

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 60 с., 36 рис., 8 табл., 1 додаток, 10 джерел

Об'єкт дослідження: випромінюючий пристрій для бездротових мереж.

Мета кваліфікаційної роботи ступеню бакалавр: розробка випромінюючого пристрою для бездротових персональних мереж.

При вирішенні поставлених завдань у кваліфікаційній роботі використані: системний підхід, методи порівняння, математичне моделювання.

В першому розділі проведено огляд методів розрахунку, що використовуються при проектуванні випромінювальних мікросмужкових пристроїв. Детально розглянута дискова мікросмужкова антена.

В спеціальній частині проведена розробка випромінювального пристрою для застосування в бездротових мережах, зокрема в мережах Wi-Fi. Розраховано випромінюючий пристрій, що працює на частотах 2.4 ГГц та 5.2 ГГц.

В економічній частині проведено розрахунок витрат на розробку оптимізованої дискової мікросмужкової антени та аналіз існуючих аналогів.

Практична цінність кваліфікаційної роботи полягає у отриманні нових результатів зі ступеню узгодження антени с фідером живлення залежно від відстані до центра диску та значення діелектричної проникності підкладки. Розраховано діаграми спрямованості для цих випадків. Результати роботи можуть бути використані при створенні випромінюючих пристроїв для бездротового зв'язку.

МІКРОСМУЖКОВА АНТЕНА. КОЕФІЦІЄНТ ВІДБИТТЯ. ДІАГРАММА СПРЯМОВАНОСТІ. КОЕФІЦІЄНТ ПІДСИЛЕННЯ. ФІДЕР.

## РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: 60 с., 36 рис., 8 табл., 1 приложение, 10 источников

Объект исследования: излучающее устройство для беспроводных сетей.

Цель квалификационной работы ступеня бакалавр: разработка излучающего устройства для беспроводных персональных сетей.

При решении поставленных задач в квалификационной работе использованы: системный подход, методы сравнения, математическое моделирование.

В первой главе проведен обзор методов расчета, используемых при проектировании излучающих микрополосковых устройств. Подробно рассмотрена дисковая микрополосковая антенна.

В специальной части проведена разработка излучающего устройства для применения в беспроводных сетях, в частности в сетях Wi-Fi. Рассчитано излучающее устройство, работающее на частотах 2.4 ГГц и 5.2 ГГц.

В экономической части произведен расчет затрат на разработку оптимизированной дисковой микрополосковой антенны и анализ существующих аналогов.

Практическая ценность квалификационной работы заключается в получении новых результатов по степени согласования антенны с фидером питания. Согласование зависит от расстояния до центра диска и значения диэлектрической проницаемости подложки. Рассчитаны диаграммы направленности для этих случаев. Результаты работы могут быть использованы при создании излучающих устройств для беспроводной связи.

МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА. КОЭФФИЦИЕНТ ОТРАЖЕНИЯ. ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ. ФИДЕР.

## ABSTRACT

Executive: 60 p., 36 fig., 8 tab., 1 annex, 10 sources

The object of study: a radiating device for wireless networks.

The purpose of the qualification work is a bachelor's degree: the development of a radiating device for wireless personal networks.

When solving the tasks in the qualification work used: a systematic approach, methods of comparison, mathematical modeling.

The first chapter provides an overview of the calculation methods used in designing radiating microstrip devices. The disk microstrip antenna is considered in detail.

In a special part, a radiating device has been developed for use in wireless networks, in particular, in Wi-Fi networks. The radiating device operating at 2.4 GHz and 5.2 GHz are calculated.

In the economic part, the calculation of the cost of developing an optimized disk microstrip antenna and analyzing existing analogues was made.

The practical value of qualifying work is to obtain new results on the degree of matching the antenna with the power feeder. The matching depends on the distance to the center of the disk and the dielectric constant of the substrate. The radiation patterns for these cases are calculated. The results of the work can be used to create radiating devices for wireless communication.

**MICROSTRIP ANTENNA. REFLECTION COEFFICIENT. RADIATION PATTERN. GAIN. FEEDER.**

## СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ДС – діаграма спрямованості;

КП – коефіцієнт підсилення;

КСХН – коефіцієнт стоячої хвилі за напругою;

VSWR – the voltage standing wave ratio.

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ.....	9
1. Мікросмужкові антени .....	9
1.1.1 Основні характеристики мікросмужкових антен .....	9
1.1.2 Методи живлення антени .....	11
1.2 Дискава мікросмужкова антена .....	13
1.3 Висновки до першого розділу.....	25
1.4 Постановка задачі .....	25
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	27
2.1 Побудова та розрахунок математичної моделі дискової мікросмужкової антени для роботи на частоті 2.4 ГГц.....	27
2.2 Побудова та розрахунок математичної моделі дискової мікросмужкової антени на частоті 5.2 ГГц .....	38
2.3 Висновки до другого розділу.....	49
3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ.....	50
3.1 Визначення трудомісткості розробки дискової мікросмужкової антени .....	50
3.2 Витрати на створення дискової мікросмужкової антени .....	53
3.3 Капітальні витрати .....	54
3.4 Залежність ціни удосконаленого мобільного пристрою від попиту .....	55
3.5 Визначення економічної переваги розробленого випромінюючого пристрою.....	57
3.6 Існуючі аналоги.....	57
3.7 Висновки до третього розділу .....	57
ВИСНОВКИ.....	58
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	59
ДОДАТОК А. ....	
ДОДАТОК Б. ....	
ДОДАТОК В. ....	
ДОДАТОК Г.....	

## ВСТУП

Нині бездротові технології стали невід'ємною частиною повсякденного життя сучасної людини. Дана технологія за звичай використовує низько профільні антени, які інтегруються в корпуси різноманітних приладів для бездротового зв'язку. Одним з типів антен, що можуть широко застосовуватись на практиці є мікросмужкові антени. Ці антени є низько профільними. Вони розташовані на плоских поверхнях, є простими й недорогими для виготовлення з використанням сучасних технологій друкованої схеми. Такі антени механічно надійні при монтажі на жорстких поверхнях. Вони дуже універсальні з точки зору вибору резонансної частоти, поляризації, моделі та імпедансу.

Найважливішими експлуатаційними недоліками мікросмужкових антен є їх низька ефективність, низька потужність, висока добротність (іноді більша за 100), погана поляризаційна чистота, низька продуктивність сканування, неправильне подавання випромінювання та дуже вузька частотна смуга пропускання, яка за звичай складає лише частку відсотка або не більше ніж на кілька відсотків відносно середньої частоти. Проте існують методи, які можна використовувати для збільшення ефективності мікросмужкової антени (пропускну здатність можна збільшити до приблизно 35 відсотків). Проте, оскільки збільшується висота розміщення антени відносно заземлюючої пластини, виникають поверхневі хвилі, які зазвичай є небажаними, оскільки вони зменшують загальну випромінювальну енергію. Поверхневі хвилі які рухаються всередині підкладки погіршують характеристики антени.

Нині технологія Wi-Fi використовує не тільки частоту 2.4 ГГц, а й освоєє новий діапазон 5.2 ГГц. Тому існує потреба у створенні нових випромінювальних пристроїв для даного діапазону 5.2 ГГц. Метою роботи розробка випромінюючого пристрою для бездротових персональних мереж.

## 1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

### 1.1 Мікросмужкова антена

#### 1.1.1 Основні характеристики мікросмужкових антен

Мікросмужкові антени отримали значну увагу починаючи з 1970-х років, хоча ідею мікросмужкової антени можна простежити з 1953 року (патент у 1955 році) [1]. Мікросмужкові антени, як показано на рис. 1.1, складаються з дуже тонкої ( $t \ll \lambda_0$ , де  $\lambda_0$  - довжина хвилі вільного простору) металеві смуги (патч), розміщена невелика частка довжини хвилі ( $h \ll \lambda_0$ , зазвичай  $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$ ) над поверхнею землі. Мікросмужкова прямокутна антена (патч) виконана таким чином, що його максимальні розміри є нормальними для патча (широкосмуговий випромінювач). Це досягається шляхом правильного вибору режиму (поля конфігурації) збудження під патчем. Режим випромінювання може також виконуватися шляхом вибору розумного режиму збудження. Для прямокутного патча довжина  $L$  елемента. Патч та заземлююча площа розділені діелектричним листом (діелектриком).

При проектуванні мікросмужкових антен необхідно враховувати значення діелектричної проникності діелектрика. Найбільш бажаними для роботи антени є діелектрики з малими значення проникності, діелектрична постійна яких знаходиться в нижньому кінці діапазону зміни сталої проникності, оскільки вони забезпечують кращу ефективність, більшу смугу пропускання, забезпечують випромінювання в просторі, але за рахунок більшого розміру випромінюючого елемента [2]. Діелектрики з вищими значеннями діелектричної проникності бажані для більш високого частотного діапазону, оскільки вони призводять до менших розмірів випромінюючого елементів; однак, внаслідок їх більших втрат, вони мають меншу ефективність і мають відносно меншу пропускну здатність [3].

Оскільки мікросмушкові антени часто інтегровані з іншими мікрохвильовими схемами, слід досягти компромісу між гарною роботою антени та схемою.

Часто мікросмушкові антени також називаються патч-антенами. Випромінюючі елементи та лінії подачі зазвичай знаходяться над діелектричною підкладкою. Випромінювальний патч може мати квадратну, прямокутну форму, бути тонкою смугою (дипольний), мати кругову, еліптичну, трикутну або будь-якою іншу конфігурацію.

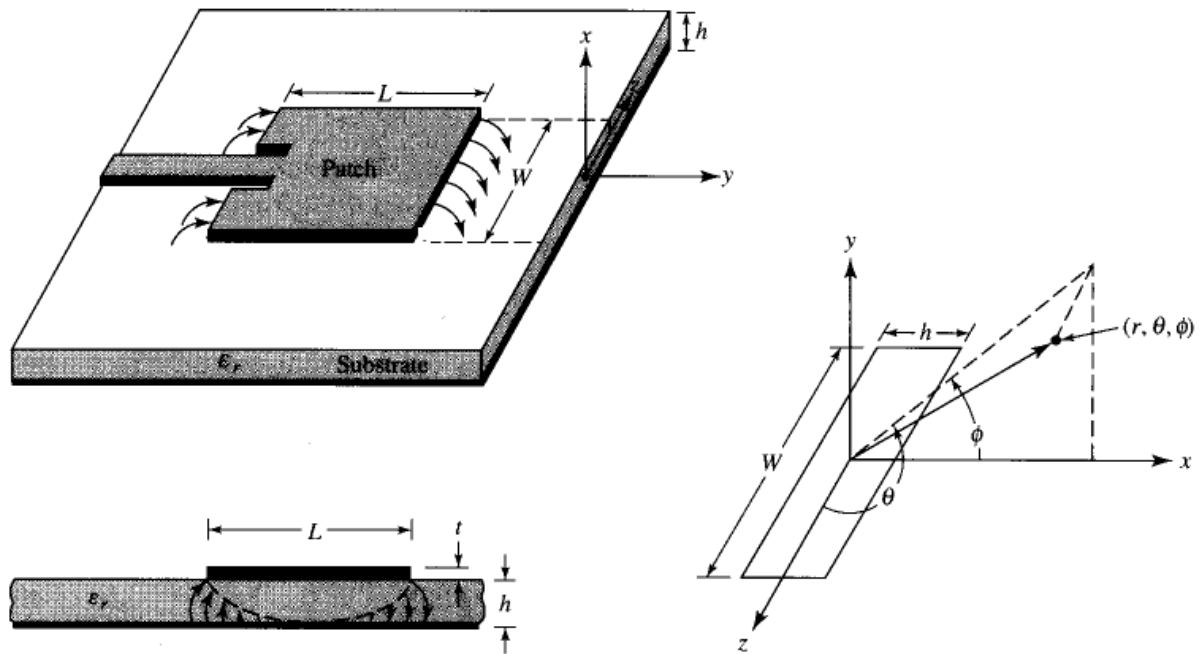


Рисунок 1.1 – Мікросмушкова антена та система координат

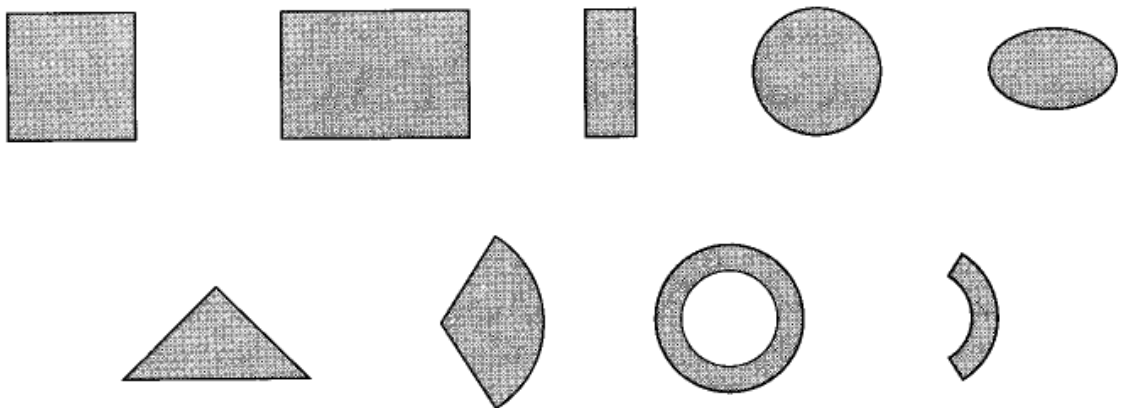


Рисунок 1.2 – Репрезентативні форми елементів мікросмушкових патчів



Квадратні, прямокутні, дипольні (смуги) і кругові є найбільш поширені через легкість їх аналізу та виготовлення, а також їх привабливі характеристики випромінювання, особливо низьке міжполярне випромінювання. Мікросмужкові диполі є привабливими, оскільки вони за своєю природою мають велику пропускну здатність і займають менше місця, що робить їх привабливими для антенних решіток. Лінійні та кругові поляризації можуть бути досягнуті за допомогою окремих елементів або решіток мікросмужкових антен. Решітки мікросмужкових елементів, з одним або декількома каналами, також можуть бути використані для введення можливостей сканування та досягнення більшої спрямованості.

### 1.1.2 Методи живлення антени

Є багато конфігурацій, які можуть використовуватися для подачі енергії мікросмужковим антенам. Чотири найбільш популярні: мікросмужкова лінія, коаксіальний зонд, апертурне з'єднання та близьке з'єднання. Вони показані на рис. 1.3. Лінія живлення мікросмужкових антен є провідною смугою, яка звичайно має набагато меншу ширину порівняно з патчем. Корпус мікросмужкових ліній легко виготовити, він простий у моделюванні. Однак, товщина діелектричної підкладки збільшує поверхневі хвилі та зменшує випромінювання, що для практичних конструкцій обмежується пропускну здатністю (як правило, 2-5%).

