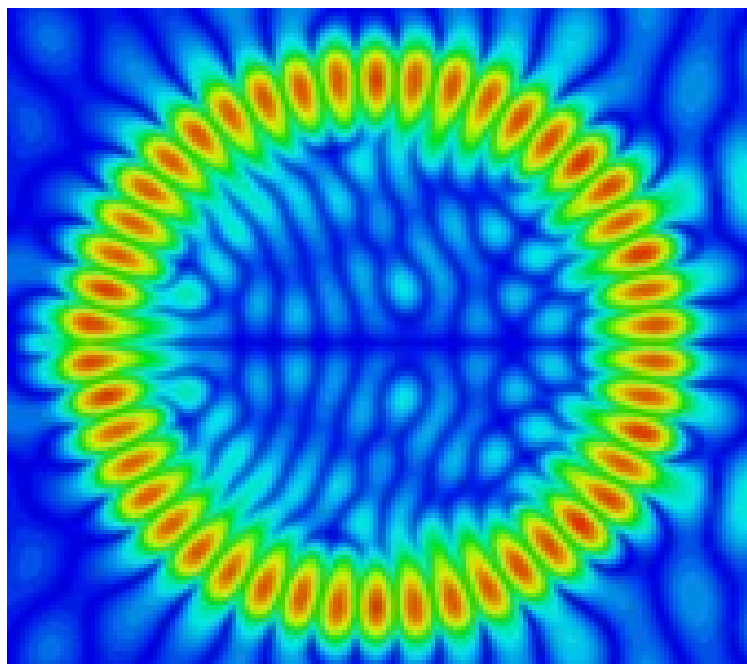


Рис. 1: Резонансне поле РГМ в дисковому ДР

Дискові ДР з діючими РГМ знайшли широке застосування при створенні різноманітних активних і пасивних пристроїв мм хвиль. На їх основі розроблено фільтри, твердотільні генератори, суматори потужності та пристрої для вимірювання електричних властивостей різних діелектриків [12, 16-22].

Звернемо увагу на одну особливість поведінки полів РГМ в дискових ДР, яка суттєво розширює область їх застосування. З рис.1 видно, що резонансні поля РГМ локалізовані поблизу криволінійної поверхні дискового резонатора. Вони розподілені симетрично в азимутальному секторі кутів 0° - 360° . У зв'язку з цим такі структури є перспективними для створення антен з круговим полем зору. Однак основним недоліком таких випромінювальних структур є слабе випромінювання в навколишній простір.

У цій роботі запропоновано оригінальний підхід до створення ефективних випромінюючих антен на основі діелектричних дисків з діючими РГМ. В основу роботи запропонованої випромінюючої антени покладено принцип дифракції електромагнітних хвиль на локальних неоднорідностях, періодично розташованих в азимутальному напрямку вздовж криволінійної

поверхні діелектричного диска. Ефективне випромінювання енергії резонансного поля в такій структурі диска досягається завдяки радіальним розрізам, що розділяють його криволінійну поверхню на окремі сегменти (рис. 2, а). Випромінювання з такої сегментованої діелектричної структури досягається за рахунок дифракції хвиль шепітної галереї на гранях сегментів. Ширина кожного сегмента визначається розміром області однієї резонансної варіації поля. При цьому на гранях сегментів повинні розташовуватися антиноди поля з протилежною фазою (0 і π) (рис. 2, б). Це визначає найбільшу напруженість Е-поля на випромінюючих елементах антени - гранях сегментів. Глибина надрізів близька до розташування внутрішнього каустика РГМ. Кількість сегментів і діаметр диска, як основи сегментованої ДР, визначаються вибором робочої РГМ (частоти).

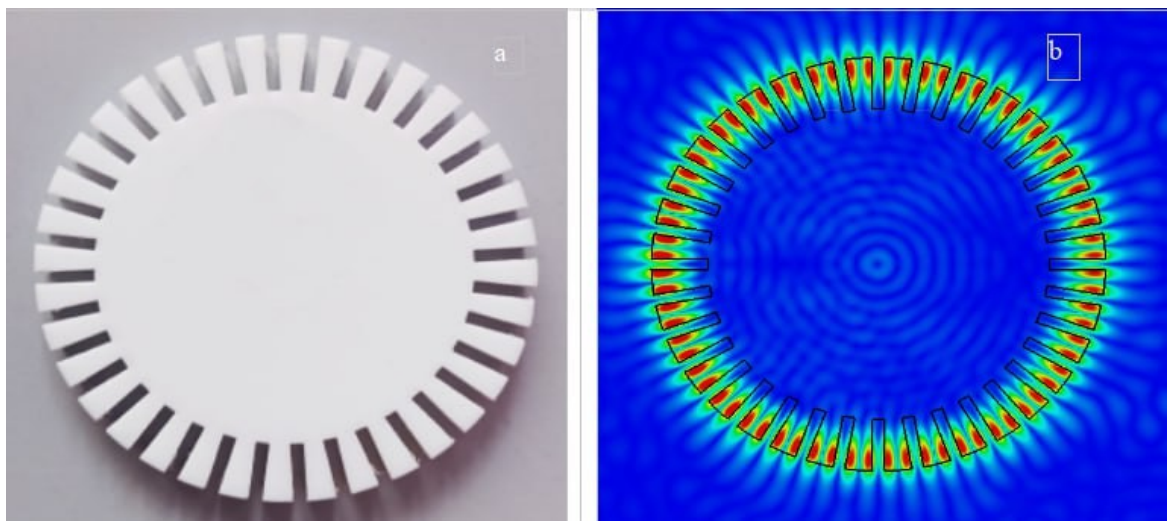


Рис. 2: Сегментована ДР як основа кругової випромінюючої антени та розподілу поля РГМ в ній

У цій статті розглянуто антену на основі сегментованої ДР з тефлону $\epsilon' = 2,08$ діаметром 80 мм. Вона містить 36 сегментів, що зумовлює вибір робочої РГМ з 36 варіаціями поля по азимутальній координаті. Сегменти мають трапецієподібну форму з найбільшою шириною 5,5 мм на межі діелектричної структури. Усі розрізи мають ширину 1,5 мм і глибину 8 мм.

Правильний вибір елемента для підведення енергії електромагнітного поля від зовнішнього джерела до антени, узгодження його імпедансу з полями працюючих РГМ в ДР, а також його розташування і орієнтація мають вирішальне значення для досягнення ефективного випромінювання. Використання локального елемента зв'язку, такого як з'єднувальна щілина, є підходящим рішенням для вищезазначених пунктів. Такий елемент здатний реалізувати сильний електромагнітний зв'язок, а отже, забезпечує ефективне живлення антени від зовнішнього джерела [19, 20]. Для цього сегментована діелектрична структура розміщується на плоскому провідному дзеркалі (мідному), яке включає в себе щілину зв'язку. Між двома сусідніми сегментами, у вузькому повітряному проміжку між ними, розташована прямокутна щілина зв'язку з розмірами 7,2 x 0,5 мм, утворена звуженням відкритим кінцем стандартного металевих хвилеводу 7,2 x 3,4 мм (рис. 3). Широка сторона з'єднувальної щілини орієнтована паралельно торцям сегментів. Це забезпечує збудження ВН-поляризованих РГМ у сегментованому ДР. Такі положення щілини зв'язку, у вузькому повітряному зазорі, відповідає найближчому розташуванню області зв'язку до двох сусідніх антинодів резонансного Е-поля (рис. 2, б). Таким чином, це дозволяє забезпечити найбільш ефективне збудження робочого РГМ в сегментованому ДР.

Слід зазначити, що використання щілини зв'язку як елемента збудження РГМ відповідає режиму стоячої хвилі в сегментованому ДР, оскільки випромінювані хвилі поширюються в протилежних напрямках всередині резонатора. Їх інтерференція є причиною появи просторово стабільних антинодів і вузлів поля.

Багатопелюсткова діаграма спрямованості та висока напруженість Е-поля в кожній пелюстці в дальній зоні є основними особливостями запропонованої антени. Ефективне випромінювання здійснюється на

фіксованих частотах, що визначаються власними резонансними характеристиками діелектричної структури.

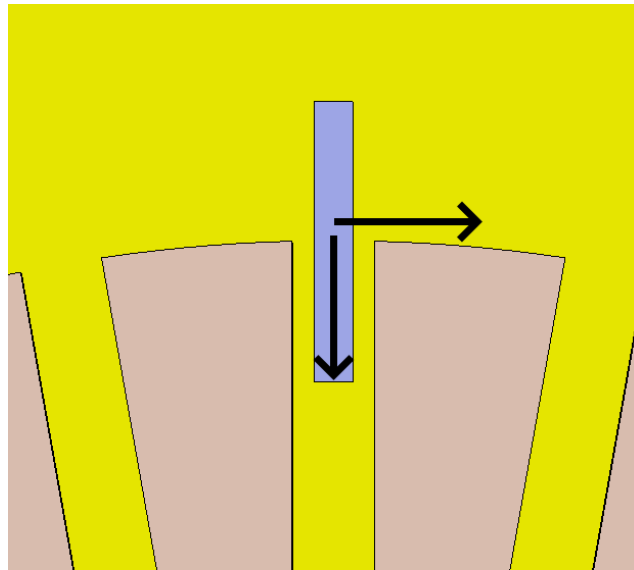


Рис. 3 Розташування з'єднувального паза в конструкції сегментованого ДР для збудження діючих РГМ

Результати експериментального дослідження розподілу коефіцієнта підсилення антени по азимутальній координаті на резонансній частоті 36,08 ГГц з використанням приймальної рупорної антени наведено на рис. 4, а. В експерименті приймальну рупорну антену переміщували по азимутальній координаті в секторі кутів 0° - 360° з кроком 0,010. Прийнятий сигнал, підсилений селективним підсилювачем, індикувався цифровим вольтметром. Це дало змогу оцінити напруженість Е-поля в дальній зоні антени.

Багатопелюсткова діаграма спрямованості та висока напруженість Е-поля в кожній пелюстці в дальній зоні є основними особливостями запропонованої антени. Ефективне випромінювання здійснюється на фіксованих частотах, що визначаються власними резонансними характеристиками діелектричної структури.

Результати експериментального дослідження розподілу коефіцієнта підсилення антени по азимутальній координаті на резонансній частоті 36,08

ГГц з використанням приймальної рупорної антени наведено на рис. 4, а. В експерименті приймальну рупорну антену переміщували по азимутальній координаті в секторі кутів 0° - 360° з кроком 0,010. Прийнятий сигнал, підсилений селективним підсилювачем, індикувався цифровим вольтметром. Це дало змогу оцінити напруженість Е-поля в дальній зоні антени.

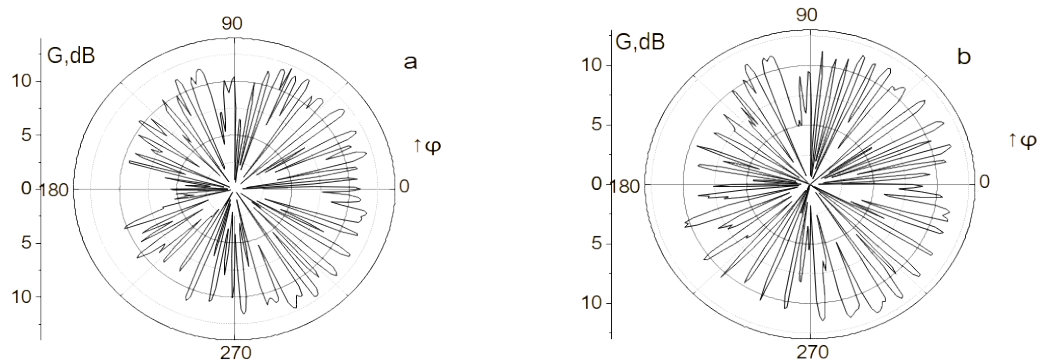


Рис. 4 Залежність коефіцієнта підсилення антени на резонансній частоті 36,08 ГГц від азимутальної координати при використанні одного (а) і двох (б) роз'ємів зв'язку.

Область слабого поля ("тінь") в секторі кутів 170° - 190° визначається розташуванням в цій області щілини зв'язку (180°). З'єднувальна щілина як локальна неоднорідність збурює розподіл поля і призводить до зміщення антинодів Е-поля від граней сегментів.