Широко використовуються також коаксіальні лінії живлення, де внутрішній провідник коаксіального кабелю приєднується до патча, а зовнішній провідник кабелю до площини заземлення. Коаксіальний кабель живлення також легко виготовити. Однак він також має вузьку смугу пропускання, і його моделювання складніше, особливо для товстих підкладинок.

Як лінія живлення у вигляді мікросмужкової лінії має властивості асиметрії, і може крос-поляризоване випромінювання. Для подолання цього

недоліку розроблені безконтактні подачі електромагнітної енергії.

Зазвичай для тонка підкладка має високу діелектричну проникність, а товста – низьку діелектричну сталу. Пластина заземлення при безконтактному збудженні справляє дію на випромінювальний елемент та мінімізує перешкоди для формування необхідної поляризації. Для цієї конструкції для можуть використовуватися електричні параметри підкладки, ширина лінії подачі та розмір і позиція «слотів».

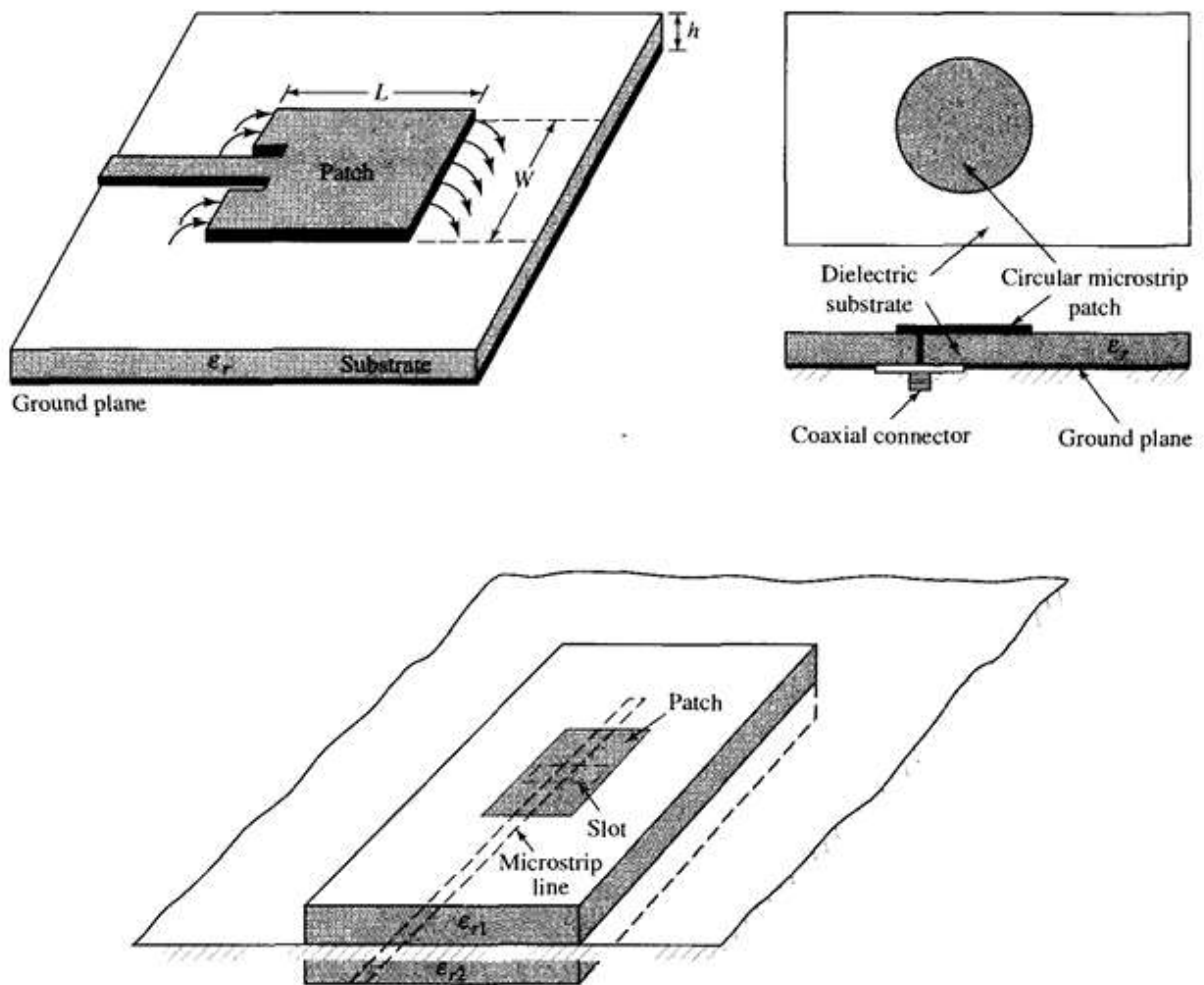


Рисунок 1.3 – Типові види живлення мікросмужкових антен

Якщо «слот» знаходиться в центрі нижче патча, де ідеально для передачі електромагнітної енергії та утворення режиму випромінювання. В цьому випадку смуга пропускання може складати до 13%. Проте технологічне виконання такого виду живлення дещо складніше.

Еквівалентні схеми для різних типів живлення мікросмушкових антен показані на рис. 1.4.

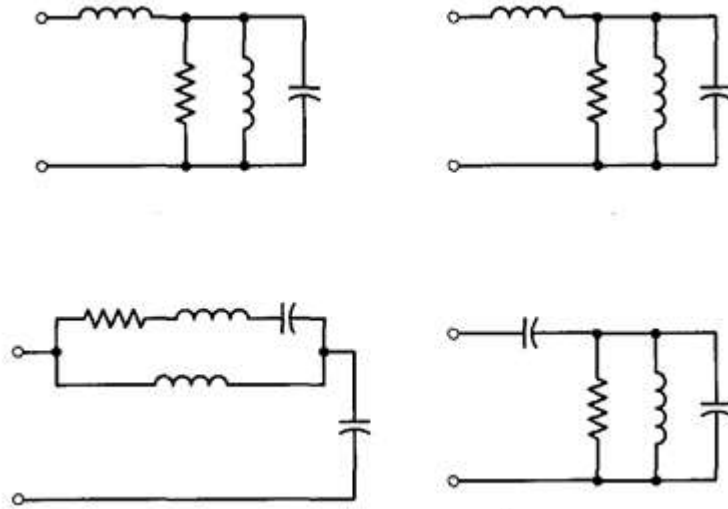


Рисунок 1.4 – Еквівалентні схеми для різних типів живлення

## 1.2 Діскава мікросмушкова антена

Крім прямокутної антени, наступною найбільш популярною конфігурацією мікросмушкових антени є дискова мікросмушкова антена (круговий патч чи диск), як показано на рис. 1.5. Режими випромінювання, які підтримуються круглою патч-антеною, можна знайти шляхом вибору розміру патча, заземлення та матеріалу між цими двома площинами. Як і в прямокутному патчі, режими випромінювання визначаються розміром круглої мікросмушкової антени, висота підкладки ( $h$ ). Тут складова електромагнітного поля ТМ, а  $z$  обирається перпендикулярно до патча. Що стосується розмірів патча, то для прямокутної мікросмушкової антени є дві ступені свободи керування (довжина та ширина). Тому порядок режимів можна змінити, змінюючи відносні розміри ширини та довжини прямокутного патча (відношення ширини до довжини).

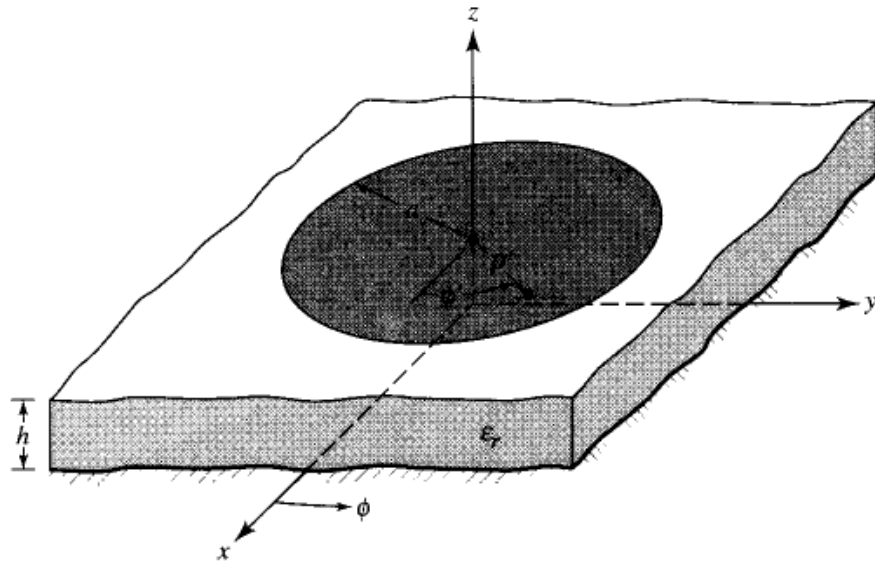


Рисунок 1.5 – Геометрія дискової мікросмушкової антени

Проте для дискової антени щоб знайти поля всередині діелектрику порожнини, ми використовуємо теорію векторного потенціалу. Для  $TM^z$  нам потрібно спочатку знайти магнітний векторний потенціал  $A_z$ , який у циліндричних координатах повинен задовольнити однорідне хвильове рівняння

$$\nabla^2 A_z(\rho, \phi, z) + k^2 A_z(\rho, \phi, z) = 0.$$

Можна показати, що для мод  $TM^z$ , електричні та магнітні поля яких пов'язані з векторним потенціалом  $A_z$

$$\begin{aligned} E_\rho &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho \partial z} & H_\rho &= \frac{1}{\mu} \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_z}{\partial \phi} \\ E_\phi &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \phi \partial z} & H_\phi &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial \rho} \\ E_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) A_z & H_z &= 0 \end{aligned}$$

З урахуванням граничних умов

$$\begin{aligned} E_\rho(0 \leq \rho' \leq a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, z' = 0) &= 0 \\ E_\rho(0 \leq \rho' \leq a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, z' = h) &= 0 \\ H_\phi(\rho' = a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, 0 \leq z' \leq h) &= 0 \end{aligned}$$

магнітний векторний потенціал  $A_z$  зменшується до

$$A_z = B_{mnp} J_m(k_\rho \rho') [A_2 \cos(m\phi') + B_2 \sin(m\phi')] \cos(k_z z')$$

з рівнянням обмеження

$$(k_\rho)^2 + (k_z)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon$$

Циліндричні координати  $\rho$ ,  $\phi$ ,  $z$  використовуються для відображення полів усередині під диском. Тут  $J$  – функція Бесселя першого роду  $m$ -го порядку, і

$$k_\rho = \chi'_{mn}/a$$

$$k_z = \frac{p\pi}{h}$$

$$m = 0, 1, 2, \dots$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

$$p = 0, 1, 2, \dots$$

Тут  $\chi'_{mn}$  являє собою нулі похідної від функції Бесселя і вони визначають порядок резонансних частот. Перші чотири значення  $\chi'_{mn}$ , в порядку зростання, є

$$\chi'_{11} = 1.8412$$

$$\chi'_{21} = 3.0542$$

$$\chi'_{01} = 3.8318$$

$$\chi'_{31} = 4.2012$$

Оскільки для найбільш типової мікросмушкової антени висота підкладки  $h$  дуже мала, поля по  $z$  є, по суті, постійними. Отже, резонансні частоти для мод ТМ можуть бути записані як

$$(f_r)_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left( \frac{\chi'_{mn}}{a} \right)$$

Виходячи із значень, перші чотири режиму в порядку зростання – режими ТМ. Домінуючий режим – це  $TM_{110}^f$ , резонансна частота якого

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1.8412v_0}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}}$$

де  $v_0$  - швидкість світла у вільному просторі.

Резонансна частота не враховує вплив обмеженості геометричних розмірів. Як було показано для прямокутного патча, обмеженість геометричних розмірів впливає на електричну складову, і це враховується шляхом введення корекційного коефіцієнта довжини. Подібним чином для кругового патча подібна корекція вводиться за допомогою ефективного радіуса  $a_e$ , щоб замінити дійсний радіус  $a$ , який наведено для прямокутної антени

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left[ \ln \left( \frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}$$

Тому резонансна частота для домінуючого типу коливань  $TM_{110}^f$  повинна бути модифікована і виражена як

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412v_0}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}}$$

Таким чином, дана модель проектування може бути застосована до практичних конструкцій кругових мікросмушкових антен для домінуючого типу коливань  $TM_{110}$ . В даній формулі врахована інформація включає діелектричну константу підкладки ( $\epsilon_r$ ), резонансну частоту та висоту підкладки  $h$ . В цій формулі порядок величин:

$$\epsilon_r, f_r (\text{in Hz}), \text{ and } h (\text{in cm})$$

Розглянемо детально алгоритм проектування дискового мікросмушкового випромінювача. Перший крок полягає в тому, щоб знайти  $a_e$ . В подальшому це дозволяє отримати реальний розмір дискового мікросмушкового випромінювача

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi\epsilon_r F} \left[ \ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}},$$

де

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}.$$

Як і для прямокутного випромінювача, поля, що випромінюються круговим випромінювачем можна знайти за допомогою принципу еквівалентності. В цьому випадку межа що утворюється окружністю випромінювача порожнини замінюється еквівалентною магнітною щільністю струму. Тоді електричні та магнітні поля всередині резонатора що утворюється під площиною випромінювача для косинусних азимутальних варіацій поля можуть бути записані як

$$\begin{aligned} E_\rho &= E_\phi = H_z = 0 \\ E_z &= E_0 J_1(k\rho') \cos \phi' \\ H_\rho &= j \frac{E_0}{\omega\mu_0} \frac{1}{\rho} J_1(k\rho') \sin \phi' \\ H_\phi &= j \frac{E_0}{\omega\mu_0} J_1'(k\rho') \cos \phi' \end{aligned},$$

де  $\phi$  – це азимутальний кут вздовж периметра круглого патча.