Для зменшення цього негативного ефекту запропоновано використовувати дві з'єднувальні щілини, розташовані симетрично одна відносно одної під кутом 180° . Це дозволило здійснити модальну корекцію в сегментованій ДР і отримати більш рівномірний розподіл коефіцієнта підсилення антени в пелюстках (рис. 4, б). З рис. 4, а і 4, б видно, що запропонована антена формує 72-пелюсткову діаграму спрямованості. Ширина кожної пелюстки на рівні -3 дБ становить близько 3,50. Коефіцієнт підсилення антени в пелюстках досягає 12 дБ. Експериментально встановлено, що ширина діаграми спрямованості антени по висоті становить близько 100.

Використання іншої конструкції сегментованих ДР з кількістю сегментів, що відповідає кількості резонансних полів антени (з фазами 0 і π), дає змогу підвищити напруженість Е-поля у випромінювальних елементах розглянутих антен. Очевидно, що ефективність використання випромінювальних властивостей таких антен буде вищою.

Для подальшого розгляду пропонується сегментована ДР з 68 сегментами як основа випромінюючої антени. Вона виготовлена з тефлону ($\epsilon = 2,08$) з мідною підкладкою (дзеркалом). Зовнішній діаметр і висота ДР становлять $D1 = 64,8$ мм і $H = 6,5$ мм відповідно (рис. 5).

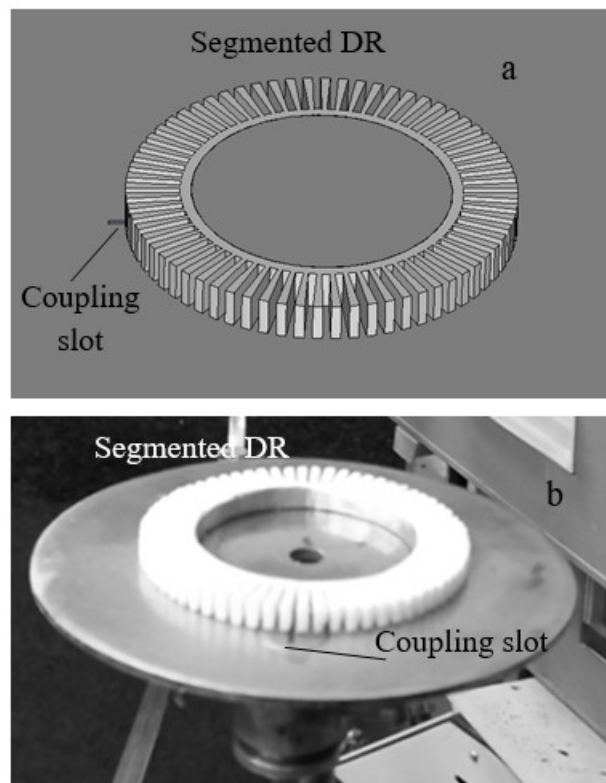


Рис. 5 Сегментована ДР з 68 випромінюючими сегментами при моделюванні (а) та в експерименті (б)

Кожен із сегментів трапецієподібної форми має найбільшу ширину $L1 = 1,64$ мм на межі сегментованої діелектричної структури. Сусідні сегменти розділені повітряним проміжком шириною $L2 = 1,35$ мм і глибиною $h = 9$ мм. Глибина проміжків вибирається меншою порівняно з розташуванням внутрішнього каустика. Її розрахунок можна виконати за допомогою аналітичних виразів, наведених у [7]. Поблизу центру сегментований ДР

містить концентричну порожнину діаметром $D_2 = 43,2$ мм. Її краї вкриті шаром відбиваючого провідника (мідь). Це зроблено з метою підвищення інтенсивності резонансного поля в області випромінюючих елементів (сегментів) антени. Розмір порожнини підібрано таким чином, щоб внутрішній каустик полів РГМ розташовувався в повітрі. Розрахунки показали, що в цьому випадку найбільша напруженість Е-поля забезпечується в кожному сегменті, який є випромінюючим елементом антени.

Збудження РГМ в сегментованій ДР здійснюється за допомогою її електромагнітного зв'язку з джерелом, наприклад, відкритим кінцем звуженого вздовж вузької стінки прямокутного металевого хвильоводу з поперечним перерізом $7,2 \times 3,4$ мм. Для зручності проектування та оптимізації умов підведення енергії до антени від зовнішнього джерела сегментований ДР розташований на плоскому мідному дзеркалі круглої форми діаметром 110 мм (рис. 5). Через круглий отвір у дзеркалі розташований елемент зв'язку, утворений прямокутною щілиною $7,2 \times 1,0$ мм (відкритий кінець входного хвильоводу). Щілина зв'язку розташована в центрі повітряного зазору між двома сусідніми сегментами і орієнтований паралельно їхнім граням. Таке його розташування забезпечує найкраще узгодження імпедансу між елементом зв'язку і резонатором.

Вимірювання параметрів (діаграми спрямованості та коефіцієнта відбиття від її входу) запропонованої антени на основі сегментованої ДР проведено за допомогою автоматизованого вимірювального комплексу в діапазоні частот 30,0 - 45,0 ГГц.

На рис. 6 показано S11-параметр (коефіцієнт відбиття) розглянутої антени в діапазоні частот 30,0 - 50,0 ГГц.

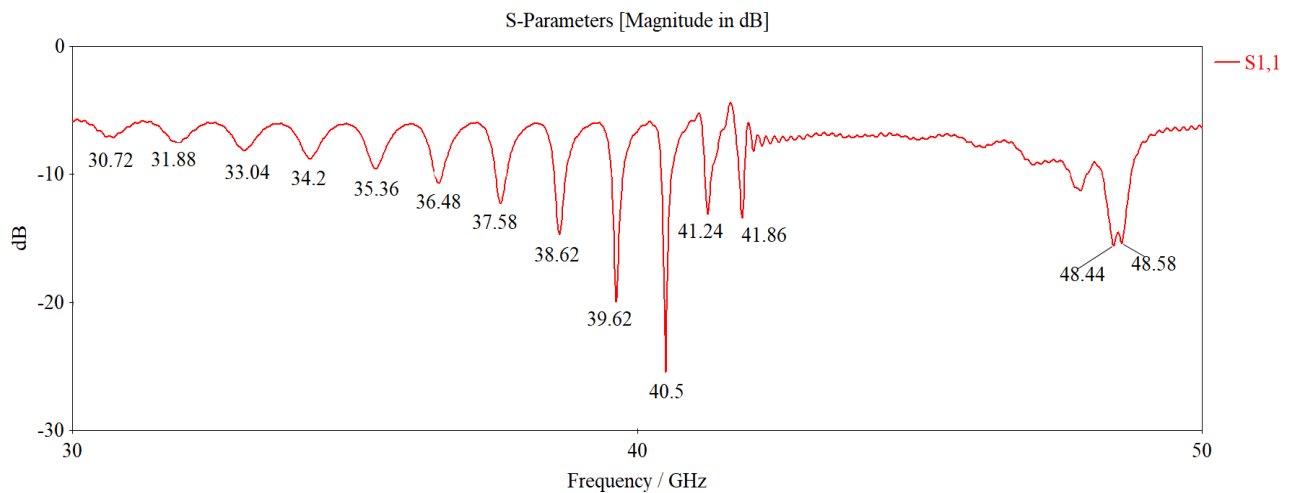


Рис. 6. S_{11} -параметри антени на основі сегментованої ДР з 68 сегментами в діапазоні частот 30,0 - 50,0 ГГц

На цьому рисунку показано серію резонансних відгуків, що відповідають РГМ з різними азимутальними індексами n . Резонанс з найбільшою амплітудою на частоті $f \approx 40,5$ ГГц відповідає режиму роботи з індексом $n = 34$. Кількість антинодів поля з протилежними фазами (0 і π) цього режиму відповідає кількості сегментів резонатора - 68 одиниць (рис. 5). Для мод з іншими азимутальними індексами антиноди їхніх резонансних полів зміщені відносно сегментів. З цієї причини ефективність їхнього збудження, яку можна оцінити за амплітудними характеристиками, є нижчою порівняно з робочим РГМ ($n = 34$).

З вищесказаного випливає, що основною робочою частотою розглянутої антени є $f \approx 40,5$ ГГц. Проведені експериментальні дослідження показали, що найбільша напруженість Е-поля, усереднена в секторі кутів 0° - 360° в дальній зоні антени, досягається на частоті 40,56 ГГц.

На рис. 7 показано діаграму спрямованості (у відносних одиницях) антени в азимутальних секторах кутів 0° - 180° і 180° - 360° . Слід зазначити, що інтенсивність Е-поля в різних пелюстках діаграми спрямованості різна. У секторах кутів 0° - 30° і 330° - 360° є "тіньова" область. Вона визначається розташуванням з'єднувальної щілини в цьому секторі. Її розташування відповідає азимутальному куту 0° . У цьому випадку щілина зв'язку, як

локальна неоднорідність, здебільшого збурює резонансне поле працюючого РГМ. Це призводить до зміщення антинодів поля з сегментів у секторах кутів $0^\circ - 30^\circ$ і $330^\circ - 360^\circ$.

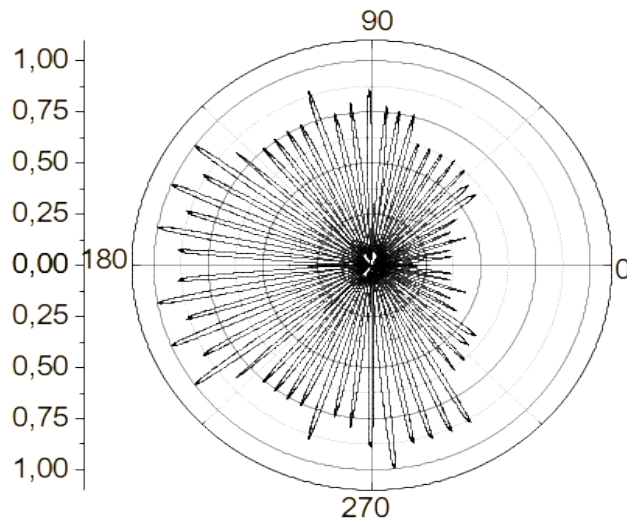


Рис. 7 Діаграма спрямованості антени на основі сегментованої ДР з 68 сегментами на частоті 40,56 ГГц

За аналогією з розглянутою вище антеною з 36 сегментами, використання двох симетрично розташованих щілин зв'язку дозволяє реалізувати модальну корекцію в сегментованій ДР за рахунок забезпечення однакового розподілу поля антинодів у сегментах. Ще одна щілина зв'язку з такими ж розмірами розташована на металевому дзеркалі антени з діаметрально протилежного боку сегментної діелектричної структури в області з азимутальною координатою 1800. Обидва гнізда зв'язку живляться від спільного зовнішнього джерела за допомогою спрямованого з'єднувача. Фазова синхронізація сигналів на входах антени забезпечується фазообертачем, розташованим у контурі одного з розгалужувачів.

Діаграма спрямованості антени при використанні двох щілин зв'язку на частоті 40,56 показана на рис.8.

З рис. 8 видно, що використання двох симетрично розташованих щілин зв'язку забезпечує модальну корекцію в сегментованій ДР і дозволяє забезпечити практично рівномірний розподіл напруженості Е-поля в

пелюстках діаграми спрямованості. Ширина кожної з них на рівні -3 дБ становить близько 40.

Високі значення коефіцієнтів підсилення в пелюстках на резонансній частоті сегментованої ДР є основною перевагою запропонованої антени. Дослідженнями встановлено, що їх значення досягають 15,5 дБ. Таке високе значення коефіцієнта підсилення антени визначається високою напруженістю Е-поля в зоні випромінювання - випромінюючих сегментах.

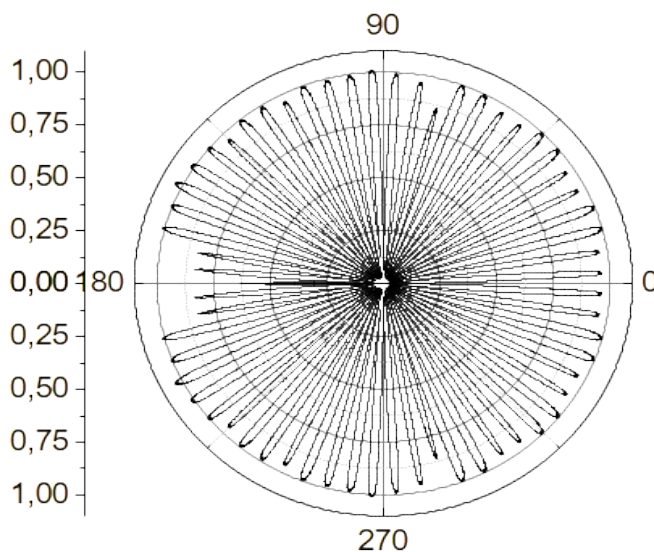


Рис. 8 Діаграма спрямованості антени на основі сегментованої ДР з 68 сегментами при живленні від двох з'єднувальних роз'ємів

З рис. 6, що представляє S-параметр антени на основі сегментованої ДР, видно, що резонансна характеристика працюючого РГМ на частоті 40,56 ГГц відповідає низькому значенню добротності сегментованої ДР. Навантажена добротність розглянутої сегментованої ДР з 68 сегментами вимірюється як $Q \approx 250$. Високі втрати випромінювання, що вносяться повітряними проміжками, визначають таку низьку добротність. Відповідна смуга пропускання на рівні -3 дБ становить близько 160 МГц.