Тоді щільність магнітного струму може бути записана як

$$\mathbf{M}_s = -2\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}_a|_{\rho'=a_e} = \hat{\mathbf{a}}_\phi 2E_0 J_1(ka_e) \cos \phi'$$

Оскільки висота підкладки дуже мала, а щільність струму є рівномірною вздовж напрямку  $z$ , то ниткоподібний магнітний струм

$$\mathbf{I}_m = h\mathbf{M}_s = \hat{\mathbf{a}}_\phi 2hE_0 J_1(ka_e) \cos \phi' = \hat{\mathbf{a}}_\phi 2V_0 \cos \phi'$$

Тоді мікросмушкову антену можна розглядати як круглу петлю струму (рис.1.6).

$$E_r = 0$$

$$E_\theta = -j \frac{k_0 a_e V_0 e^{-jk_0 r}}{2r} \{\cos \phi J'_{02}\}$$

$$E_\phi = j \frac{k_0 a_e V_0 e^{-jk_0 r}}{2r} \{\cos \theta \sin \phi J_{02}\}$$

$$J'_{02} = J_0(k_0 a_e \sin \theta) - J_2(k_0 a_e \sin \theta)$$

$$J_{02} = J_0(k_0 a_e \sin \theta) + J_2(k_0 a_e \sin \theta),$$

де  $a_e$  є ефективним радіусом

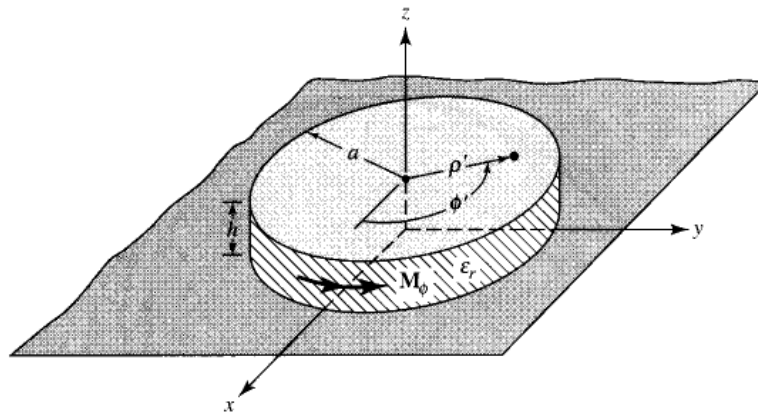


Рисунок 1.6 – Модель дискової антени та еквівалентна щільність магнітного струму для дискової мікросмужкової антени

Поля основних площин сферичної системи координат мають наступні складові:

***E*-plane ( $\phi = 0^\circ, 180^\circ, 0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ )**

$$E_\theta = j \frac{k_0 a_e V_0 e^{-jk_0 r}}{2r} [J'_{02}]$$

$$E_\phi = 0$$

***H*-plane ( $\phi = 90^\circ, 270^\circ, 0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ )**

$$E_\theta = 0$$

$$E_\phi = j \frac{k_0 a_e V_0 e^{-jk_0 r}}{2r} [\cos \theta J_{02}]$$

Типова ідеальна діаграма напрямленості дискової мікросмужкової антени (кругового патча) представлена на рис. 1.7. Асиметрія діаграми



спрямованості визначається тим, що система живлення дискової антени не розташована симетрично вздовж вісі  $Z$ .

Випромінювальна потужність дискової мікросмушкової антени визначається полями що утворюються у резонансній структурі у вигляді диску. Тоді обчислення потужності випромінювання  $P_{rad}$  визначається наступною формулою

$$P_{rad} = |V_0|^2 \frac{(k_0 a_e)^2}{960} \int_0^{\pi/2} [J_{02}'^2 + \cos^2 \theta J_{02}^2] \sin \theta d\theta$$

Тоді струм провідності, який протікає між диском (патчем) та заземлюючою пластиною  $\phi$  = можна записати як

$$G_{rad} = \frac{(k_0 a_e)^2}{480} \int_0^{\pi/2} [J_{02}'^2 + \cos^2 \theta J_{02}^2] \sin \theta d\theta$$

Крім того даний струм провідності зумовлює інші втрати. Це втрати, обумовлені скінченою провідністю (омічною) та діелектричними втратами. Кожен з цих типів втрат може бути обчислений наступним чином

$$G_c = \frac{\epsilon_{m0} \pi (\pi \mu_0 f_r)^{-3/2}}{4h^2 \sqrt{\sigma}} [(ka_e)^2 - m^2]$$

$$G_d = \frac{\epsilon_{m0} \tan \delta}{4\mu_0 h f_r} [(ka_e)^2 - m^2]$$

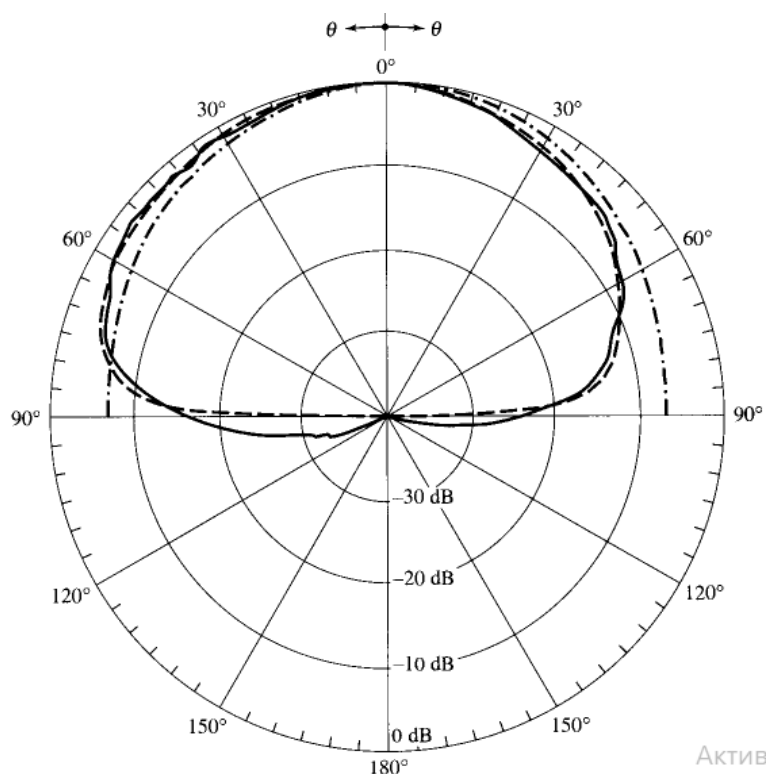


Рисунок 1.7 – Діаграма спрямованості мікросмушкової патч-антени

Із урахуванням реальних втрат діаграма спрямованості дискової антени набуває форми, представленій на рис. 1.8.

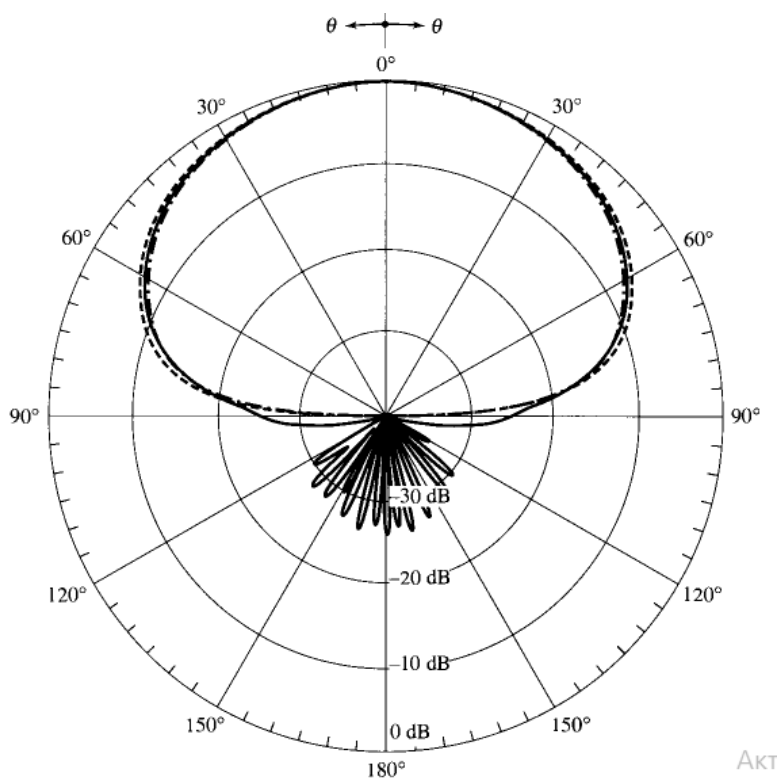


Рисунок 1.8 – Діаграма спрямованості дискової мікросмушкової патч-антени з урахуванням реальних втрат

Вплив домінуючого режиму  $TM_{10}^f$  як функції радіуса диска на провідність випромінювання показано на рис. 1.9.

Як і у випадку прямокутної антени, вхідний імпеданс (вхідний опір) дискової антени (кругового патча) в умовах резонансу є дійсним. Вхідна потужність не залежить від положення точки подачі електромагнітної потужності уздовж окружності. Значення вхідного опору на будь-якій радіальній відстані  $\rho = \rho_0$  від центру диска (патча) можна записати як

$$R_{in}(\rho' = \rho_0) = \frac{1}{G_t} \frac{J_m^2(k\rho_0)}{J_m^2(ka_e)},$$

де  $G$  – повна провідність випромінювання, з урахуванням провідності омичних та діелектричних втрат.

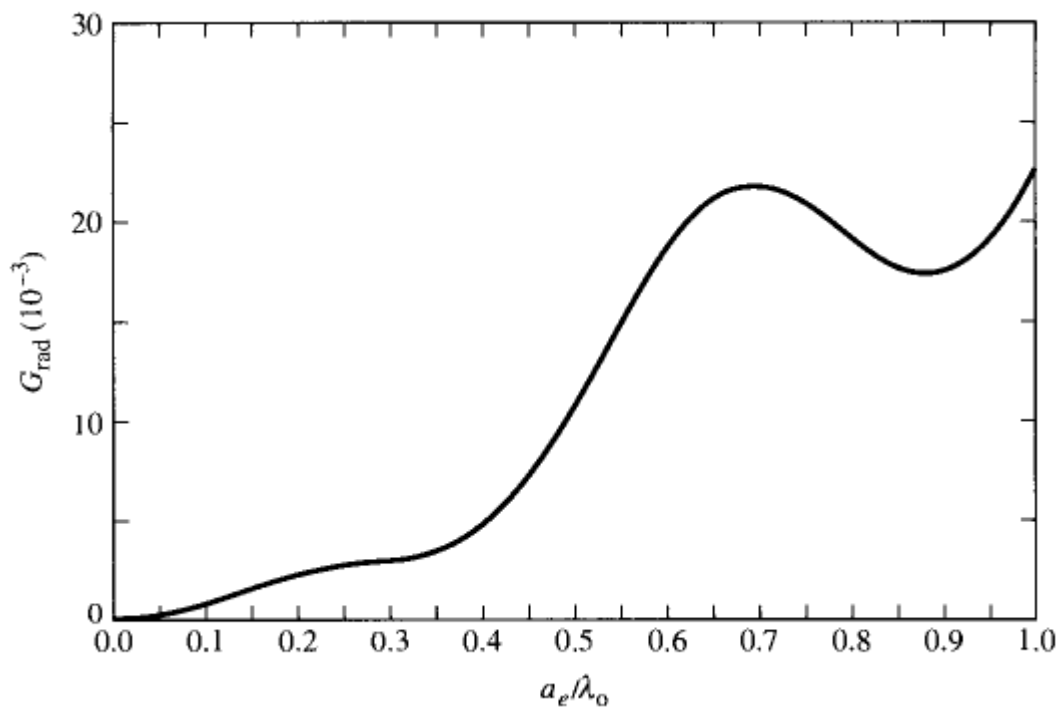


Рисунок 1.9 – Залежність провідності випромінювання від розміру диска для режиму роботи  $TM_{10}^f$

Як і у випадку з прямокутним патчем, вхідний опір в умовах резонансу для круглого патча з системою живлення можна записати як

$$R_{\text{in}}(\rho' = \rho_0) = R_{\text{in}}(\rho' = a_e) \frac{J_m^2(k\rho_0)}{J_m^2(ka_e)},$$

де

$$R_{\text{in}}(\rho' = a_e) = \frac{1}{G_t}.$$

Найбільш важливі параметри антени, такі як пропускна спроможність та ефективність випромінювання антени є взаємопов'язаними, і не можливо самостійно оптимізувати кожен окремо. Тому необхідно завжди знаходити компроміс між ними, щоб досягти оптимальної продуктивності антени. Іноді виникає потреба оптимізувати один з них. При цьому завжди зменшуються показники іншого.

Одним з важливих показників антени є коефіцієнт якості. Він репрезентує втрати в антені. В реальній антені існують втрати на випромінювання, втрати за рахунок скінченої провідності, діелектричні та поверхневі втрати. Тому загальний коефіцієнт якості антени  $Q_t$  визначається наступним чином:

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{\text{rad}}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{\text{sw}}}$$

Для більшості практичних застосувань втрати внаслідок наявності поверхневих хвиль дуже малі і ними можна знехтувати. Однак, якщо висота діелектричної підкладки велика ці втрати необхідно враховувати. Для дуже тонких діелектричних підкладок з великим значенням діелектричної проникності розрахунок різних видів втрат можна проводити за допомогою наступних формул:

$$Q_c = h\sqrt{\pi f\mu\sigma}$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta},$$

$$Q_{\text{rad}} = \frac{2\omega\epsilon_r}{hG_t/l} K$$

де  $\tan \delta$  – тангенс кута втрат матеріалу діелектрика,  $\sigma$  – провідність металевої поверхні диску та заземлюючої пластини,  $G_t / l$  - повна провідність на одиницю довжини випромінюючого отвору (окружності диску). Тоді ефективність антени визначається як

$$K = \frac{\iint_{\text{area}} |E|^2 dA}{\oint_{\text{perimeter}} |E|^2 dl}$$

Для прямокутної апертури, що працює в домінуючому режимі  $\text{TM}_{x010}$

$$K = \frac{L}{4}$$

$$G_{t/l} = \frac{G_{\text{rad}}}{W}$$

Відносна пропускна здатність антени обернено пропорційна до  $Q_t$  антени, і визначається як

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_t}$$

Проте в даній формулі на враховується ступінь узгодженості антени з кабелем живлення. Більш ретельне врахування впливу узгодженості антени з кабелем живлення може дещо розширити відносну пропускну здатність. Якщо врахувати коефіцієнт стоячої хвилі за напругою (КСХН, англійською мовою VSWR) на вході дискового випромінювача, тоді загальна формула для обчислення відносної пропускої здатності набуває

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\text{VSWR} - 1}{Q_t \sqrt{\text{VSWR}}}$$

Враховуючи те, що  $Q_t$  при постійній резонансній частоті пропорційний діелектричній проникності діелектричного заповнення, можна записати

наступне припущення

$$\sim \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\epsilon_r} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Тому відносна смуга пропускання обернено пропорційна квадратному корінню діелектрика підкладки З іншого боку пропускна здатності для мікросмушкової антени є функцію нормованої висоти підкладки. Очевидно, що відносна смуга пропускання зростає при збільшенні висоти підкладки. Коефіцієнт корисної дії дискової мікросмушкової антени визначається як відношення загальних втрат в антені до втрат на випромінювання.

$$e_{cdsw} = \frac{1/Q_{\text{rad}}}{1/Q_t} = \frac{Q_t}{Q_{\text{rad}}}$$

Типові залежності ефективності мікросмішкової антени від відносної висоти підкладки показані на рис. 1.10.