Наведені вище дані про випромінювальні властивості антени (рис. 7 і 8) відповідають центральній резонансній частоті сегментованої ДР. На рис. 9 показано діаграму спрямованості запропонованої антени (суцільна лінія) на частоті опорного сигналу, що живить антену, розстроєну на 50 МГц відносно

центральної резонансної частоти 40,56 ГГц. Ця частота 40,51 ГГц знаходиться в межах резонансної області. Для порівняння на рис. 9 показано діаграму спрямованості антени на центральній резонансній частоті сегментованої ДР (пунктирна лінія).

Видно, що форма діаграми спрямованості на частоті 40,51 ГГц істотно не змінюється відносно робочої частоти антени. Її відмінною рисою є менші значення коефіцієнта підсилення. Так, при розстроюванні частоти опорного сигналу на 50 МГц коефіцієнт підсилення антени в пелюстках становить в середньому 12,7 дБ.

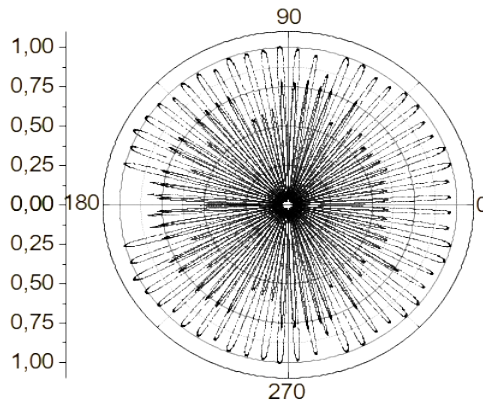


Рис. 9 Діаграма спрямованості антени на основі сегментованої ДР з 68 сегментами на робочій частоті 40,56 ГГц (пунктирна лінія) і на частоті 40,51 ГГц (суцільна лінія)

На частотах опорного сигналу, що живить антену, які знаходяться за межами резонансної області, форма діаграми спрямованості запропонованої антени суттєво змінюється.

Так, при розстроюванні частоти опорного сигналу на 100 МГц відносно робочої частоти антени ($f = 40,46$ ГГц) пелюсткова форма діаграми спрямованості зберігається тільки в секторах азимутальних кутів 900-1800 і 1800-2700 (рис. 10). При цьому коефіцієнт підсилення антени в пелюстках значно менший, ніж коефіцієнт підсилення на робочій частоті в пелюстках. Його значення становить близько 6,8 дБ. В іншому секторі кутів рівень

випромінювання антени на порядок нижче рівня випромінюваного сигналу на основній робочій частоті антени.

При більшому розстроюванні частоти опорного сигналу випромінювальні властивості антени практично повністю втрачаються. Прикладом можуть слугувати результати вимірювань, проведених при розстроюванні частоти опорного сигналу на 500 МГц відносно робочої частоти антени (рис. 11). Причиною цього є недостатність енергії електромагнітного поля, запасеної в сегнетоелектричній структурі на її резонансних частотах. Поява окремих пелюсток з низькою напруженістю E -поля пов'язана з випадковим відбиттям хвиль від окремих сегментів. Такі хвилі випромінюються щілинами зв'язку і поширюються вздовж плоскої поверхні металевого дзеркала.

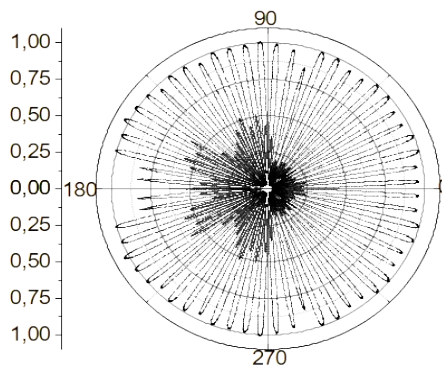


Рис. 10 Діаграма спрямованості антени на основі сегментованої ДР з 68 сегментами на робочій частоті 40,56 ГГц (пунктирна лінія) і на частоті 40,46 ГГц (суцільна лінія)

Так, при розстроюванні частоти опорного сигналу на 100 МГц відносно робочої частоти антени ($f = 40,46$ ГГц) пелюсткова форма діаграми спрямованості зберігається тільки в секторах азимутальних кутів 900-1800 і 1800-2700 (рис. 10). При цьому коефіцієнт підсилення антени в пелюстках значно менший, ніж коефіцієнт підсилення на робочій частоті в пелюстках. Його значення становить близько 6,8 дБ. В іншому секторі кутів рівень

випромінювання антени на порядок нижче рівня випромінюваного сигналу на основній робочій частоті антени.

При більшому розстроюванні частоти опорного сигналу випромінювальні властивості антени практично повністю втрачаються. Прикладом можуть слугувати результати вимірювань, проведених при розстроюванні частоти опорного сигналу на 500 МГц відносно робочої частоти антени (рис. 11). Причиною цього є недостатність енергії електромагнітного поля, запасеної в сегнетоелектричній структурі на її резонансних частотах. Поява окремих пелюсток з низькою напруженістю E -поля пов'язана з випадковим відбиттям хвиль від окремих сегментів. Такі хвилі випромінюються щілинами зв'язку і поширюються вздовж плоскої поверхні металевого дзеркала.

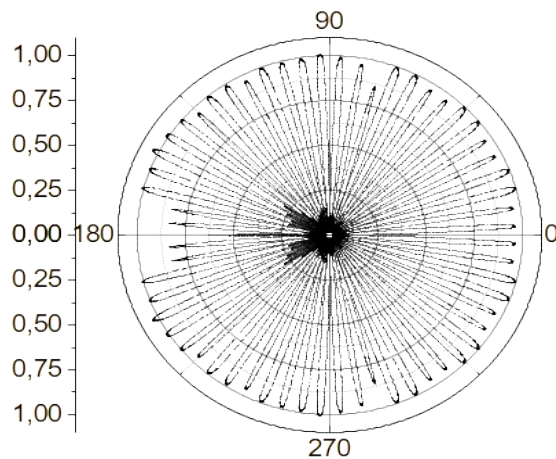


Рис. 11 Діаграма спрямованості антени на основі сегментованої ДР з 68 сегментами на робочій частоті 40,56 ГГц (пунктирна лінія) і на частоті 40,06 ГГц (суцільна лінія)

2. Результати числового моделювання

Для побудови графіків діаграми напрямленості була використана програма «CST STUDIO SUITE». Було проаналізовано два типи дисків, які відрізняються між собою радіусом дзеркал та своїми розмірами.

Дзеркало Радіус 185

Товщина 5

Резонатор диск із неоднорідностями у вигляді вирізів через 10^0 виготовлений із тефлону з діелектричною проникністю 2.08. Диск має такі розміри:

Висота 20,16

Радіус 110

Довжина прорізу 67,2

Ширина прорізу 5,88

Диск має 36 пелюсток

Підведення енергії здійснювалося за допомогою звужених кінців хвилеводу від 130×20

На рис. 1 зображено схематичну модель резонаторного диску:

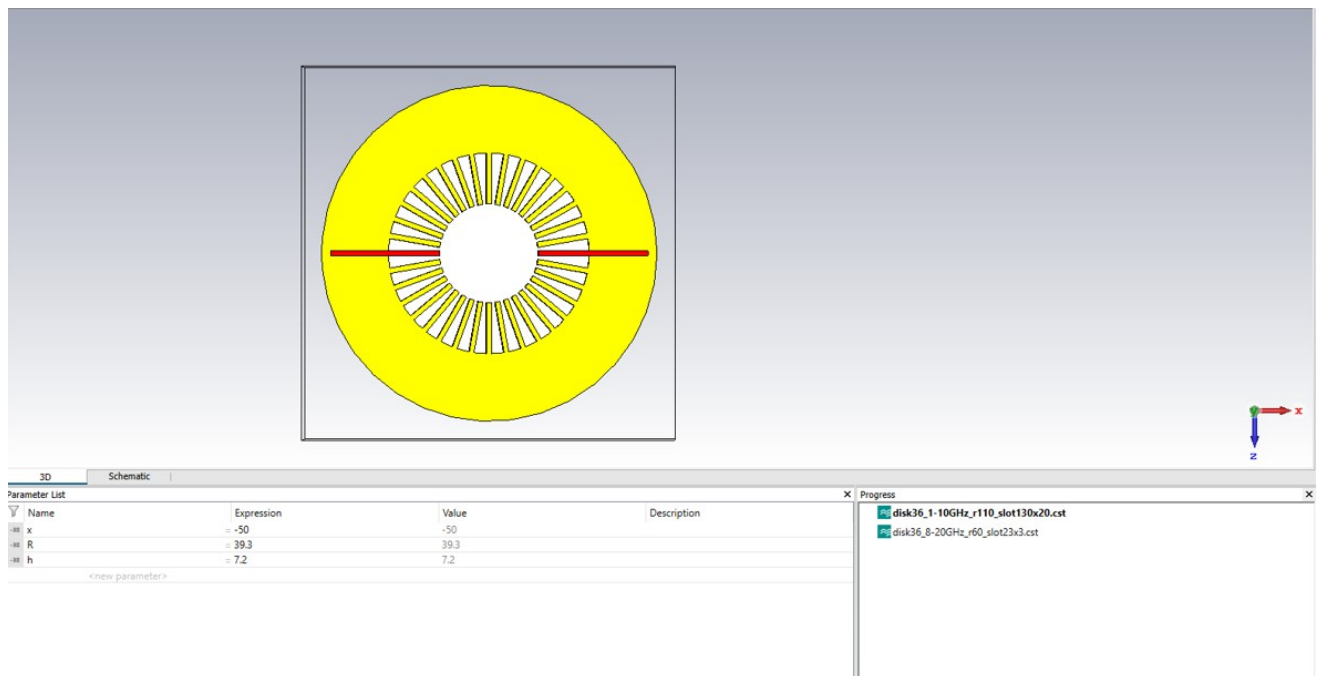


Рис. 1. Загальний вигляд диску

На рис. 2 зображено графік залежності частоти, ГГц, від S-параметру, dB.

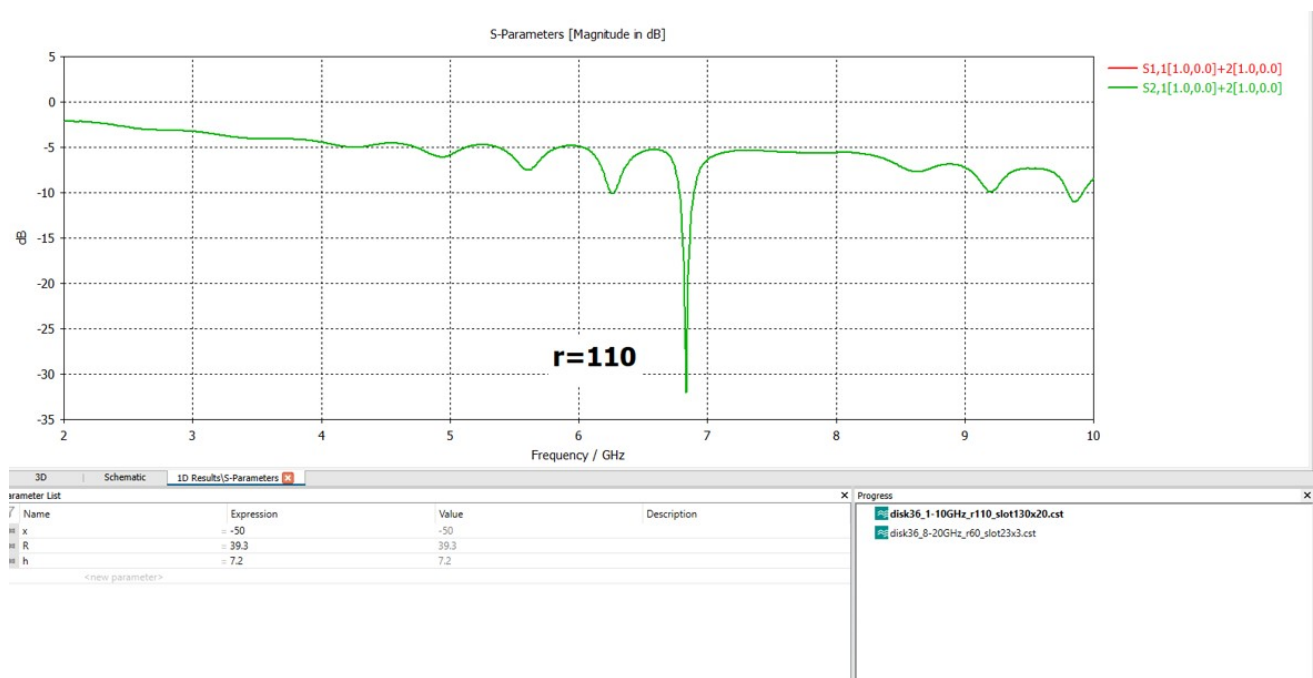


Рис 2: Графік залежності частоти від dR

На рис. 3 зображено модель диску, яка нам демонструє щільність при частоті 2.4 ГГц.

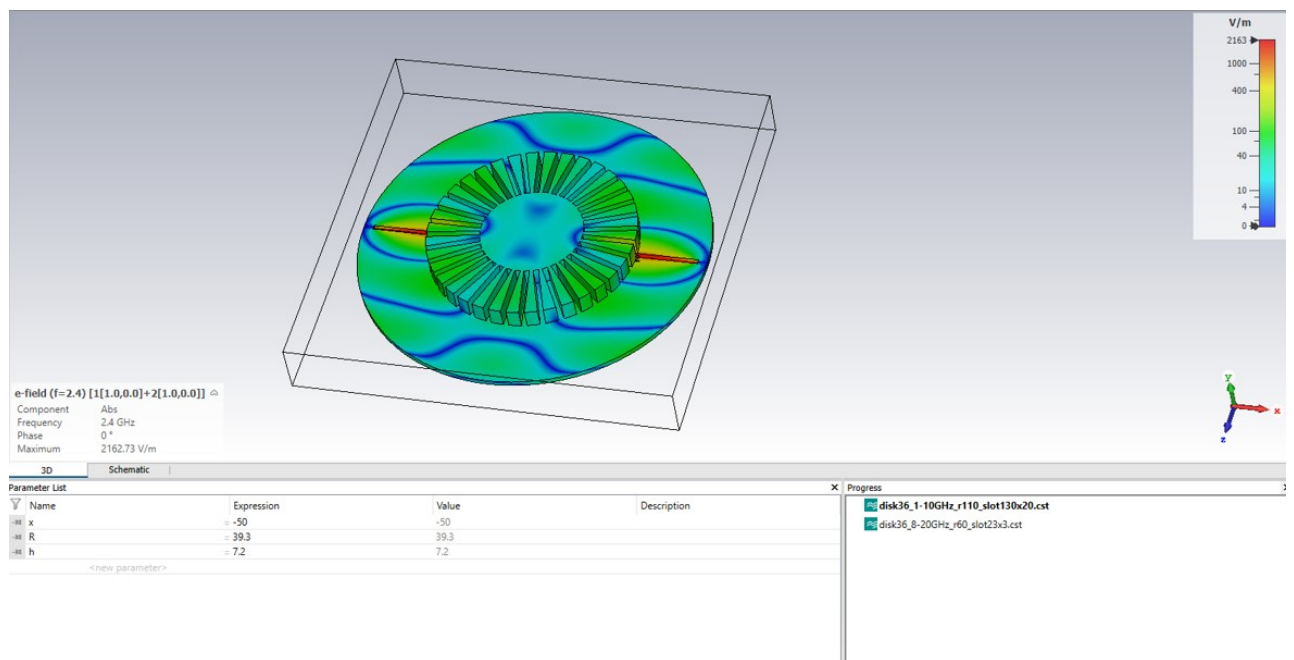


Рис 3: 3D модель диску при частоті 2.4 ГГц

На рис. 4 зображена діаграма напрямленості при частоті 2.4 ГГц.

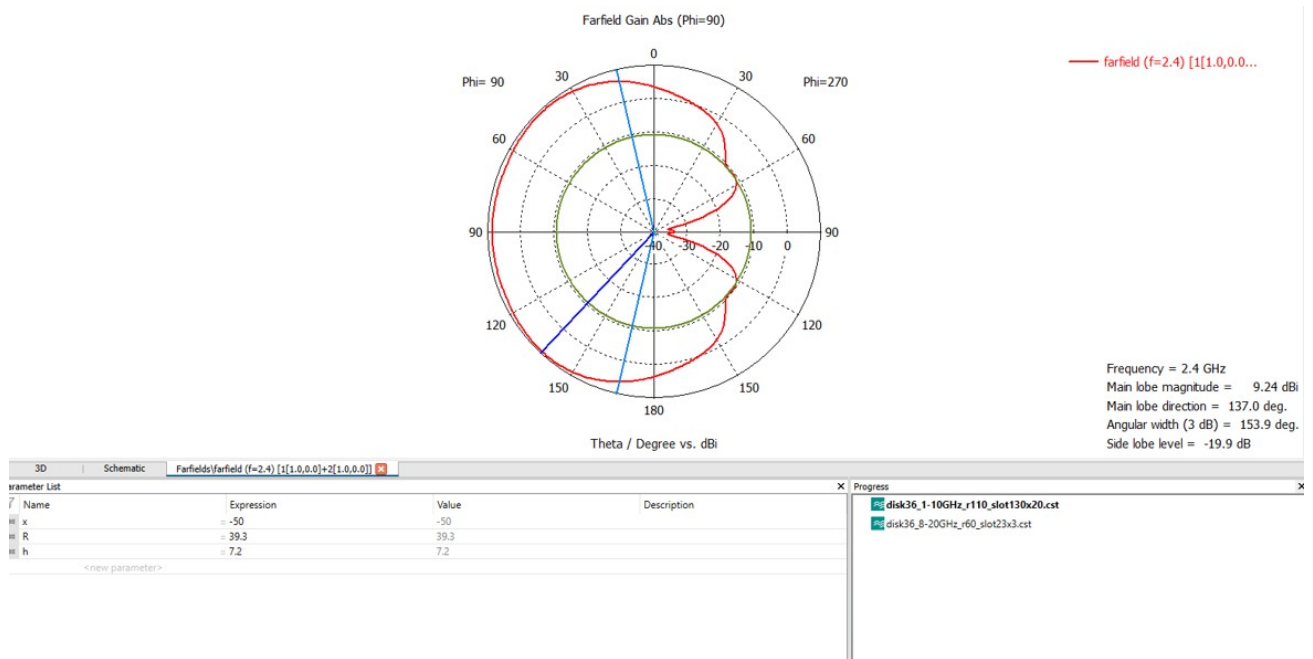


Рис 4: Діаграма напрямленості при частоті 2.4 ГГц

На рис. 5 зображено модель диску, яка нам демонструє щільність при частоті 3 ГГц.

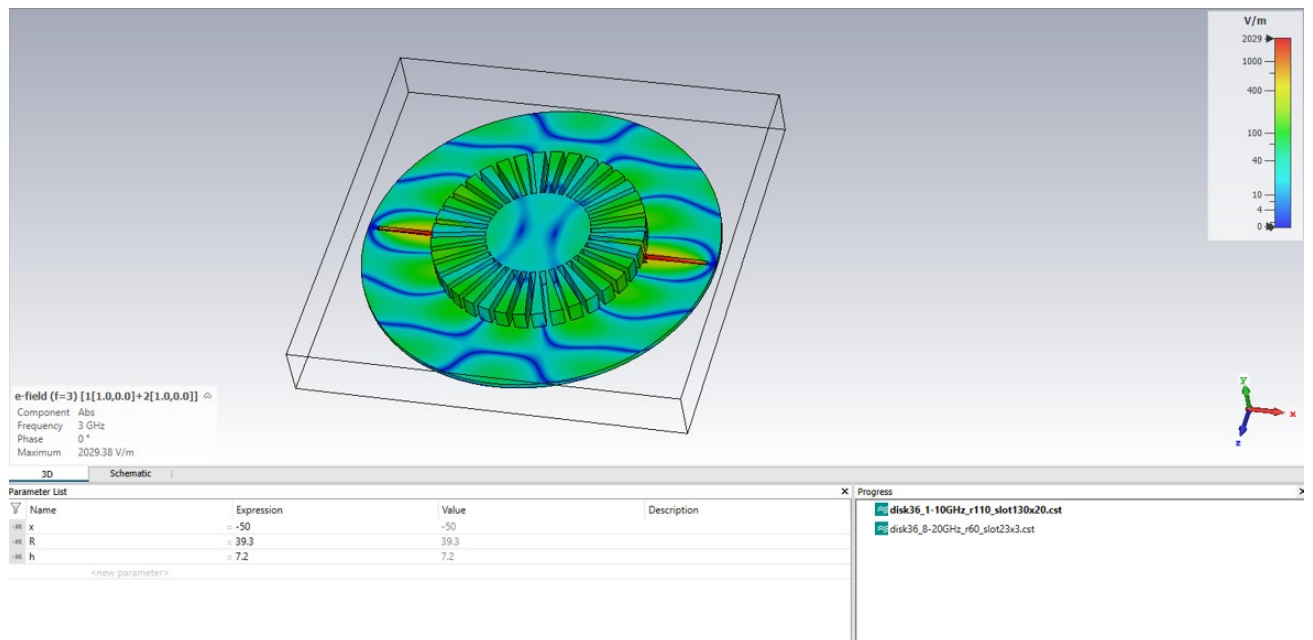


Рис 5: 3D модель диску при частоті 3 ГГц

На рис. 6 зображена діаграма напрямленості при частоті 3 ГГц.

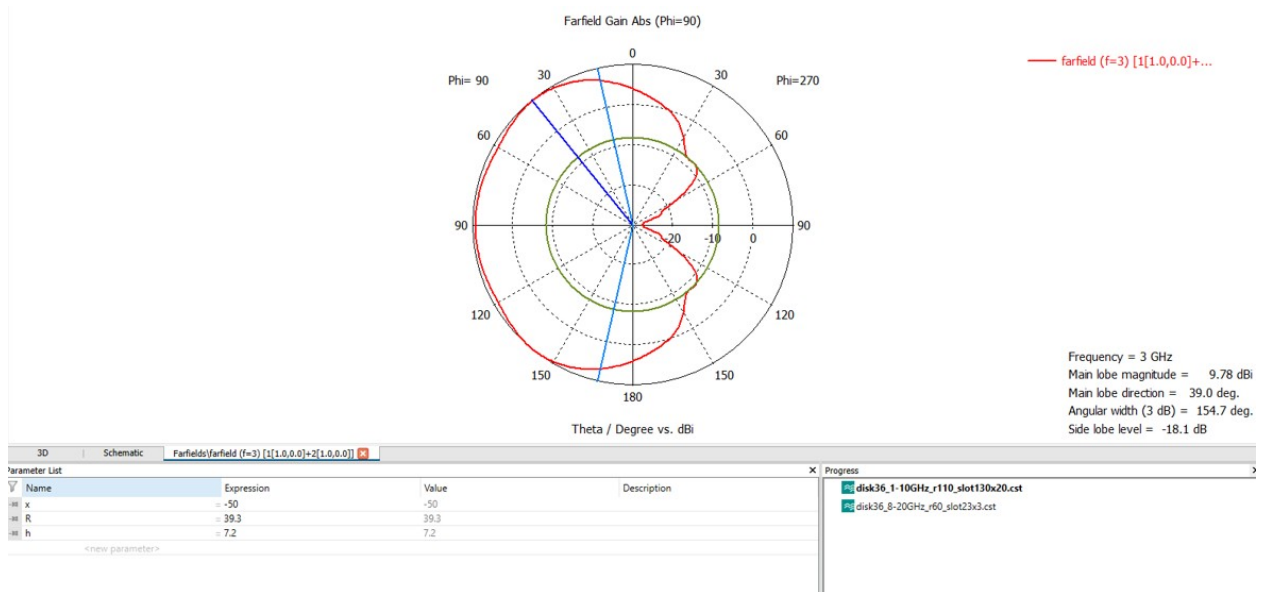


Рис 6: Діаграма напрямленості при частоті 3 ГГц

На рис. 7 зображено модель диску, яка нам демонструє щільність при частоті 3.6 ГГц.