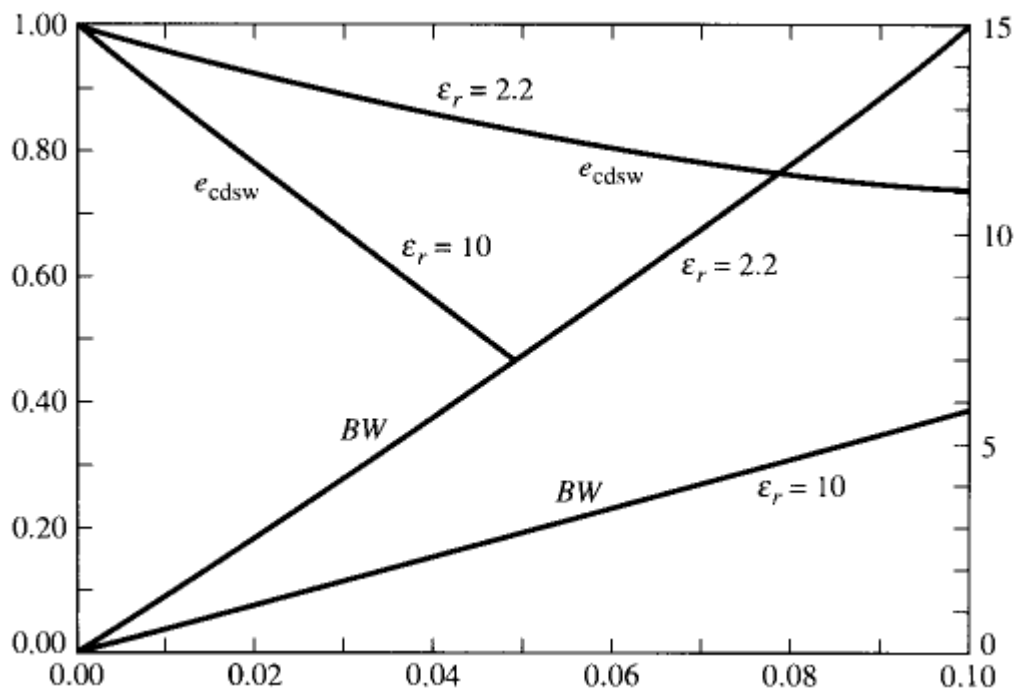


Рисунок 1.10 – Залежність ефективності мікросмушкової антени від відносної висоти підкладки для різних типів підкладки

## 1.4 Висновки до першого розділу

Мікросмужкові антени мають такі переваги перед іншими типами антен: простота конструкції та низька вартість виготовлення. Проте даний тип антен відноситься до досить вузько смугових антен і потребує ретельного дослідження при використанні різних робочих частот. У зв'язку з розширенням робочих частот існує потреба у розробці мікросмужкових дискових антен для застосування не тільки на частоті 2.4 ГГц, а й на частоті 5.2 ГГц.

## 1.5 Постановка задачі для другого розділу

Огляд основних типів випромінювальних пристроїв для систем бездротового зв'язку показав що найбільш широке застосування знаходять планарні випромінювальні структури. Ці структури досить легко інтегрувати в загальний об'єм пристрою для бездротового зв'язку. Для різноманітних пристроїв зв'язку можуть бути застосовані мікросмужкові антени. Вони мають прямокутну та круглу форму. Дискові мікросмужкові антени мають переваги як у традиційному діапазоні 2.4 ГГц, та у і в новому частотному діапазоні 5.2 ГГц, який інтенсивно використовується для потреб бездротових систем Wi-Fi.

Тому метою кваліфікаційної роботи ступеню бакалавра є розробка випромінюючого пристрою для бездротових персональних мереж.

Для досягнення поставленої мети необхідно розв'язати наступні задачі:

1. Побудувати модель дискової мікросмужкової антени.
2. Розрахувати основні характеристик дискової мікросмужкової антени на частотах 2.4 та 5.2 ГГц з урахування різного діелектричного заповнення підкладки.
3. Розробити рекомендації з вибору оптимальних геометричних розмірів антени, величини діелектричної проникності, розташування точки

живлення антени по критерію забезпечення максимального узгодження антени для діапазонів 2.4 та 5.2 ГГц.



## 2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

### 2.1 Побудова та розрахунок математичної моделі дискової мікросмушкової антени для роботи на частоті 2.4 ГГц

Для побудови математичної моделі дискової мікросмушкової антени розрахуємо наступні характеристики, які показані в таблиці 2.1 для різних значень діелектричної проникності підкладки при фіксованих значеннях робочої частоти и висоти підкладки, а саме: робоча частота  $f = 2.4$  ГГц, висота підкладки  $h = 1.6$  мм.

Таблиця 2.1 – Характеристики антени при різних значеннях діелектричної проникності підкладки

Характеристика	Полістирол $\epsilon_1=2.6$	Оргскло $\epsilon_2=3.4$	Поліамід $\epsilon_3=4.3$
$a$ – радіус антени	21.83	19.2	17.15
$a_e$ – ефективний радіус антени	22.74	19.88	17.68
$G_{rad}$ – провідність	$2.104 \cdot 10^{-3}$	$1.849 \cdot 10^{-3}$	$1.6 \cdot 10^{-3}$
$D_0$ – спрямованість	5.176	4.503	4.113
$Q_c^{-1}$ – коефіцієнт якості за рахунок втрат провідності	0.0259	0.0259	0.0263
$Q_d^{-1}$ – коефіцієнт якості за рахунок діелектричних втрат	$4.146 \cdot 10^{-3}$	$4.149 \cdot 10^{-3}$	$4.2154 \cdot 10^{-3}$
$Q_{rad}^{-1}$ – коефіцієнт якості за рахунок радіаційних втрат	$9.0138 \cdot 10^{-16}$	$7.8271 \cdot 10^{-16}$	$6.7131 \cdot 10^{-16}$

Використовуючи розрахункові дані, що наведені в таблиці 2.1 побудуємо математичну модель дискової мікросмушкової антени. Вона має такий вигляд (рис.2.1).

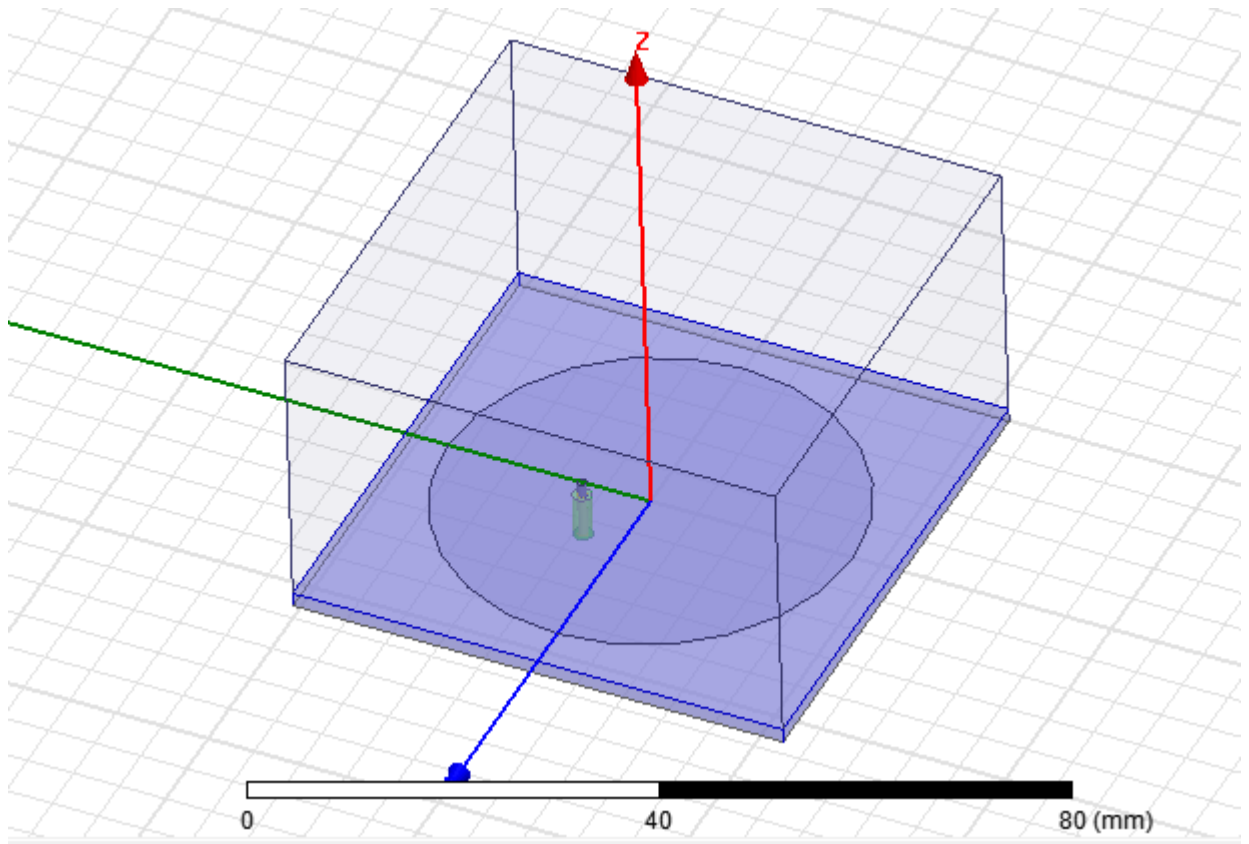


Рисунок 2.1 – Математична модель дискової мікросмушкової антени

Дуже важливим параметром при розробці випромінюючого пристрою є ступінь узгодженості антени з фідером живлення. Цей параметр – коефіцієнт відбиття на вході  $\Gamma$ . Його ще позначають як елемент матриці розсіювання  $S_{11}$ . Таким чином, фізичний зміст елемента матриці розсіювання  $S_{11}$  тотожний коефіцієнту відбиття  $\Gamma$  на вході антени.

Для практичного застосування дуже важливо дослідити залежність елемента матриці розсіювання  $S_{11}$  (коефіцієнта відбиття) від частоти. Результати даного дослідження наведено на рис.2.2. В даному випадку діелектрична проникність підкладки складає  $\epsilon_1=2.6$ . Відстань місця розташування кабелю від центру диску складає 7 мм.

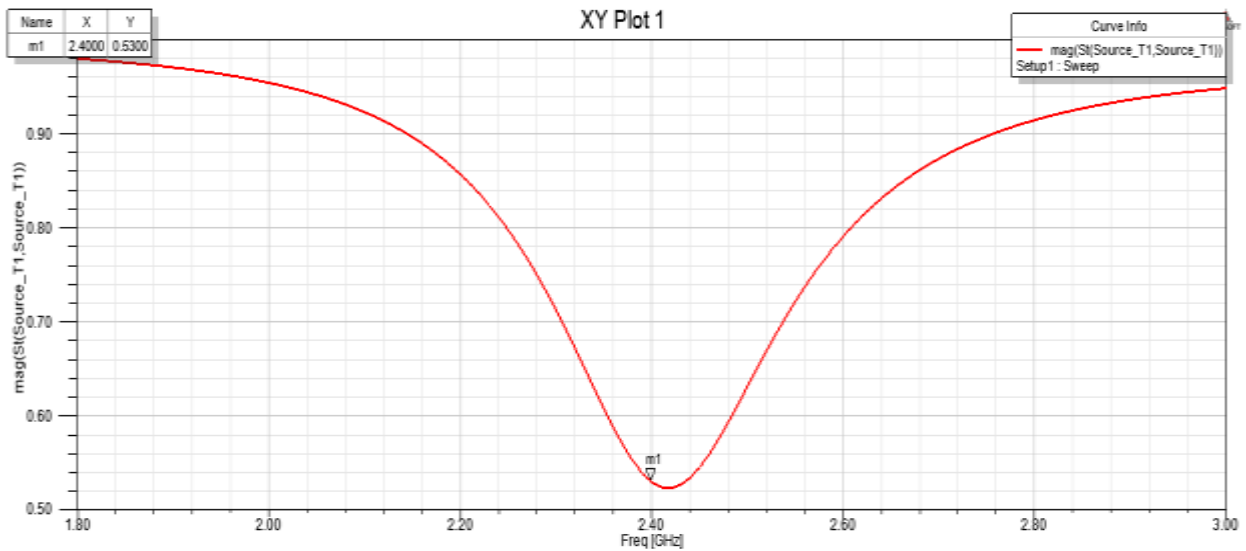


Рисунок 2.2 – Залежність елемента матриці розсіювання  $S_{11}$  (коефіцієнта відбиття  $\Gamma$ ) від частоти ( $\epsilon_1=2.6$ )

Виконаємо дослідження впливу місця розташування точки під'єднання кабелю живлення на величину коефіцієнта відбиття. Це дуже важливо, тому що при поганому узгодженні антени з фідером, антена може приймати потужний сигнал, але в кабель живлення цей сигнал не пройде.

Для пошуку оптимального узгодження антени з фідером живлення будемо змінювати відстань ( $d$ ) точки під'єднання фідера від центра диску до його краю з кроком 1 мм. В місцях, де коефіцієнт відбиття буде найменший, будемо збільшувати відстань з кроком 0.1 мм.

Результати залежності коефіцієнту відбиття від відстані  $d$  представлені в таблиці 2.2.

З таблиці 2.2 видно що найменший коефіцієнт відбиття спостерігається при відстані  $d = 7.5$  мм. Дані результати в графічній формі представлені на рис. 2.3.