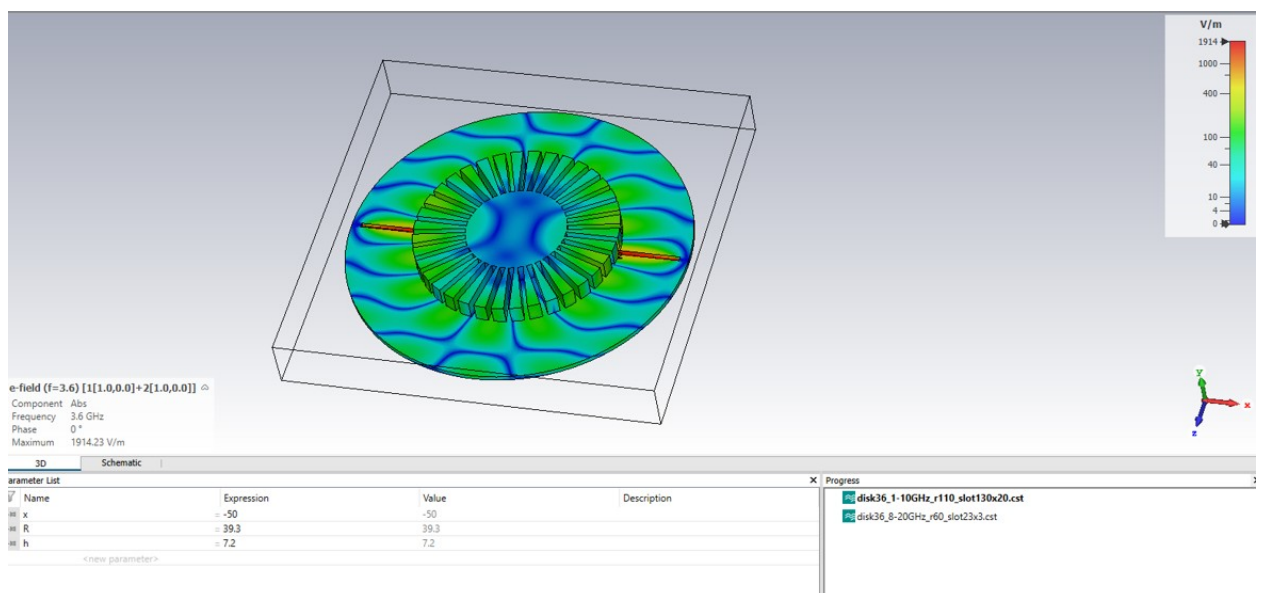


Рис 7: 3D модель диску при частоті 3.6 ГГц

На рис. 8 зображена діаграма напрямленості при частоті 3.6 ГГц.

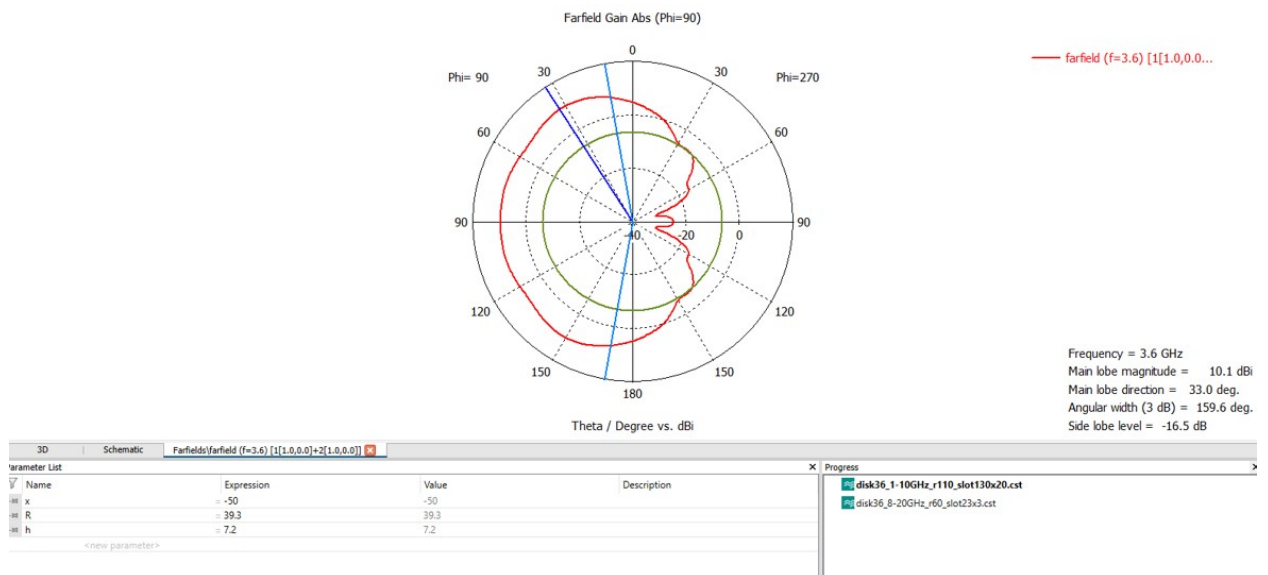


Рис 8: Діаграма напрямленості при частоті 3.6 ГГц

На рис. 9 зображено модель диску, яка нам демонструє щільність при частоті 4.246 ГГц.

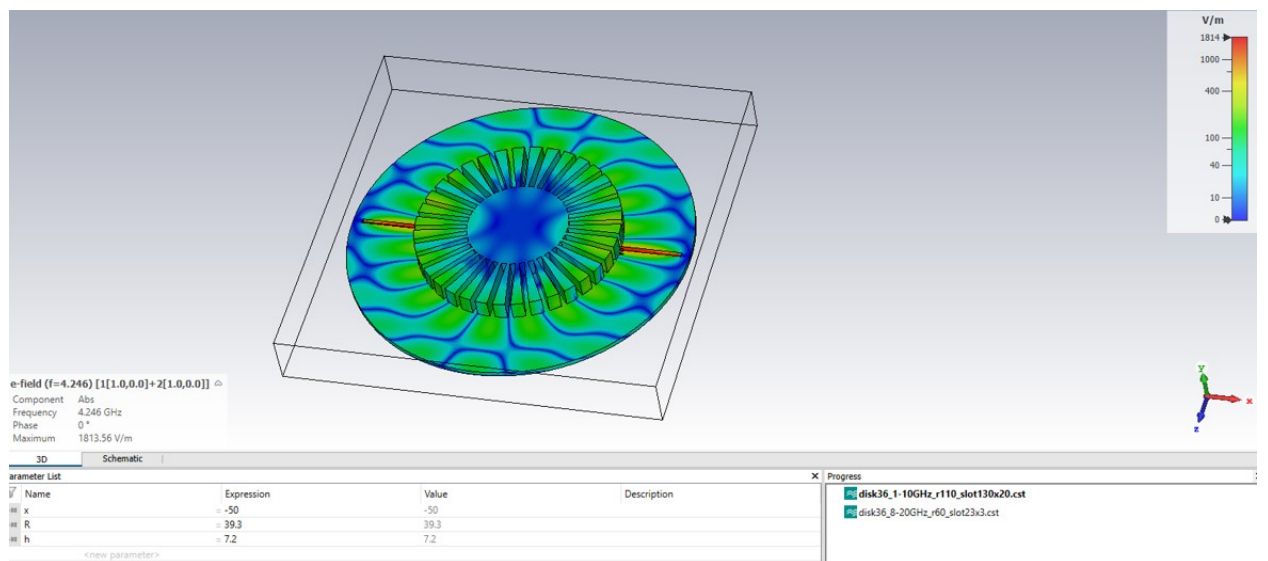


Рис 9: 3D модель диску при частоті 4.246 ГГц

На рис. 10 зображена діаграма напрямленості при частоті 4.246 ГГц.

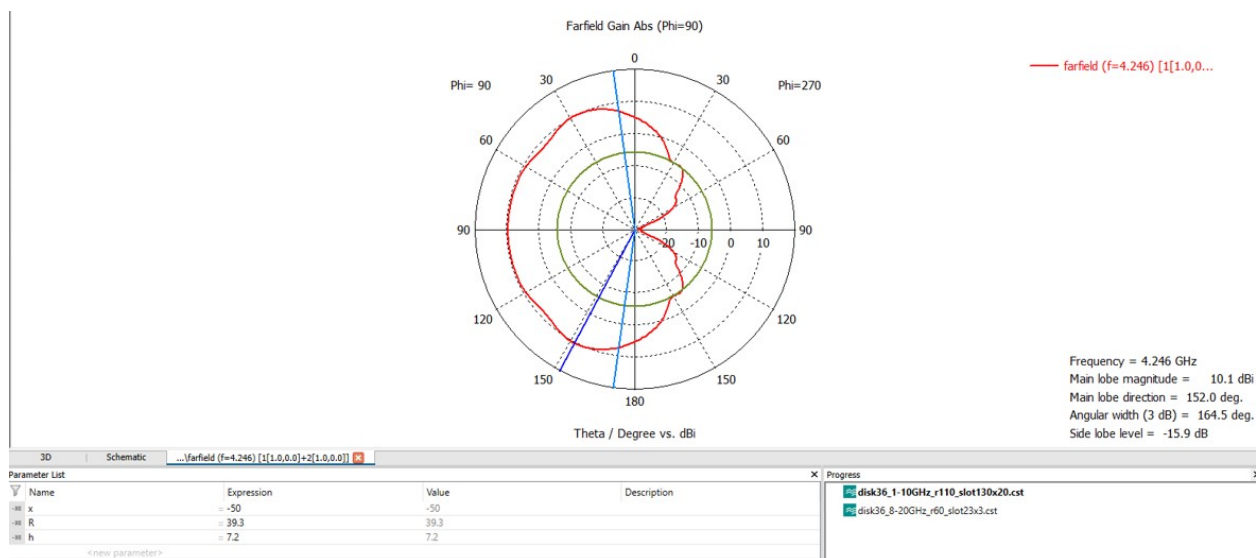


Рис 10: Діаграма напрямленості при частоті 4.246 ГГц

На рис. 11 зображено модель диску, яка нам демонструє щільність при частоті 4.933 ГГц.

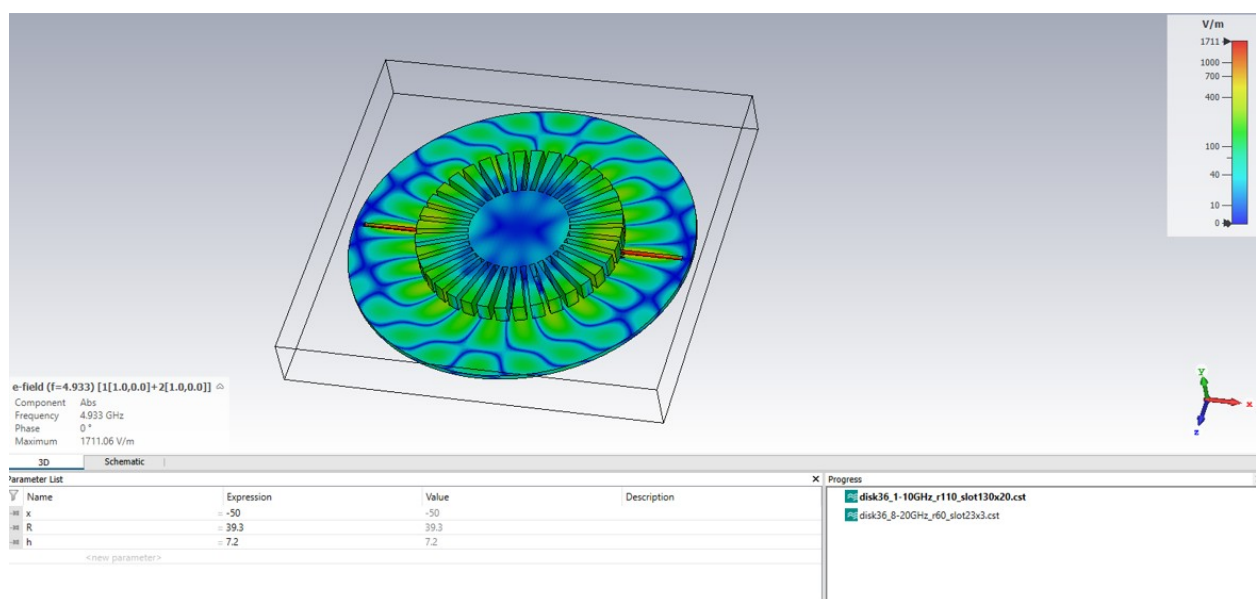


Рис 11: 3D модель диску при частоті 4.933 ГГц

На рис. 12 зображена діаграма напрямленості при частоті 4.933 ГГц.

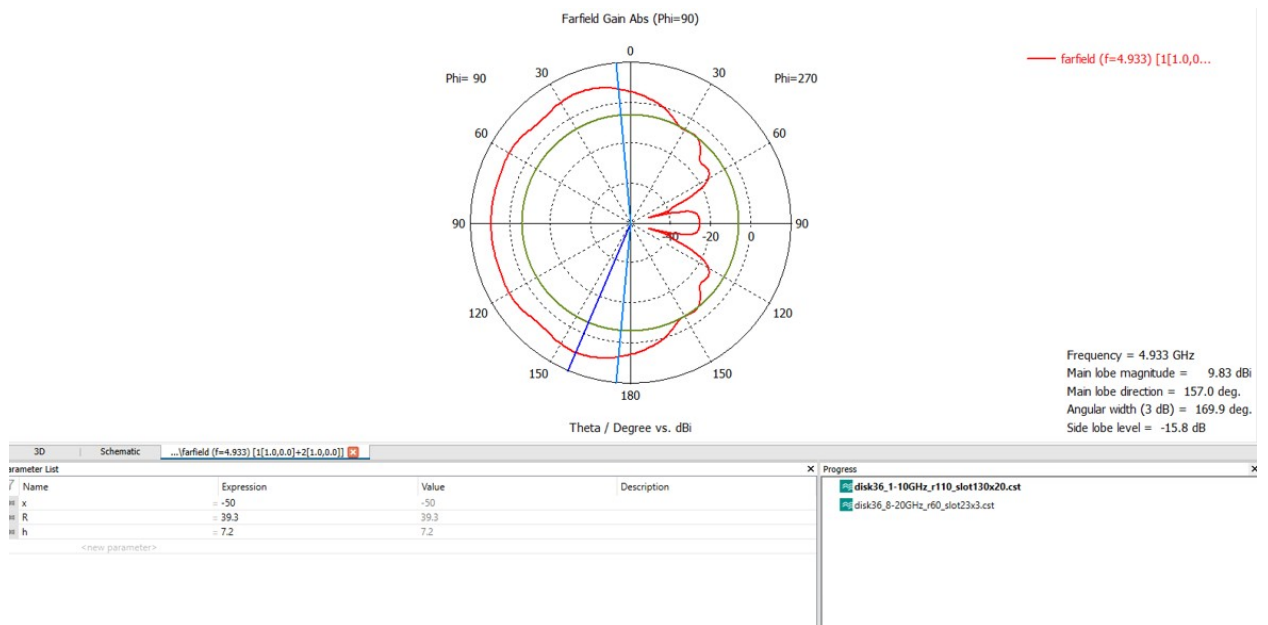


Рис 12: Діаграма напрямленості при частоті 4.933 ГГц

На рис. 13 зображено модель диска, яка нам демонструє щільність при частоті 5.611 ГГц.

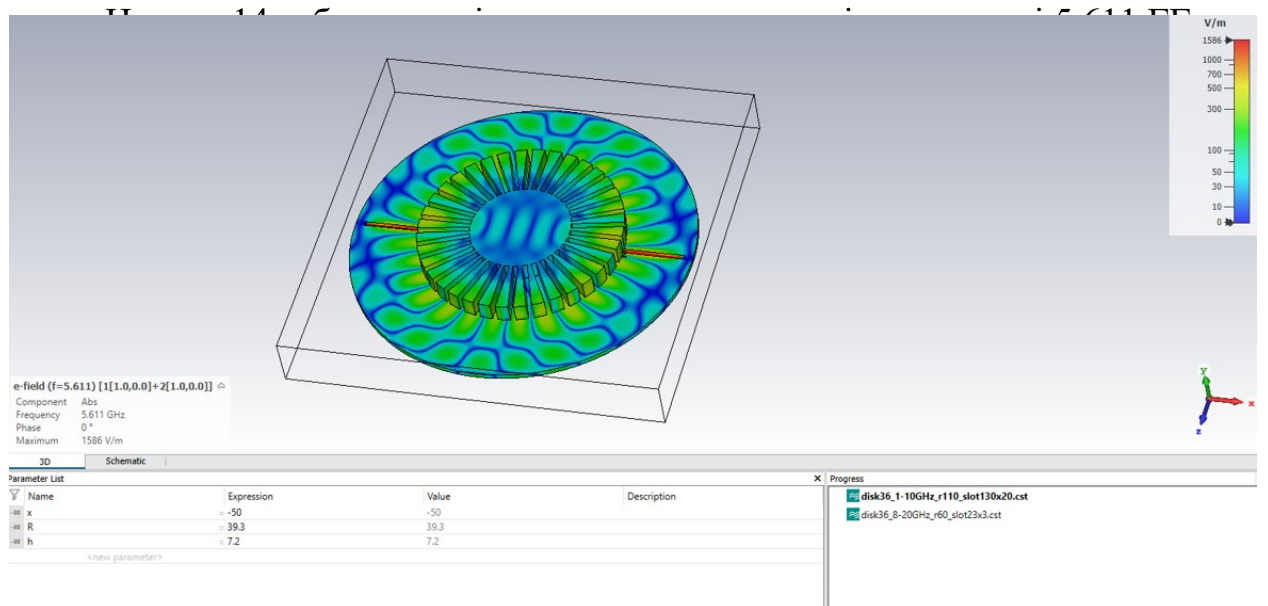


Рис 13: 3D модель диска при частоті 5.611 ГГц

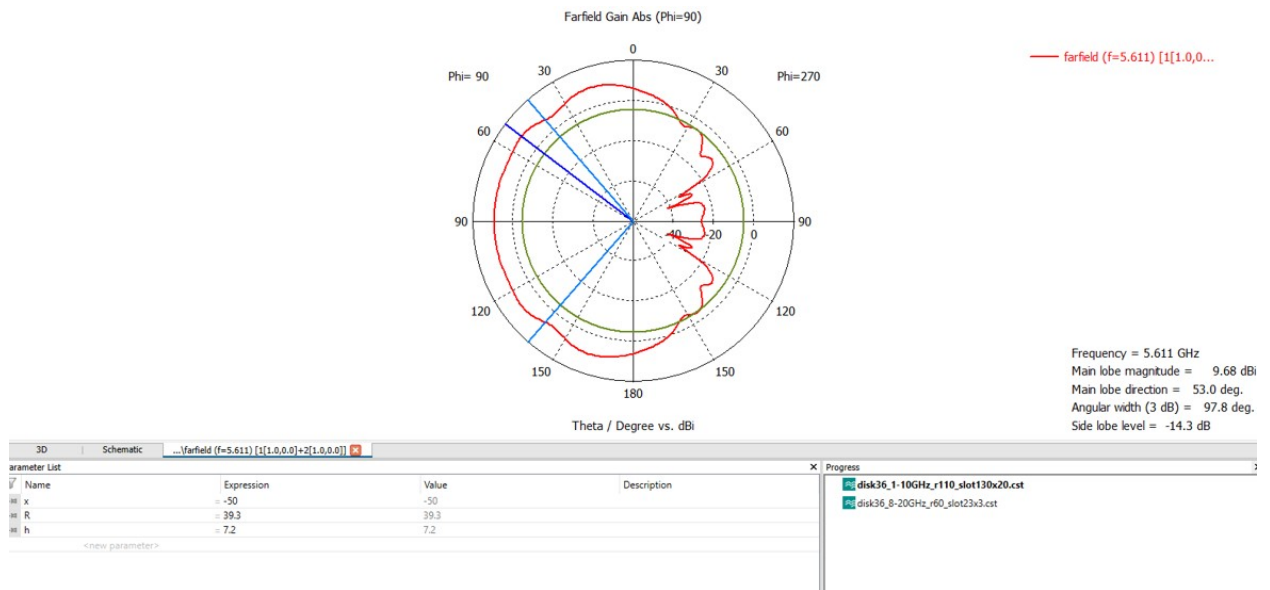


Рис 14: Діаграма напрямленості при частоті 5.611 ГГц

На рис. 15 зображено модель диска, яка нам демонструє щільність при частоті 6.265 ГГц.

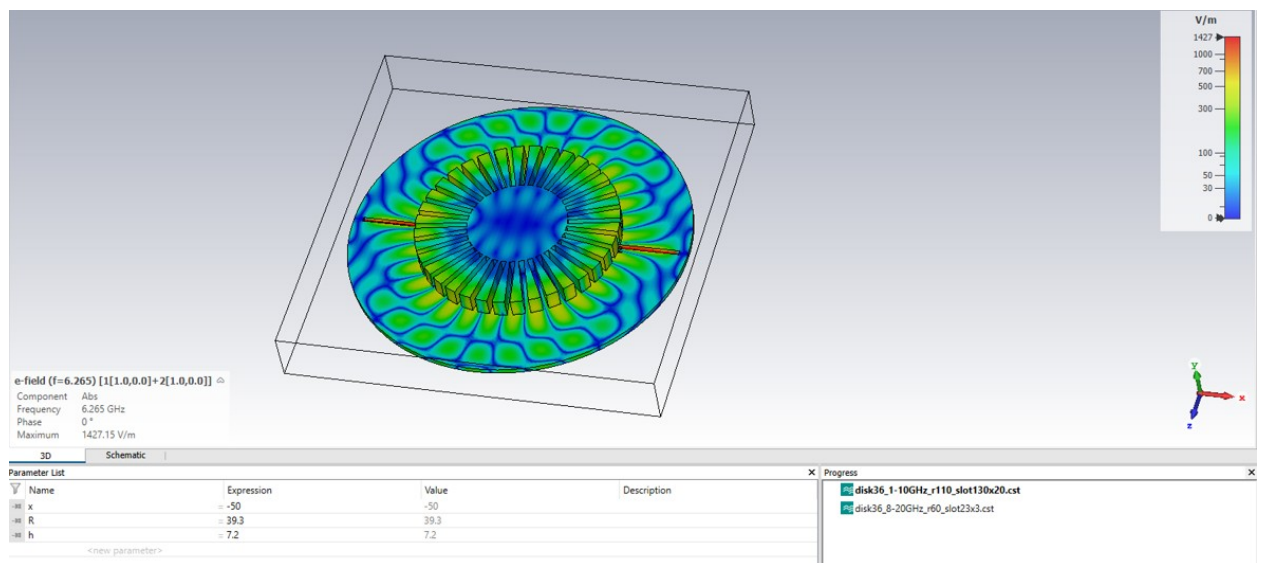


Рис 15: 3D модель диска при частоті 6.265 ГГц

На рис. 16 зображена діаграма напрямленості при частоті 6.265 ГГц.

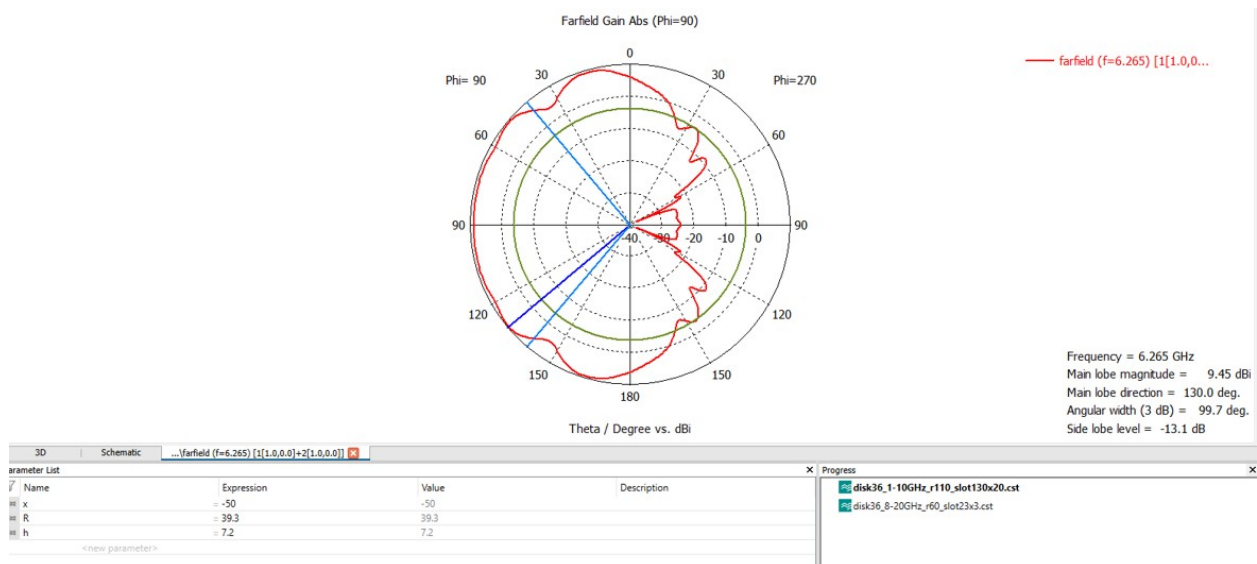


Рис 16: Діаграма напрямленості при частоті 6.265 ГГц

На рис. 17 зображено модель диска, яка нам демонструє щільність при частоті 6.8342 ГГц.