Таблиця 2.2 – Залежність коефіцієнта відбиття від відстані від центру диску до точки живлення ( $d$ ) від при значенні діелектричної проникності підкладки

$$\epsilon_1=2.6$$

Відстань від центру диску до точки живлення ( $d$ ), мм	Модуль коефіцієнта відбиття
7	0.3267
7.1	0.2835
7.2	0.2854
7.3	0.3042
7.4	0.2893
7.5	0.2704
7.6	0.3147
7.7	0.3391
7.8	0.3305
7.9	0.3169
8	0.3288

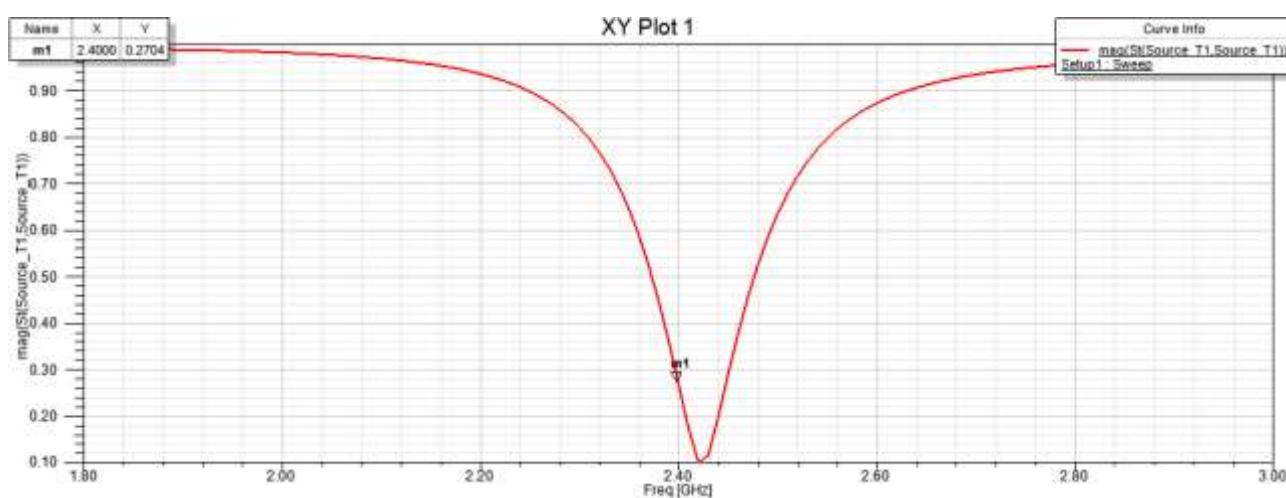


Рисунок 2.3 – Залежність коефіцієнта відбиття від частоти при значенні діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_1=2.6$

Проведемо аналогічні дослідження для інших значень діелектричної проникності підкладки, а саме для  $\epsilon_2 = 3.4$  і  $\epsilon_3 = 4.3$ . Результати даного дослідження показано в таблицях 2.3 та 2.4.

Таблиця 2.3 – Залежність коефіцієнта відбиття від відстані від центру диску до точки живлення ( $d$ ) від при значенні діелектричної проникності підкладки

$$\epsilon_2 = 3.4$$

Відстань від центру диску до точки живлення ( $d$ ),мм	Модуль коефіцієнта відбиття
4.5	0.4236
4.6	0.3490
4.7	0.3929
4.8	0.3796
4.9	0.2973
5	0.3290
5.1	0.3239
5.2	0.3381
5.3	0.3390
5.4	0.3013
5.5	0.2987

Таблиця 2.4 – Залежність коефіцієнта відбиття від відстані від центру диску до точки живлення ( $d$ ) від при значенні діелектричної проникності підкладки

$$\varepsilon_3 = 4.3$$

Відстань від центру диску до точки живлення ( $d$ ),мм	Модуль коефіцієнта відбиття
4.5	0.3190
4.6	0.2977
4.7	0.3047
4.8	0.3058
4.9	0.2956
5	0.3210
5.1	0.3052
5.2	0.3156
5.3	0.3070
5.4	0.3068
5.5	0.3283

Аналізуючи дані, які наведено в таблицях 2.2 та 2.3, можна зробити висновок про те, що оптимальною відстанню для значення діелектричної проникності підкладки  $\varepsilon_2 = 3.4$  слід вважати відстань  $d = 4.9$  мм. Для значення діелектричної проникності підкладки  $\varepsilon_3 = 4.3$  слід вважати, що оптимальна відстань  $d$  складає  $d = 4.9$  мм. Тобто в обох випадках оптимальна відстань однакова і складає  $d = 4.9$  мм. Цей висновок можна зробити на підставі того, що величина елемента матриці розсіювання  $S_{11}$  для даної відстані набуває мінімального значенням серед усіх отриманих результатів. Тобто на такій відстані  $d$  можна отримати найкраще узгодження антени з кабелем живлення. Для оптимальних значень відстані  $d$  проведено розрахунок залежності елемента матриці розсіювання  $S_{11}$  від частоти. Результати даних досліджень представлені на рис. 2.4 та рис. 2.5.

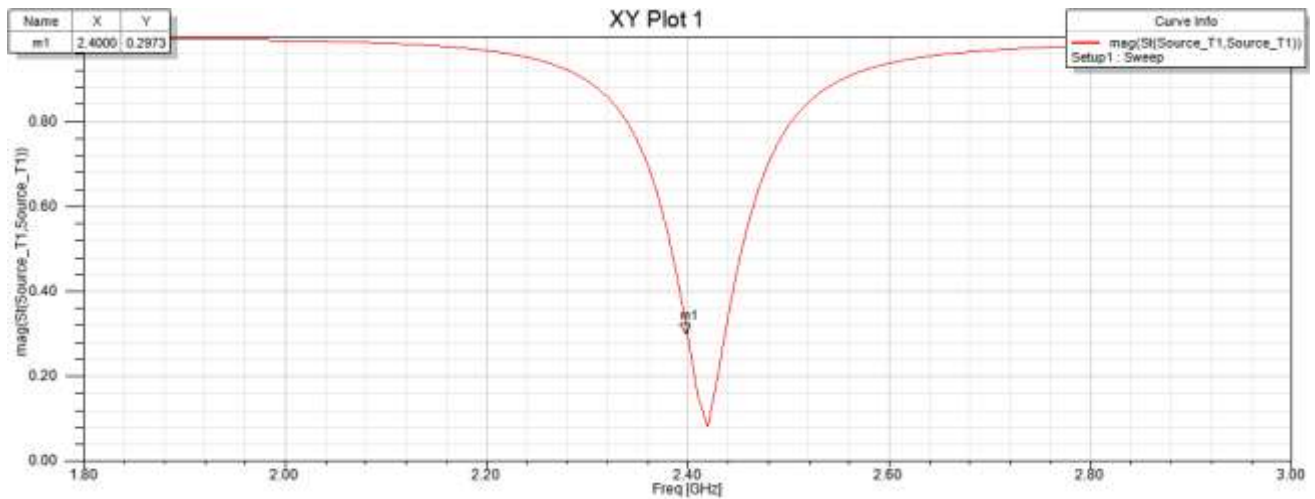


Рисунок 2.4 – Залежність коефіцієнта відбиття від частоти для оптимальних значень відстані  $d$  при значенні діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_2=3.4$

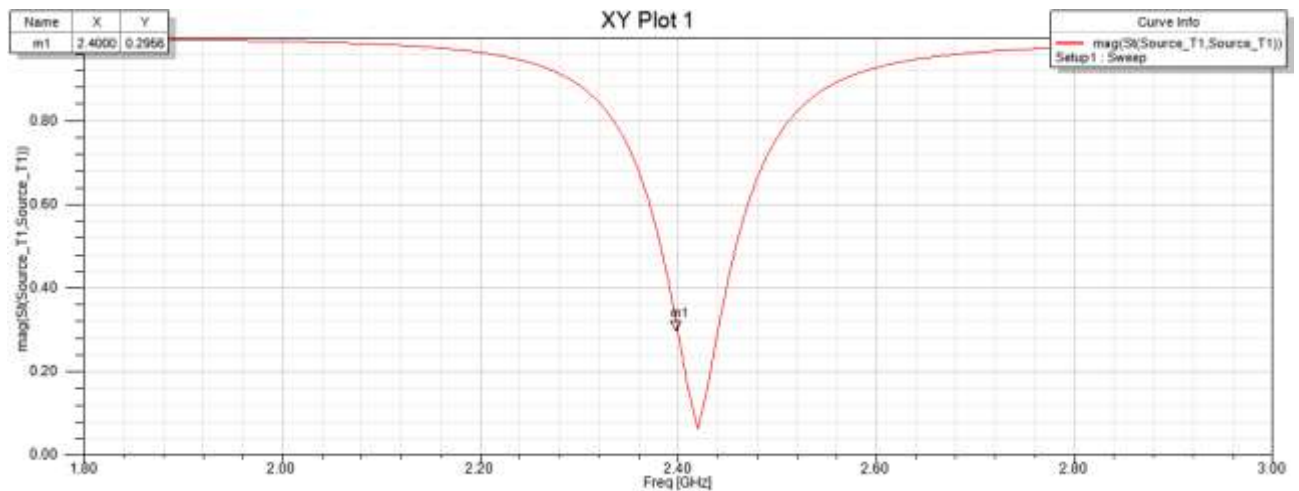


Рисунок 3.5 – Залежність коефіцієнта відбиття від частоти для оптимальних значень відстані  $d$  при значенні діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_3=4.3$

Для дискової антени з оптимальними значеннями відстані  $d$  виконано побудову тривимірних діаграм спрямованості (для різних значень діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_1=2.6$ ,  $\epsilon_2=3.4$ ,  $\epsilon_3=4.3$ ). Результати розрахунку для кожного значення діелектричної проникності підкладки  $\epsilon$  представлено у вигляд трьох рисунків. Перший рисунок (для кожного з трьох значень  $\epsilon$ ) показує трьохвимірну діаграму спрямованості дискової антени (це рисунки 2.6, 2.9, 2.12). Другий та третій рисунок (для кожного з трьох значень  $\epsilon$ ) показують двовимірні діаграми спрямованості у площинах XOY та

ХОZ відповідно (це рисунки 2.7 та 2.8; 2.10 та 2.11; 2.13 та 2.14).

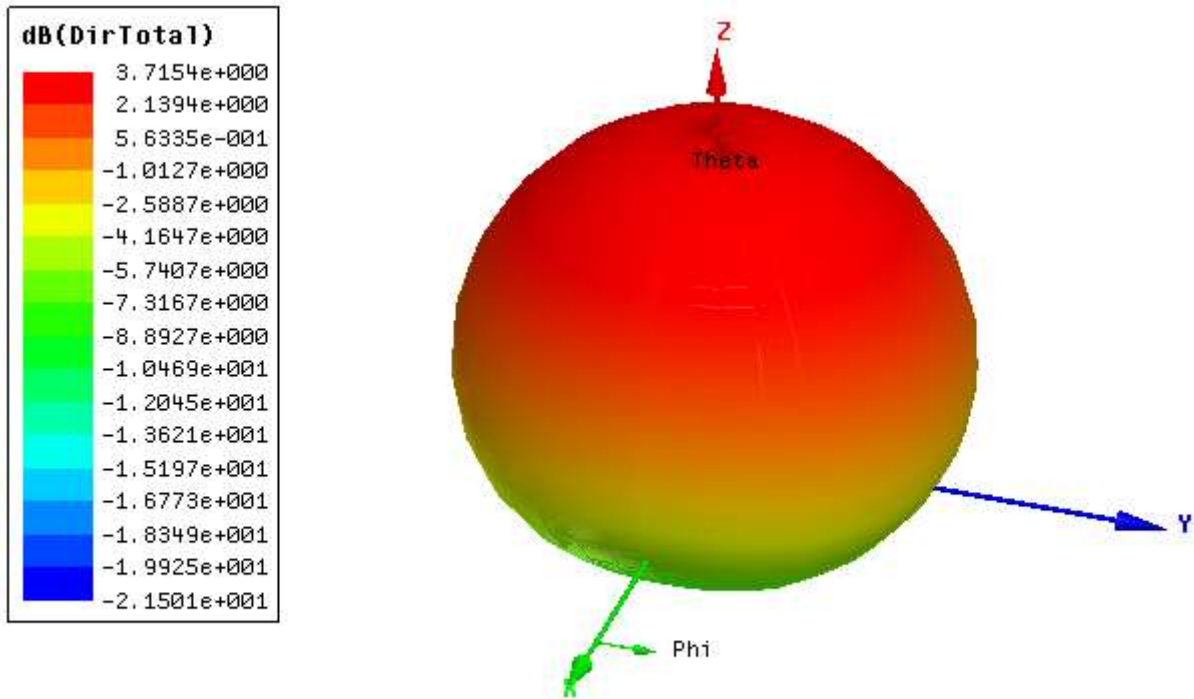


Рисунок 2.6 – Тривимірна діаграма спрямованості дискової антени при значенні  $\epsilon_1=2.6$

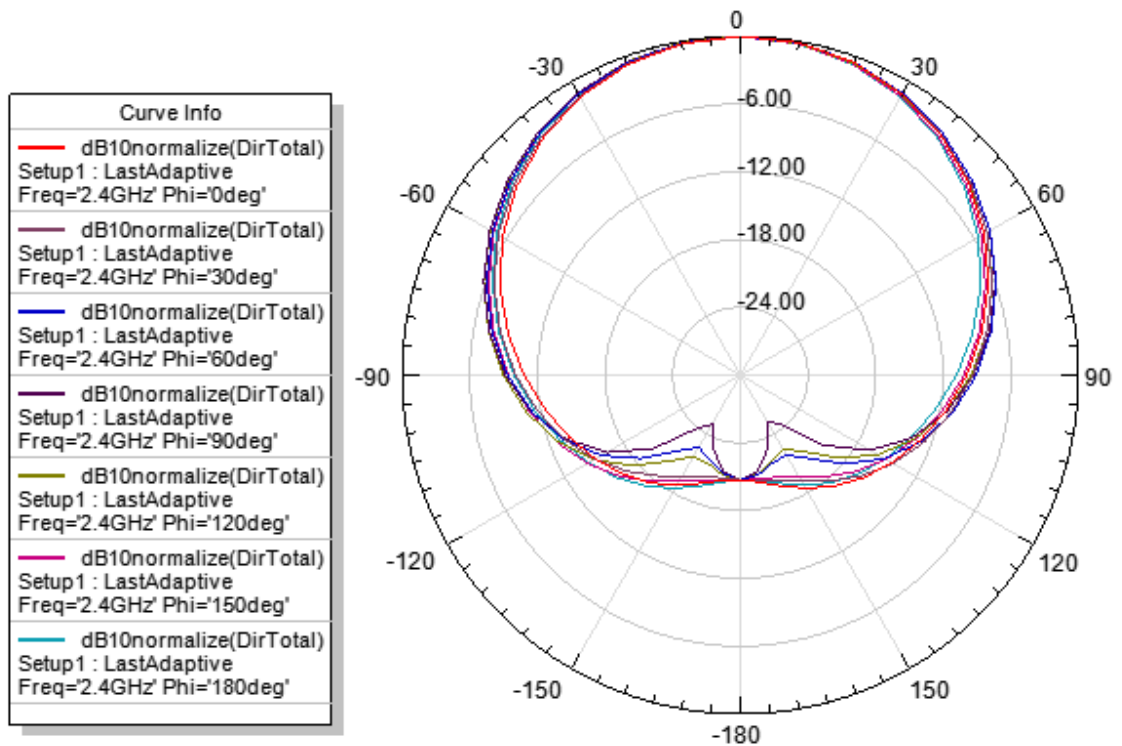


Рисунок 2.7 – Діаграма спрямованості дискової антени у площині HOY при значенні  $\epsilon_1=2.6$  для різних кутів спостереження