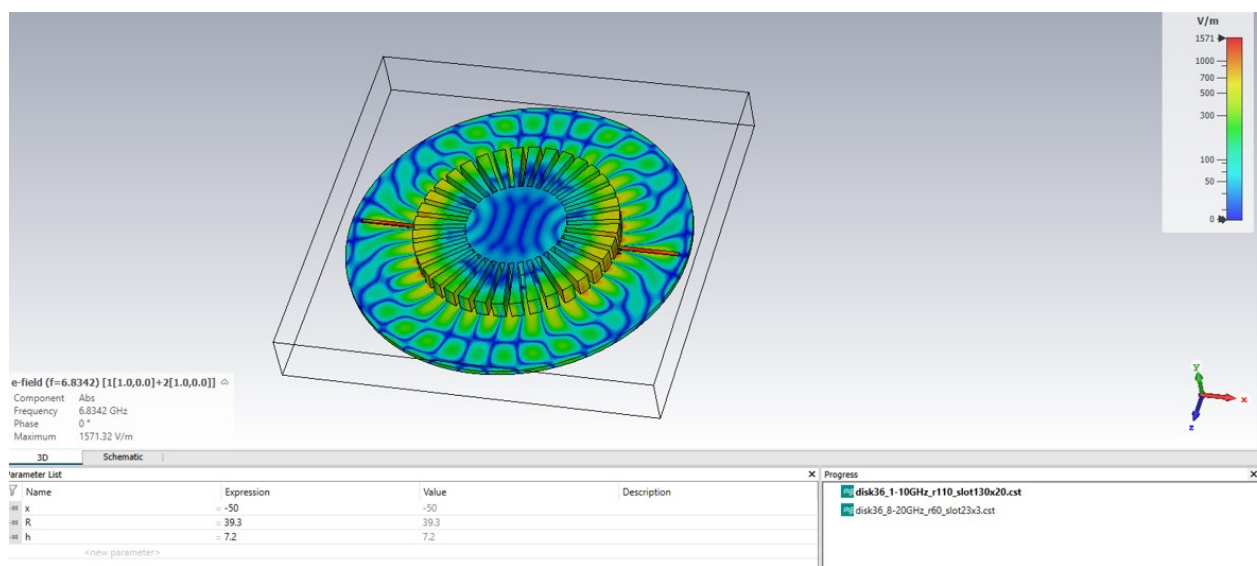


Рис 17: 3D модель диска при частоті 6.8342 ГГц

На рис. 18 зображена діаграма напрямленості при частоті 6.8342 ГГц.

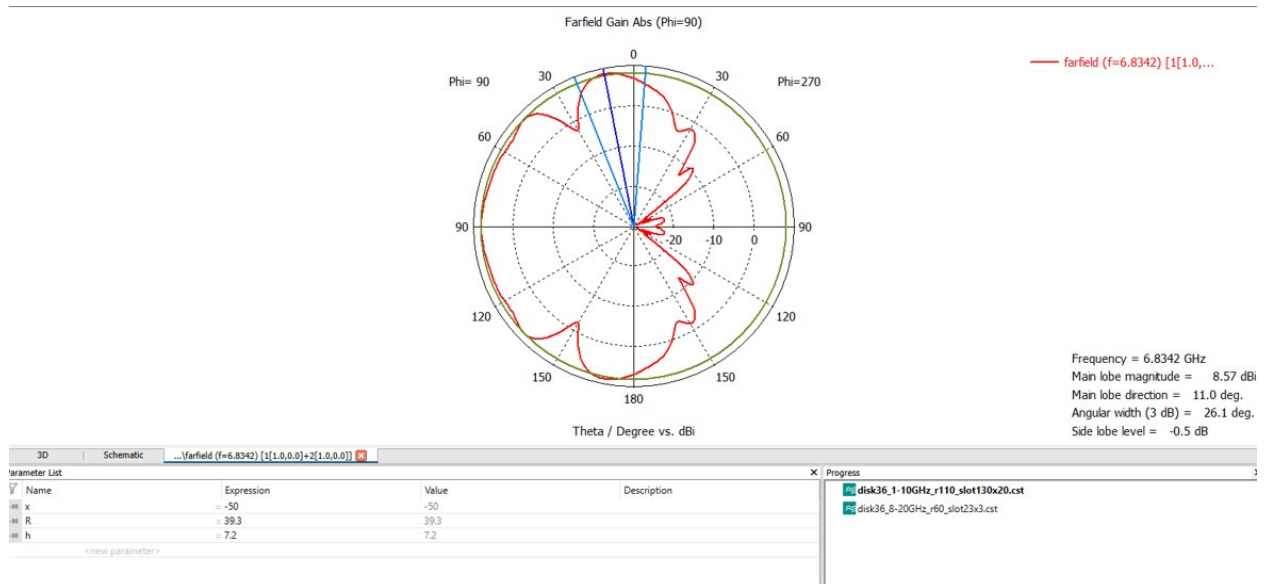


Рис 18: Діаграма напрямленості при частоті 6.8342 ГГц

На рис. 19 зображено модель диска, яка нам демонструє щільність при частоті 8.618 ГГц.

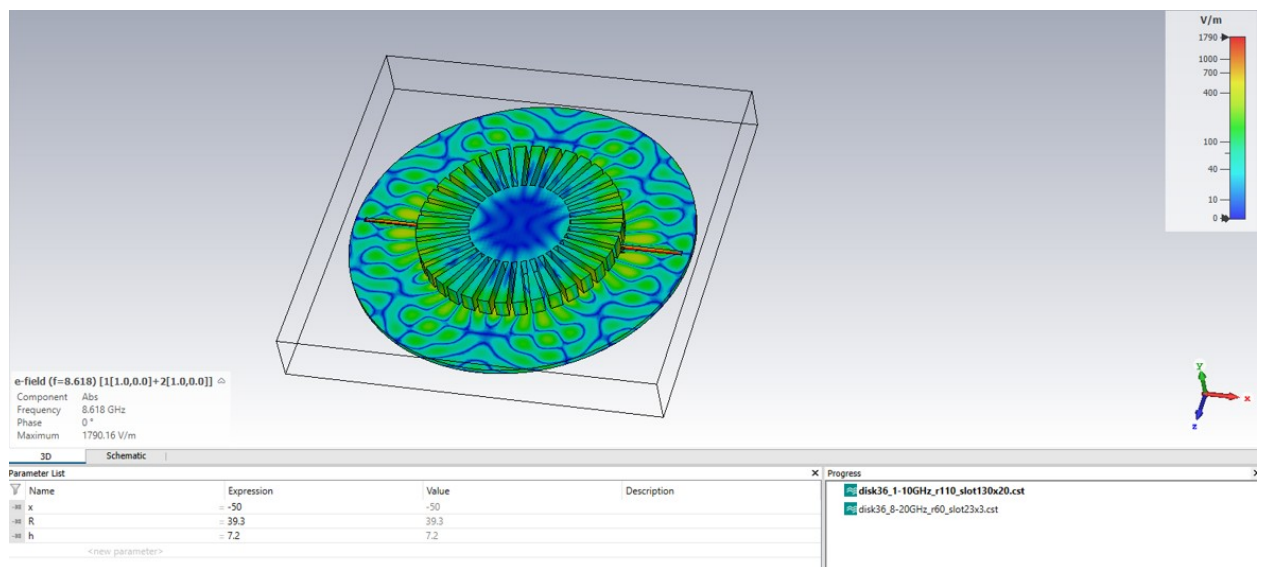


Рис 19: 3D модель диска при частоті 8.618 ГГц

На рис. 20 зображена діаграма напрямленості при частоті 8.618 ГГц.

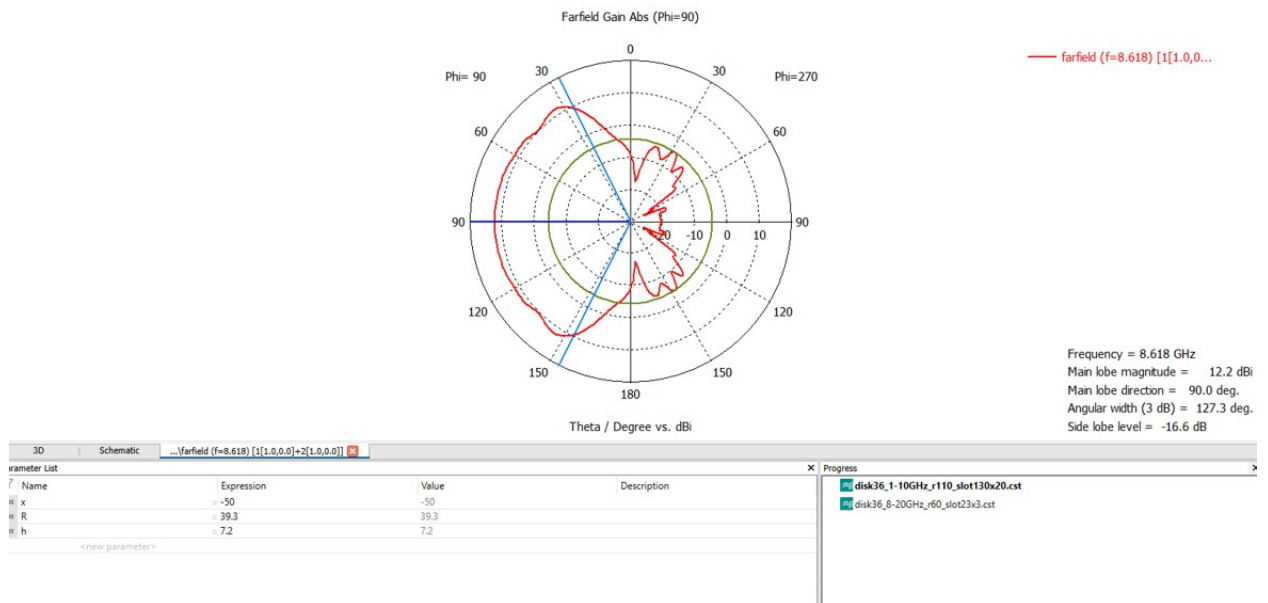


Рис 20: Діаграма напрямленості при частоті 8.618 ГГц

На рис. 21 зображено модель диску, яка нам демонструє щільність при частоті 8.858 ГГц.

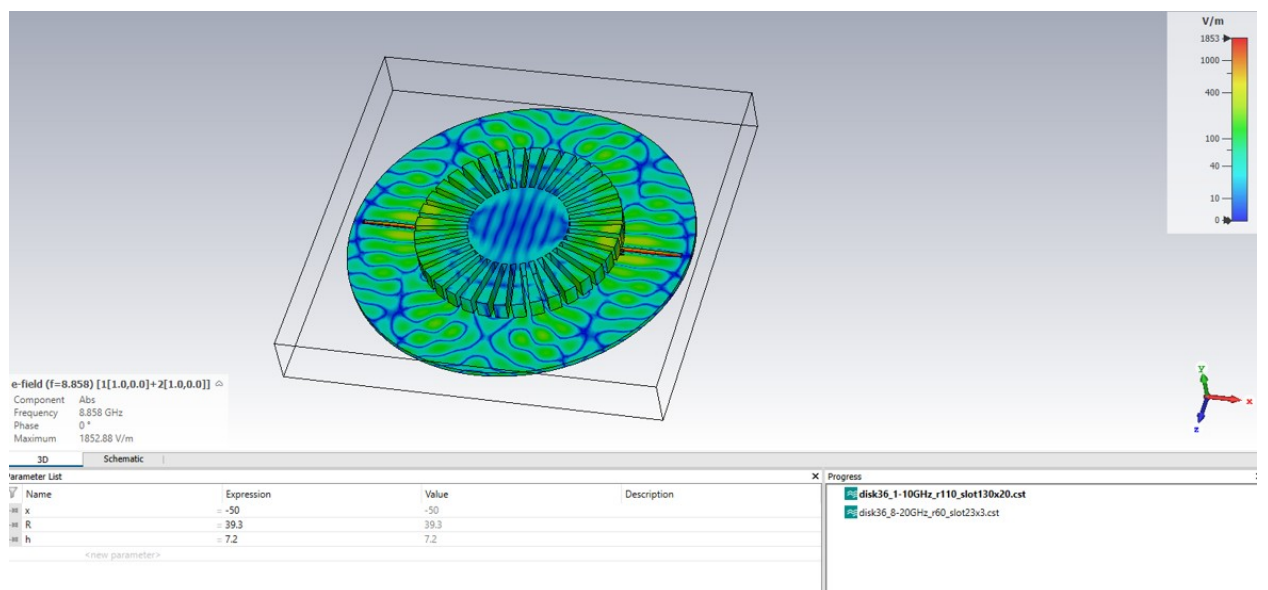


Рис 21: 3D модель диску при частоті 8.858 ГГц

На рис. 22 зображена діаграма напрямленості при частоті 8.858 ГГц.

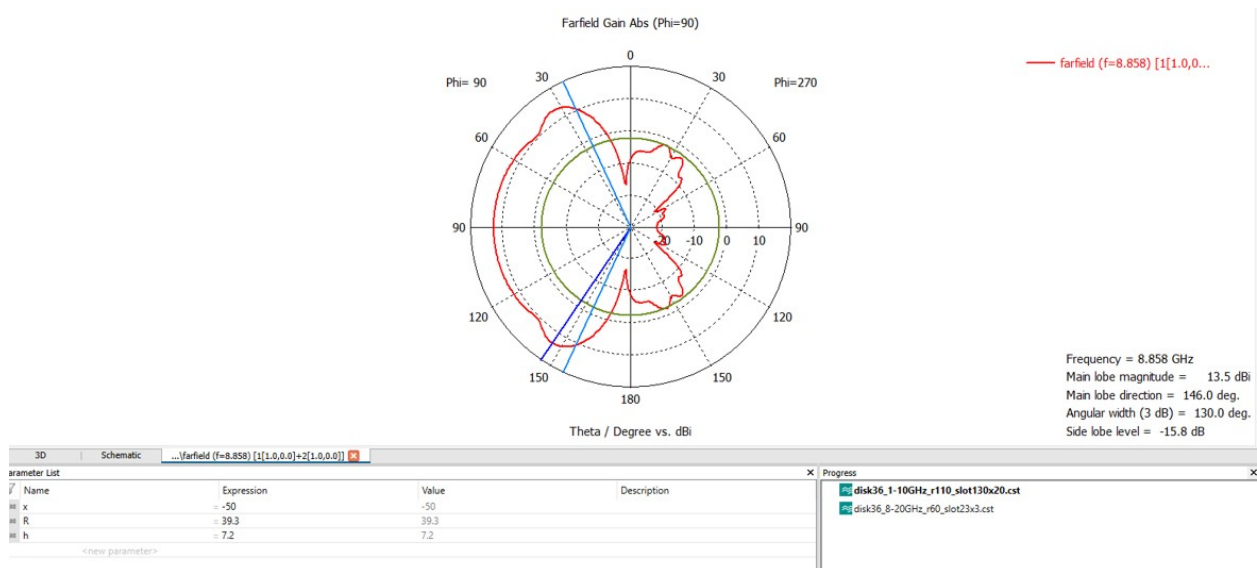


Рис 22: Діаграма напрямленості при частоті 8.858 ГГц

На рис. 23 зображено модель диску, яка нам демонструє щільність при частоті 9.204 ГГц.

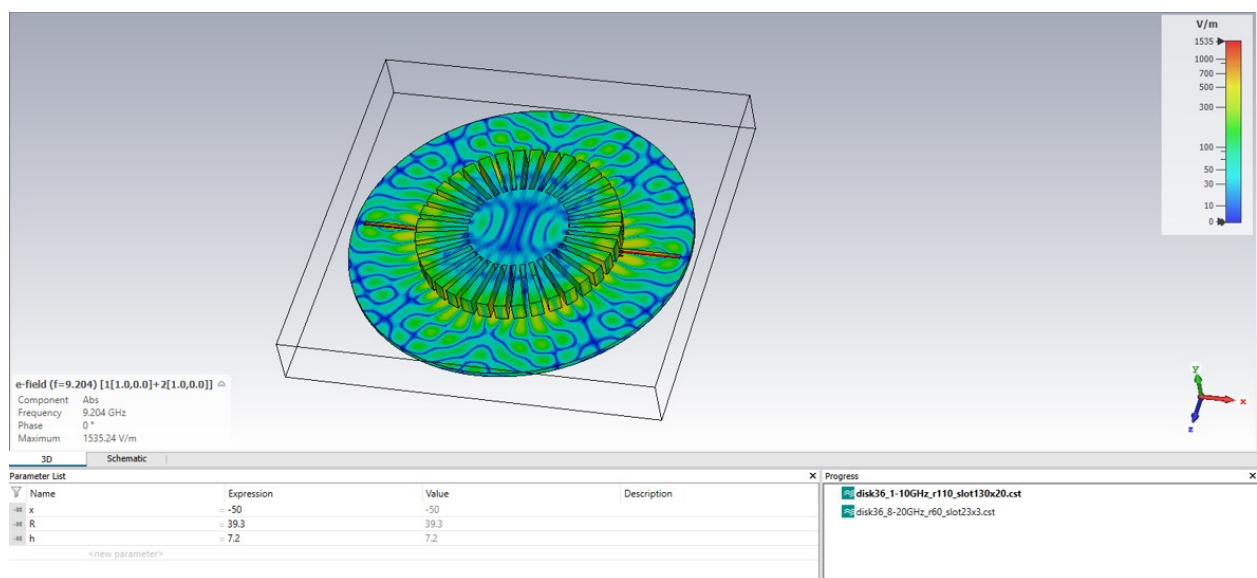


Рис 23: 3D модель диску при частоті 9.204 ГГц

На рис. 24 зображена діаграма напрямленості при частоті 9.204 ГГц.



Рис 24: Діаграма напрямленості 9.204 ГГц

Висновки

1. Виявлено дифракційне випромінювання галерейних хвиль шепоту на періодичних неоднорідностях у сегментованих діелектричних резонансних структурах.
2. Показано, що розробка багатопелюсткових всеспрямованих антен міліметрового діапазону хвиль є його основним застосуванням. Запропоновані пристрої поєднують переваги резонансних систем, що характеризуються селективною частотною характеристикою та ефективним збудженням, а також переваги антен з широкою діаграмою спрямованості.
3. Відносно високі значення коефіцієнта підсилення в пелюстках на резонансних частотах є основною перевагою таких антен. При цьому випромінювальні властивості антени зберігаються в смузі частот в кілька десятків мегагерц.
4. Отримані результати можуть стати важливим внеском у розвиток перспективних технологій зв'язку в міліметровому та субміліметровому (терагерцовому) діапазонах хвиль.

Список літератури

1. J. W. Strutt, Baron Rayleigh On the Whispering Galleries // Theory of Sound. -1896. –Vol. 2. - P. 127-129.
2. J. W. Strutt, Baron Rayleigh The Problem of the Whispering Gallery // Philosophical Magazine. - 1910. –Vol. 20. – P. 1001-1004.
3. [Guoping Lin](#) & [Yanne K. Chembo](#) Opto-acoustic phenomena in whispering gallery mode resonators // [International Journal of Optomechatronics](#). -2016. –Vol. 10, Issue 1. –P. 32-39.
4. [Ming-Yong Ye](#), [Mei-Xia Shen](#), [Xiu-Min Lin](#) Ringing phenomenon based whispering-gallery-mode sensing // Scientific Reports. - 2016. – Vol. 6(1). – P. 1-7.
5. C. Vedrenne, J. Arnaud Whispering-Gallery modes in dielectric resonators // Proc. Inst. Elect. Eng. -1982. -Vol. 129, pt. H, Issue. 4. - P. 183-187.
6. [G. Annino](#) ; [M. Cassettari](#) ; [I. Longo](#) ; [M. Martinelli](#) Whispering gallery modes in a dielectric resonator: characterization at millimeter wavelength, [IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques](#). -1997. -Vol. 45, [Issue: 11](#). - P. 2025-2034.
7. G. Annino, M. Cassettari, M. Martinelli Study on planar whispering gallery dielectric resonators. I. General properties // Int. Journal of Infrared and Millimeter Waves. - 2002. -Vol.23. - P. 597-615.
8. G. Annino, M. Cassettari, M. Martinelli Study on planar whispering gallery dielectric resonators. II. A multiple-band device // Int. Journal of Infrared and Millimeter Waves. -2002. -Vol.23. - P. 617-634.
9. J.R. Wait (1967) Electromagnetic Whispering Gallery Modes in a Dielectric Rod // Radio Science. -1967. -Vol. 2. - P. 1005-1017.
10. M. E. Il'chenko, V. F. Vziatyshev, L. G. Gassanov Dielectric resonators. – Moskow: Radio i Sviaz, 1989. - 328p. (in Russian).
11. A. Ya. Kirichenko, Yu. V. Prokopenko, Yu. F. Filippov, N. T. Cherpak Quasioptical solid-state resonators. – Kiev: Naukova Dumka, 2008. - 296p. (in Russian).
12. J. Lee, S. Pinel, J. Laskar and M. M. Tentzeris Design and Development of Advanced Cavity-Based Dual-Mode Filters Using Low-Temperature Co-Fired Ceramic Technology for V-Band Gigabit Wireless Systems // IEEE Trans. on MTT. -2007. -Vol. 55, Issue 9. - P. 1869-1879.

13. X. H. Jiao, P. Guillon, L. A. Bermudez, P. Auxemery Whispering-gallery mode of dielectric structures: application to millimeter wave band stop filters // IEEE Trans. on MTT. - 1987. - Vol. MTT-35, Issue 12. - P. 1169-1175.
14. Dick GJ, Saunders J. Measurement and analysis of a microwave oscillator stabilized by a sapphire dielectric ring resonator for ultra-low noise // IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control. -1990. –Vol. 37(5). – P. 339-346.
15. Kharkovsky S., Kirichenko A., Kogut A. Solid-state oscillators with whispering-gallery-mode dielectric resonators // Microwave and Optical Technology Lett. -1996. -Vol. 12, № 4. - P. 210-213.
16. A. E. Kogut, Z. E. Eremenko ; I. K. Kuzmichev **et al.** Power Summation of the Gunn-Diodes in the Ultra-Thin Planar Dielectric Resonator // **IEEE Xplore**: 25 Nov. 2019 <https://ieeexplore.ieee.org/document/8910948>
Published in: [2019 49th European Microwave Conference \(EuMC\)](#)
DOI: [10.23919/EuMC.2019.8910948](https://doi.org/10.23919/EuMC.2019.8910948)
17. J. A. Krupka, M. E. Tobar, J. G. Hartnett, Jean-Michel Guy Le Floch Extremely high-Q factor dielectric resonators for millimeter-wave applications // IEEE Trans. MTT. -2005 -Vol. 53(2). - P.702-712.
18. Z. Eremenko, A. Kogut, A. Shubnyi, R. Dolia Power Summation of the Gunn-Diodes in the Ultra-Thin Planar Dielectric Resonator // **IEEE Xplore**: 17 Oct. 2019 <https://ieeexplore.ieee.org/document/8874733>
Published in: 2019 European Microwave Conference in Central Europe (EuMCE).
19. Tryfon Antonakakis, Fadi Issam Baida, Abderrahmane Belkhir, Kirill Cherednichenko, Shane Cooper, et al.. Gratings: Theory and Numeric Applications. E. Popov, ed. AMU (PUP), 2012. – 430 p.
20. David C. Aveline, Lukas M. Baumgartel, Guoping Lin, and Nan Yu Whispering gallery mode resonators augmented with engraved diffraction gratings // Optics Letters. -2013. - Vol. 38, [Issue 3](#). - P. 284-286.
21. Kien Phan Huy, Alain Morand, and Pierre Benech Modelization of the Whispering Gallery Mode in Microgear Resonators Using the Floquet–Bloch Formalism // IEEE Journal of Quantum Electronics. -2005. -Vol. 41, No. 3. – P. 357-365.
22. Kengo Nozaki, Atsuo Nakagawa, Daisuke Sano and Toshihiko Baba Ultralow Threshold and Single-Mode Lasing in Microgear Lasers and Its

Fusion With Quasi-Periodic Photonic Crystals // IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics. -2003. -Vol. 9, No. 5. –P. 1355-1360.