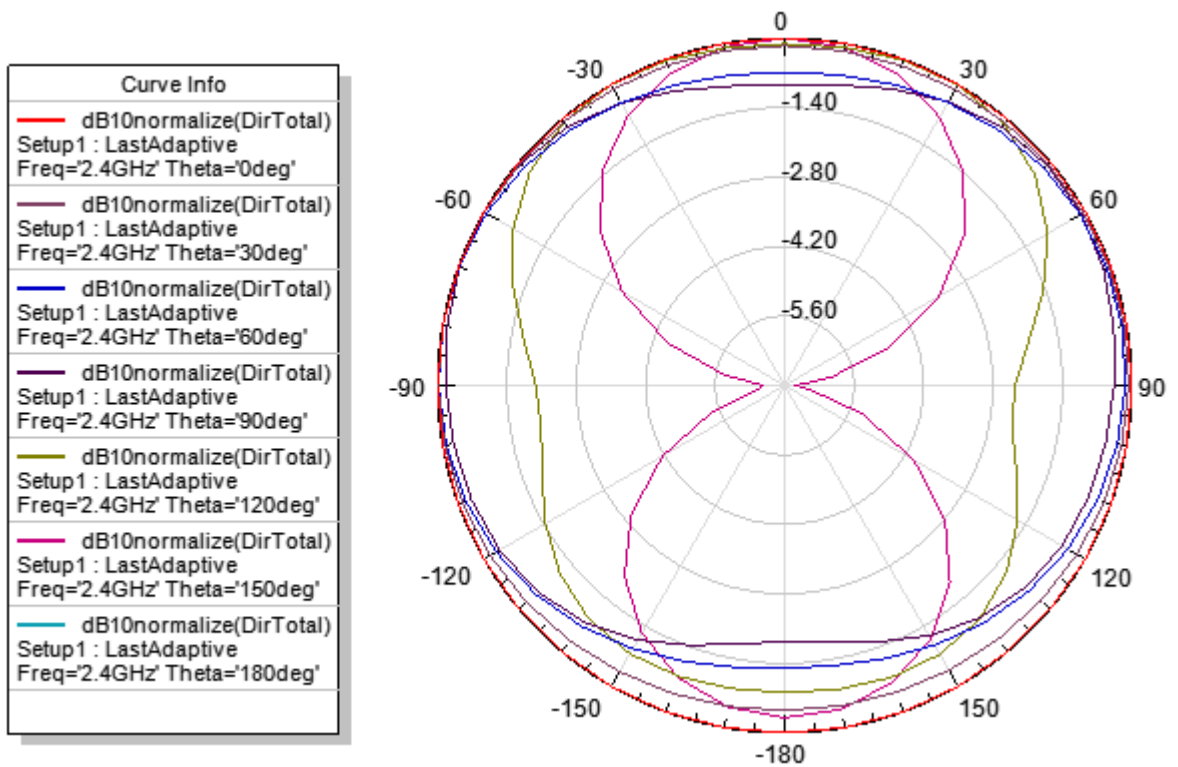


Рисунок 2.8 – Діаграма спрямованості дискової антени у площині XOZ при значенні  $\varepsilon_1=2.6$  для різних кутів спостереження

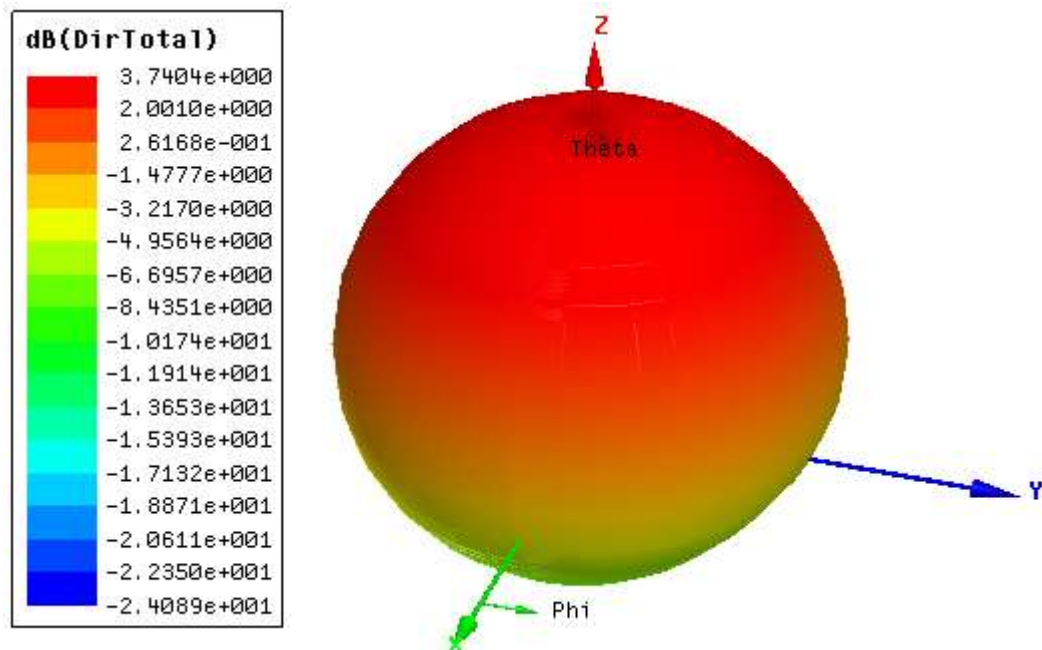


Рисунок 2.9 – Тривимірна діаграма спрямованості дискової антени при значенні  $\varepsilon_2=3.4$

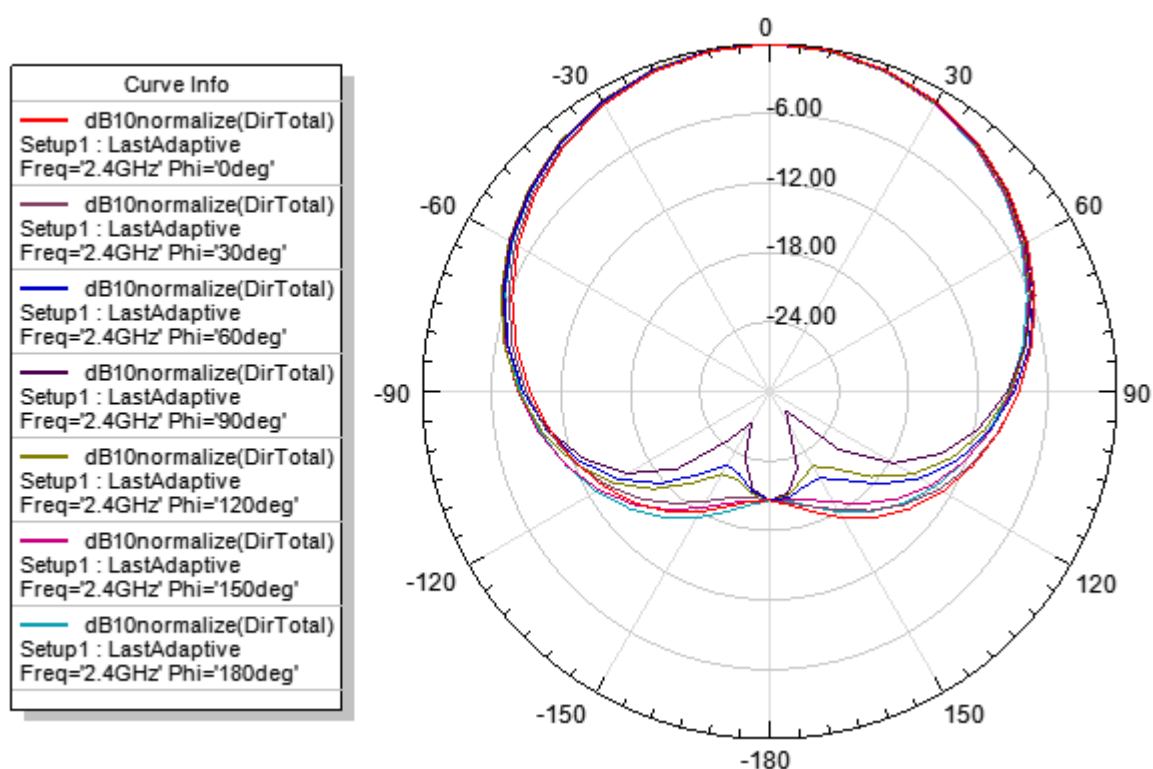


Рисунок 2.10 – Діаграма спрямованості дискової антени у площині XOY при значенні  $\varepsilon_2=3.4$  для різних кутів спостереження

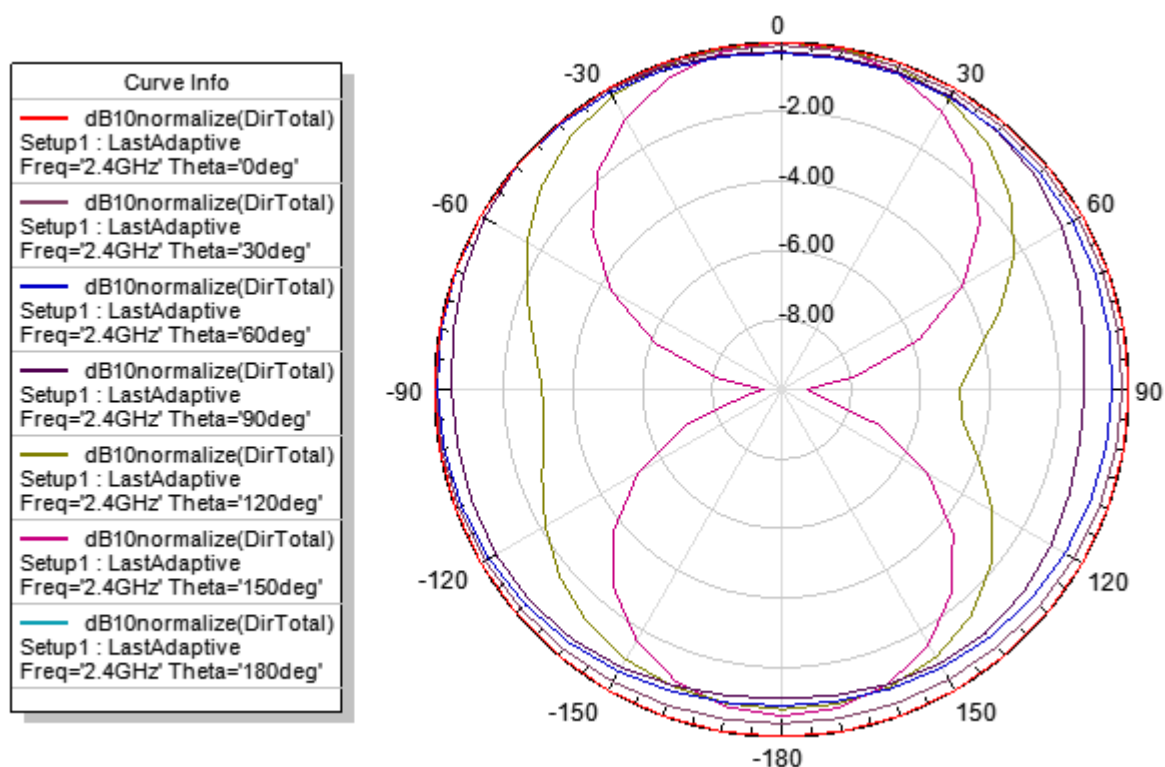


Рисунок 2.11 – Діаграма спрямованості дискової антени у площині XOZ при значенні  $\varepsilon_2=3.4$  для різних кутів спостереження

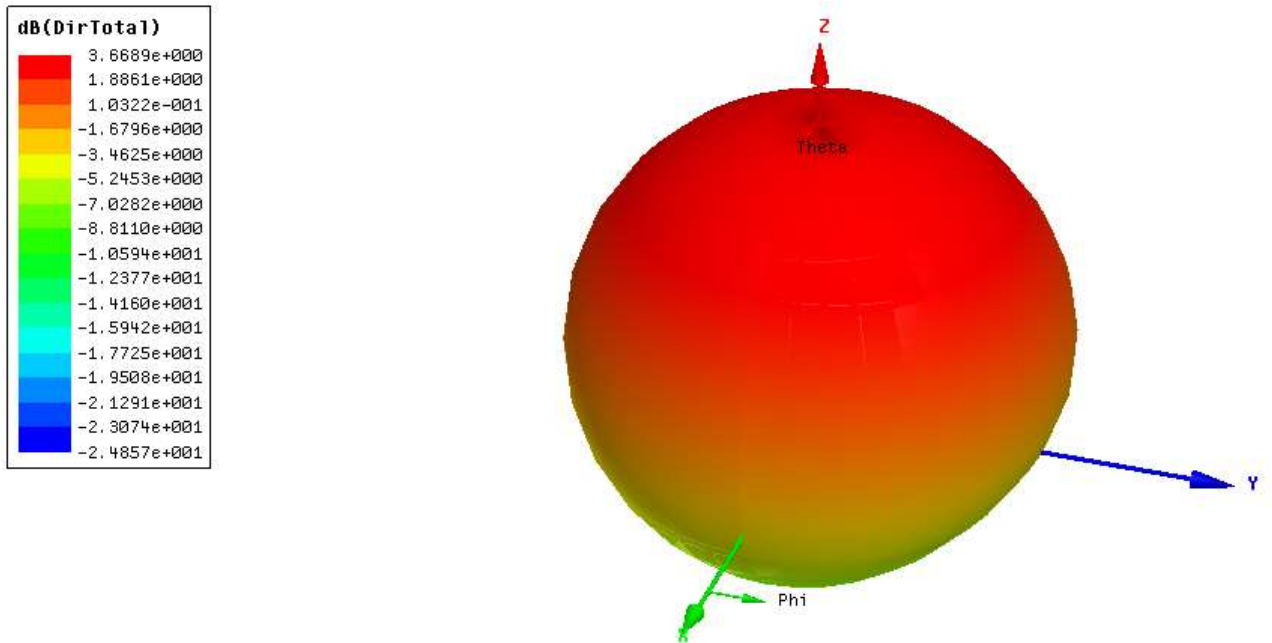


Рисунок 2.12 – Тривимірна діаграма спрямованості дискової антени при значенні  $\epsilon_3 = 4.3$

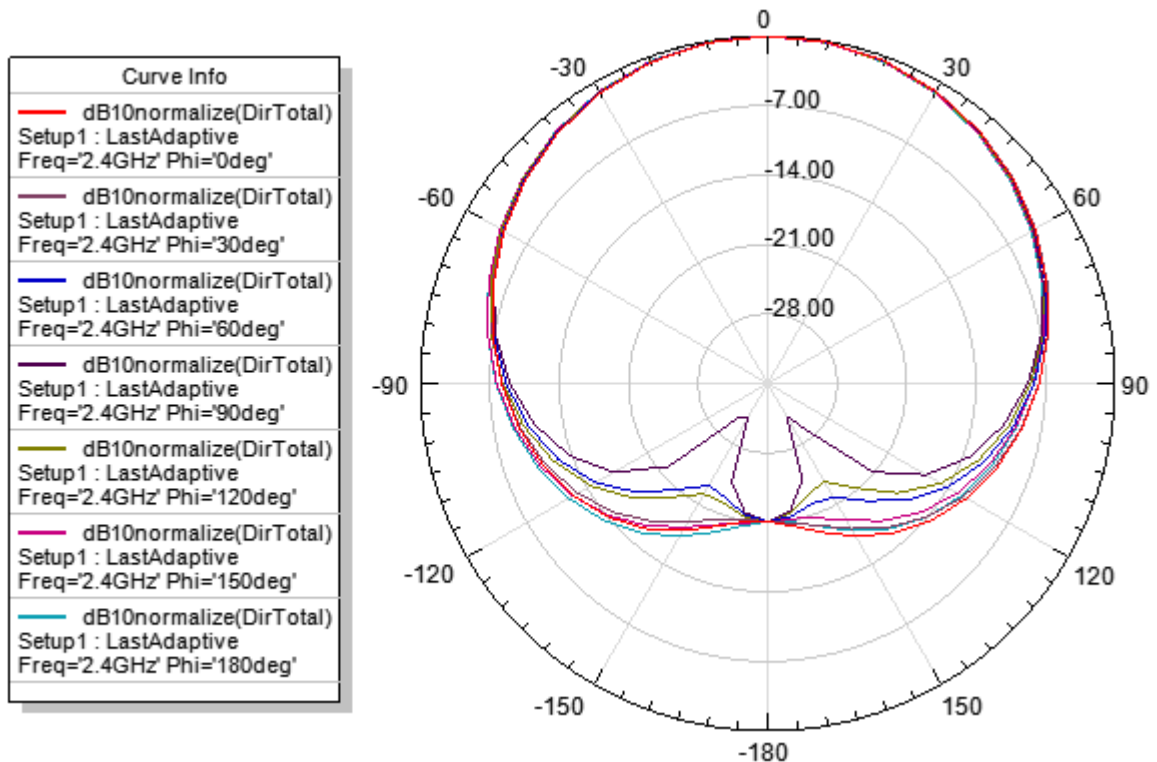


Рисунок 2.13 – Діаграма спрямованості дискової антени у площині XOY при значенні  $\epsilon_3 = 4.3$  для різних кутів спостереження

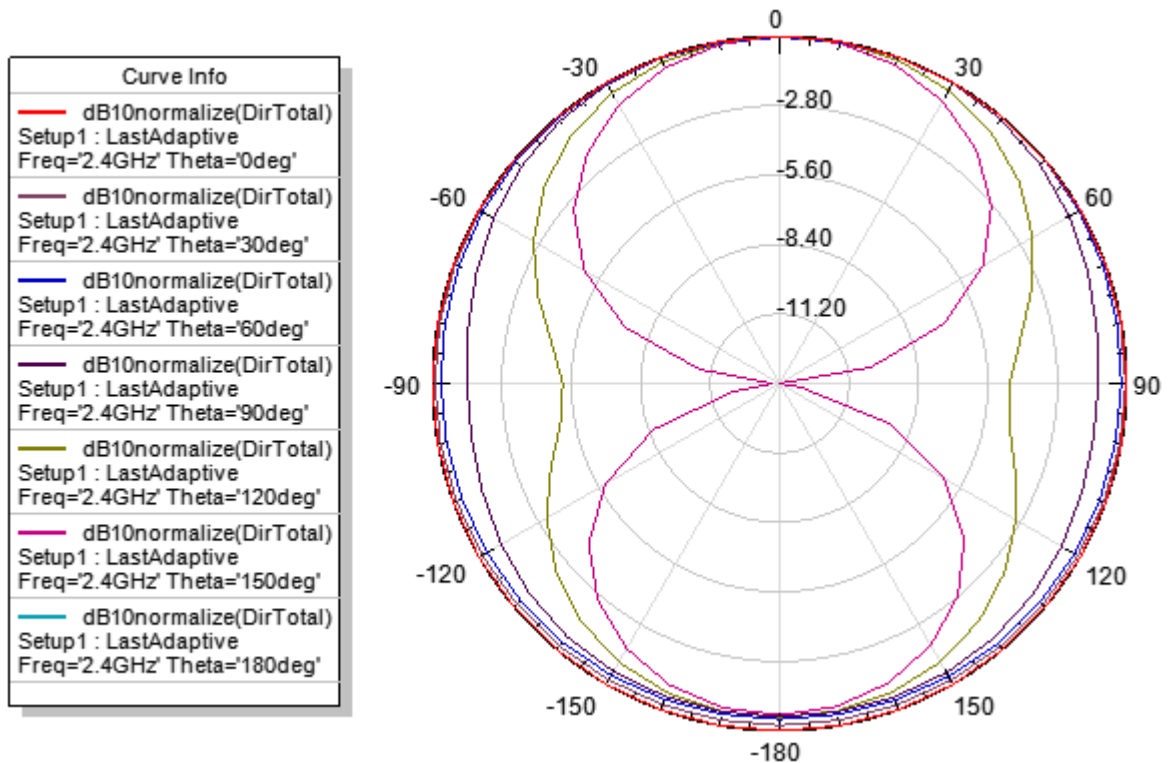


Рисунок 3.14 – Діаграма спрямованості дискової антени у площині XOZ при значенні  $\epsilon_3 = 4.3$  для різних кутів спостереження

Для дискових антен з оптимальними значеннями відстані  $d$  (для різних значень діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_1=2.6$ ,  $\epsilon_2=3.4$ ,  $\epsilon_3=4.3$ ) виконано розрахунок коефіцієнта підсилення в напрямку максимуму випромінювання. Розрахункові значення склали:  $G_1(\theta, \varphi) = 3.65$ дБ,  $G_2(\theta, \varphi) = 3.55$ дБ,  $G_3(\theta, \varphi) = 2.81$ дБ.

Дані розрахунки показали, що при зростанні значення діелектричної проникності підкладки зростають втрати в діелектрику, і як наслідок зменшується значення коефіцієнта підсилення антени.

2.2. Побудова та розрахунок математичної моделі дискової мікросмушкової антени для роботи на частоті 5.2 ГГц

Відомо, що останнім часом відбувається освоєння частоти 5.2 ГГц для потреб бездротового зв'язку. Тому має сенс виконати дослідження аналогічні проведеним вище, для частоти 5.2 ГГц.

Для побудови математичної моделі дискової мікросмушкової антени розрахуємо наступні характеристики, які показані в таблиці 2.5 для різних значень діелектричної проникності підкладки при фіксованих значеннях робочої частоти и висоти підкладинки, а саме: робоча частот  $f = 5.2$  ГГц, висота підкладинки  $h = 1.6$  мм.

Таблиця 2.5 – Характеристики антени при різних значеннях діелектричної проникності підкладинки

Характеристика	Полістирол $\epsilon_1=2.6$	Оргскло $\epsilon_2=3.4$	Поліамід $\epsilon_3=4.3$
$a$ – радіус антени	9.77	8.63	7.74
$a_e$ – ефективний радіус антени	10.52	9.19	8.17
$G_{rad}$ – провідність	$2.108 \cdot 10^{-3}$	$1.852 \cdot 10^{-3}$	$1.602 \cdot 10^{-3}$
$D_0$ – спрямованість	5.19	4.509	4.116
$Q_c^{-1}$ – коефіцієнт якості за рахунок втрат провідності	0.0117	0.0118	0.01201
$Q_d^{-1}$ – коефіцієнт якості за рахунок діелектричних втрат	$1.883 \cdot 10^{-3}$	$1.888 \cdot 10^{-3}$	$1.922 \cdot 10^{-3}$
$Q_{rad}^{-1}$ – коефіцієнт якості за рахунок радіаційних втрат	$2.08 \cdot 10^{-15}$	$1.789 \cdot 10^{-15}$	$1.524 \cdot 10^{-15}$

Знайдемо аналогічно як і в попередньому розділі 2.1, виконаємо дослідження впливу відстані від центру диску до точки живлення ( $d$ ) на величину модуля коефіцієнта відбиття для трьох різних значень діелектричної проникності підкладинки ( $\epsilon_1=2.6$ ,  $\epsilon_2=3.4$ ,  $\epsilon_3=4.3$ ). Дані цього розрахунку наведено в таблицях 2.6, 2.7, 2.8.

Таблиця 2.6 – Залежність коефіцієнта відбиття від відстані від центру диску до точки живлення ( $d$ ) від при значенні діелектричної проникності підкладки

$$\varepsilon_1=2.6$$

Відстань від центру диску до точки живлення ( $d$ ),мм	Модуль коефіцієнта відбиття
1.5	0.3941
1.6	0.3399
1.7	0.2876
1.8	0.2374
1.9	0.1874
2	0.1409
2.1	0.1051
2.2	0.0618
2.3	0.0362
2.4	0.0669
2.5	0.1075

Таблиця 2.7 – Залежність коефіцієнта відбиття від відстані від центру диску до точки живлення ( $d$ ) від при значенні діелектричної проникності підкладки

$$\varepsilon_2=3.4$$

Відстань від центру диску до точки живлення ( $d$ ),мм	Модуль коефіцієнта відбиття
1.5	0.3409
1.6	0.2606
1.7	0.2156
1.8	0.1829
1.9	0.1277
2	0.1049
2.1	0.1256

## Продовження Таблиці 2.7

2.2	0.1462
2.3	0.1691
2.4	0.2110
2.5	0.2427

Таблиця 2.8 – Залежність коефіцієнта відбиття від відстані від центру диску до точки живлення ( $d$ ) від при значенні діелектричної проникності підкладки

$$\varepsilon_3=4.3$$

Відстань від центру диску до точки живлення ( $d$ ),мм	Модуль коефіцієнта відбиття
1.5	0.3918
1.6	0.3262
1.7	0.3266
1.8	0.2683
1.9	0.2830
2	0.2640
2.1	0.2897
2.2	0.2997
2.3	0.3247
2.4	0.3455
2.5	0.3738

Аналізуючи дані, які наведено в таблицях 2.6, 2.7 та 2.8, можна зробити висновок про те, що оптимальною відстанню для значення діелектричної проникності підкладки  $\varepsilon_1=2.6$  слід вважати відстань  $d = 2.3$  мм. Для значення діелектричної проникності підкладки  $\varepsilon_2= 3.4$  та  $\varepsilon_3= 4.3$  слід вважати слід вважати, що оптимальна відстань  $d$  складає  $d = 2$  мм. Тобто для обох випадках оптимальна відстань однакова.

Такі висновки можна зробити на підставі того, що величина елемента

матриці розсіювання  $S_{11}$  для всіх трьох випадків значення  $\epsilon$  набуває мінімального значення серед усіх отриманих результатів. Тобто на такій відстані  $d$  можна отримати найкраще узгодження антени з кабелем живлення. Для оптимальних значень відстані  $d$  проведено розрахунок залежності елемента матриці розсіювання  $S_{11}$  від частоти. Результати даних досліджень представлені на рис. 2.15, 2.16, 2.17.

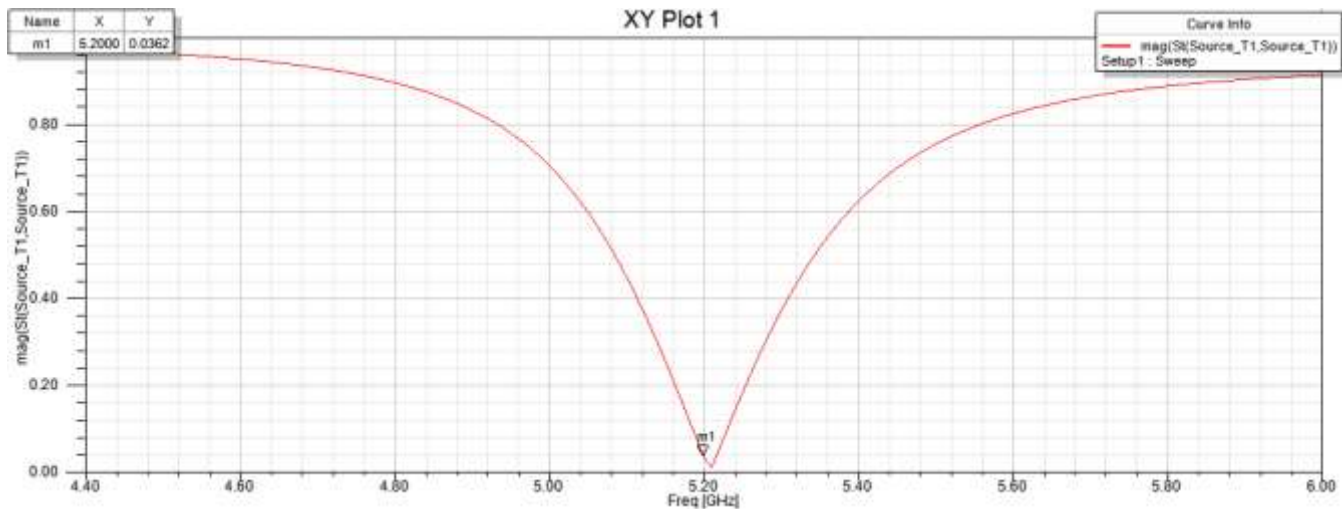


Рисунок 2.15 – Залежність коефіцієнта відбиття від частоти для оптимальних значень відстані  $d$  при значенні діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_1=2.6$

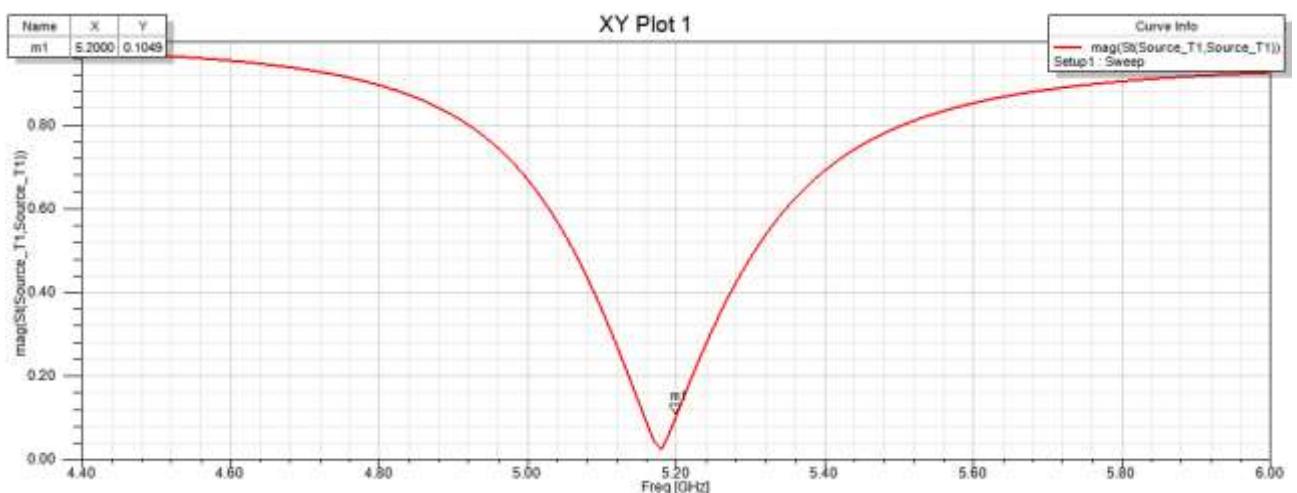


Рисунок 2.16 – Залежність коефіцієнта відбиття від частоти для оптимальних значень відстані  $d$  при значенні діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_2=3.4$



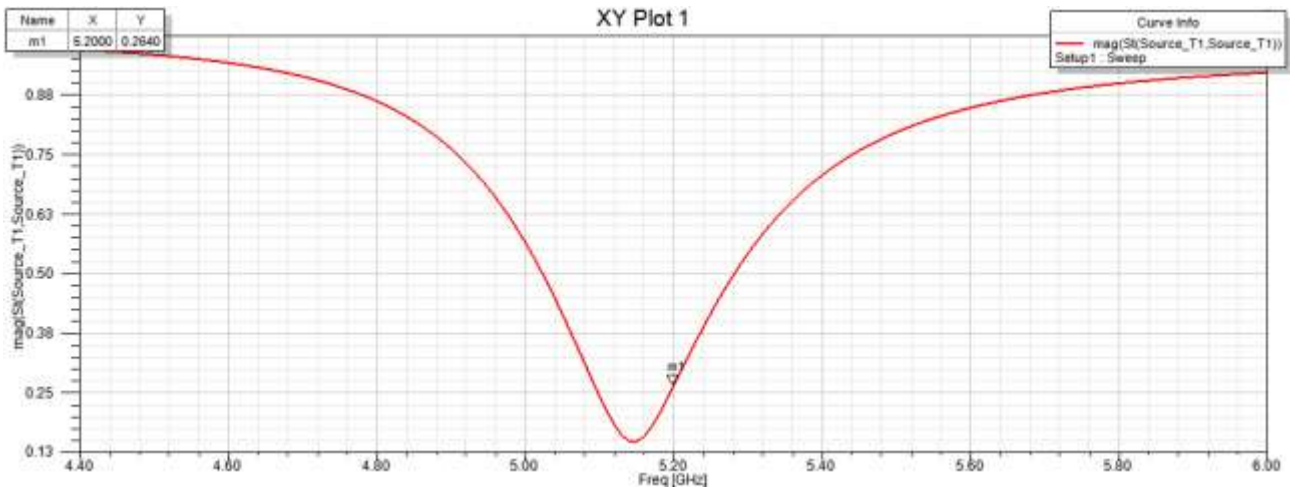


Рисунок 2.17 – Залежність коефіцієнта відбиття від частоти для оптимальних значень відстані  $d$  при значенні діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_3=4.3$

Для дискової антени з оптимальними значеннями відстані  $d$  виконано побудову тривимірних діаграм спрямованості (для різних значень діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_1=2.6$ ,  $\epsilon_2=3.4$ ,  $\epsilon_3=4.3$ ). Результати розрахунку для кожного значення діелектричної проникності підкладки  $\epsilon$  представлено у вигляд трьох рисунків. Перший рисунок (для кожного з трьох значень  $\epsilon$ ) показує трьохвимірну діаграму спрямованості дискової антени (це рисунки 2.18, 2.21, 2.24). Другий та третій рисунок (для кожного з трьох значень  $\epsilon$ ) показують двовимірні діаграми спрямованості у площинах XOY та XOZ відповідно (це рисунки 2.19 та 2.20; 2.22 та 2.23; 2.25 та 2.26).

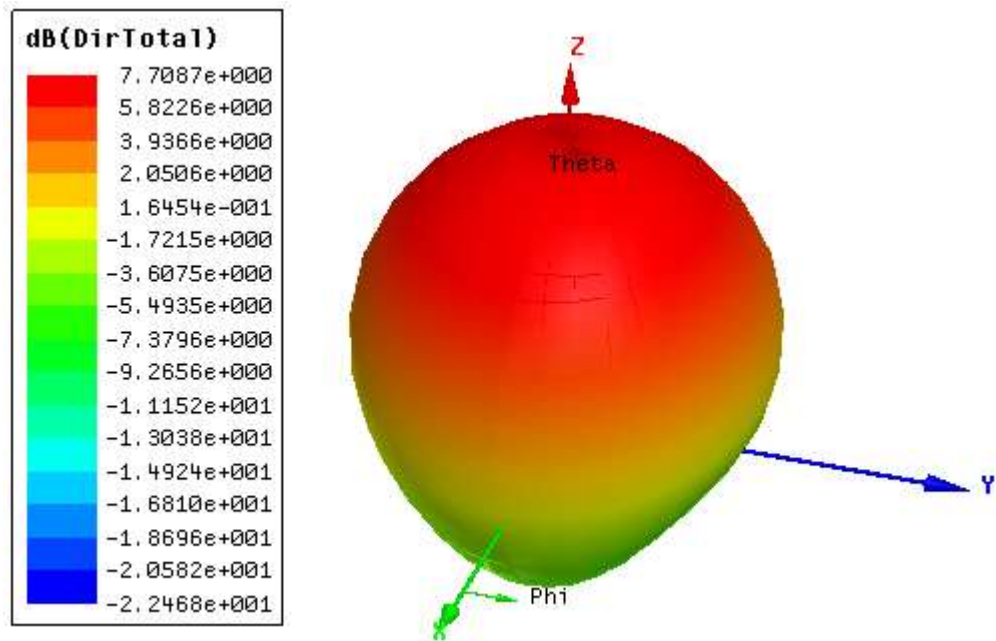


Рисунок 2.18 – Тривимірна діаграма спрямованості дискової антени при значенні  $\varepsilon_1 = 2.6$

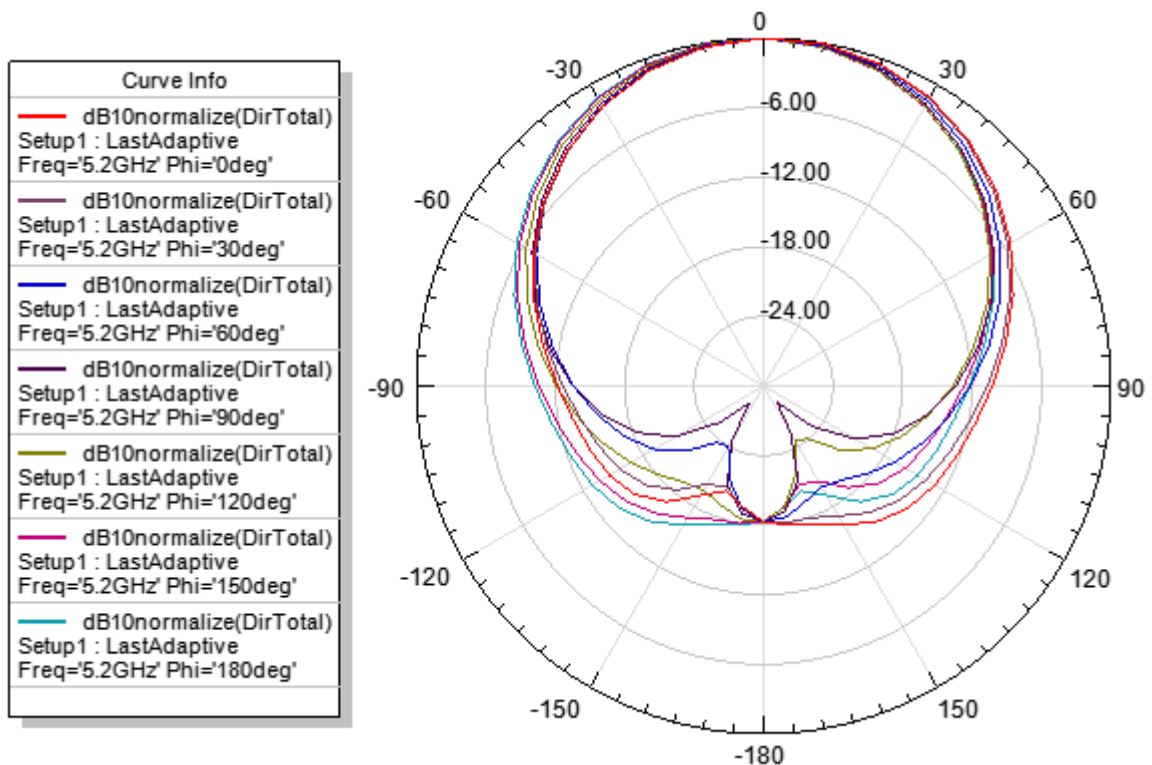


Рисунок 2.19 – Діаграма спрямованості дискової антени у площині XOY при значенні  $\varepsilon_1 = 2.6$  для різних кутів спостереження

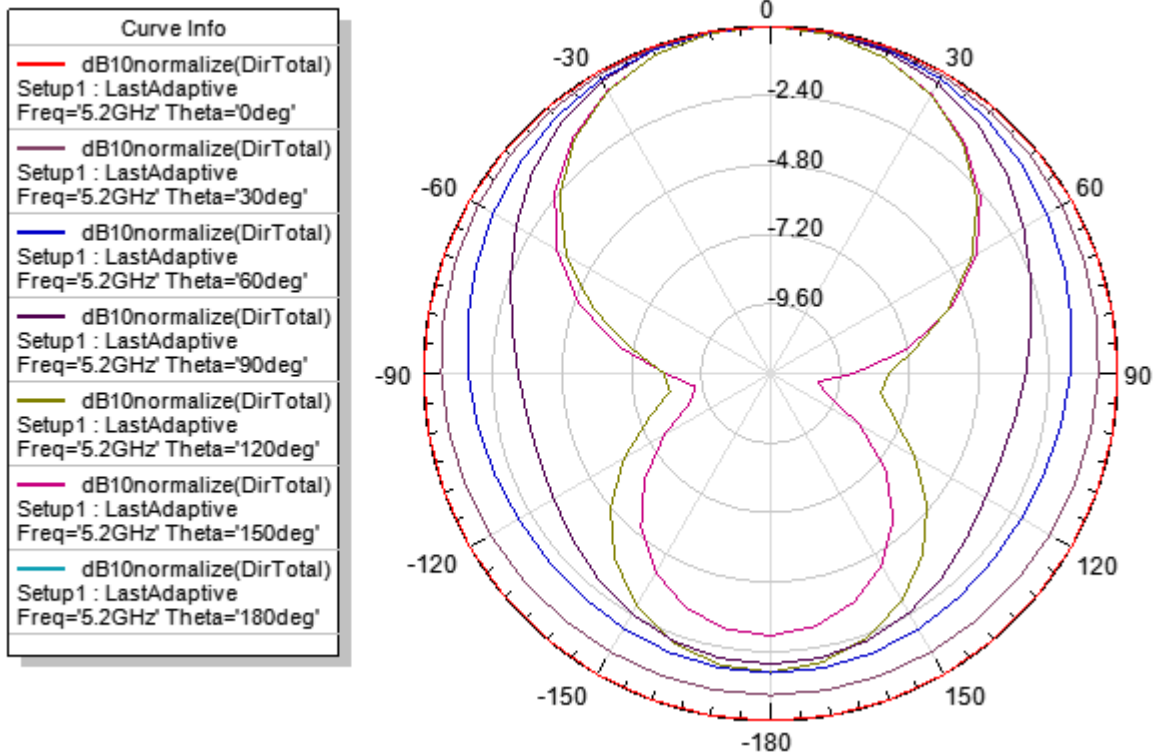


Рисунок 2.20 – Діаграма спрямованості дискової антени у площині XOZ при значенні  $\epsilon_1 = 2.6$  для різних кутів спостереження

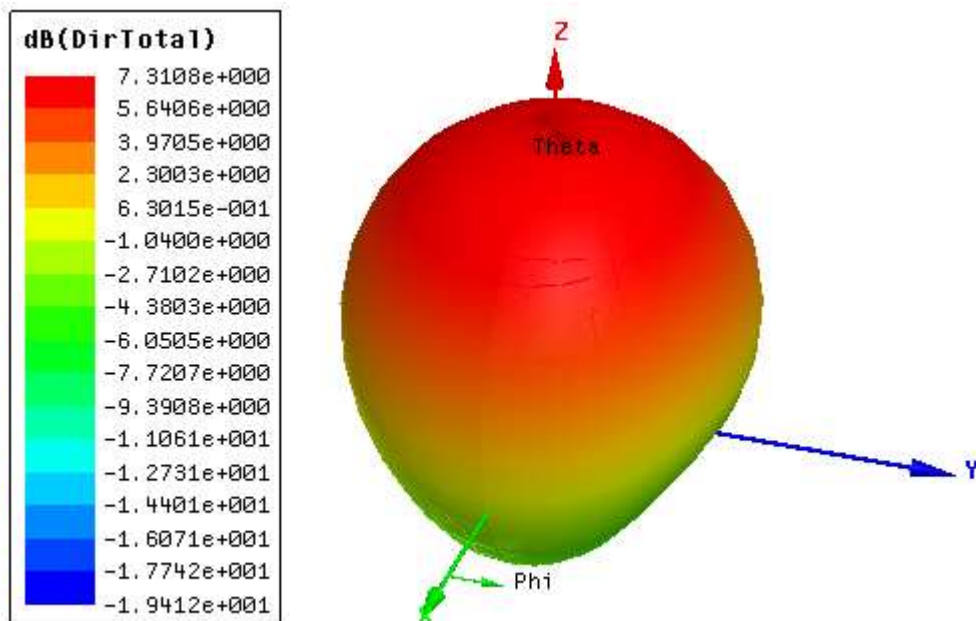


Рисунок 2.21 – Тривимірна діаграма спрямованості дискової антени при значенні  $\epsilon_2 = 3.4$

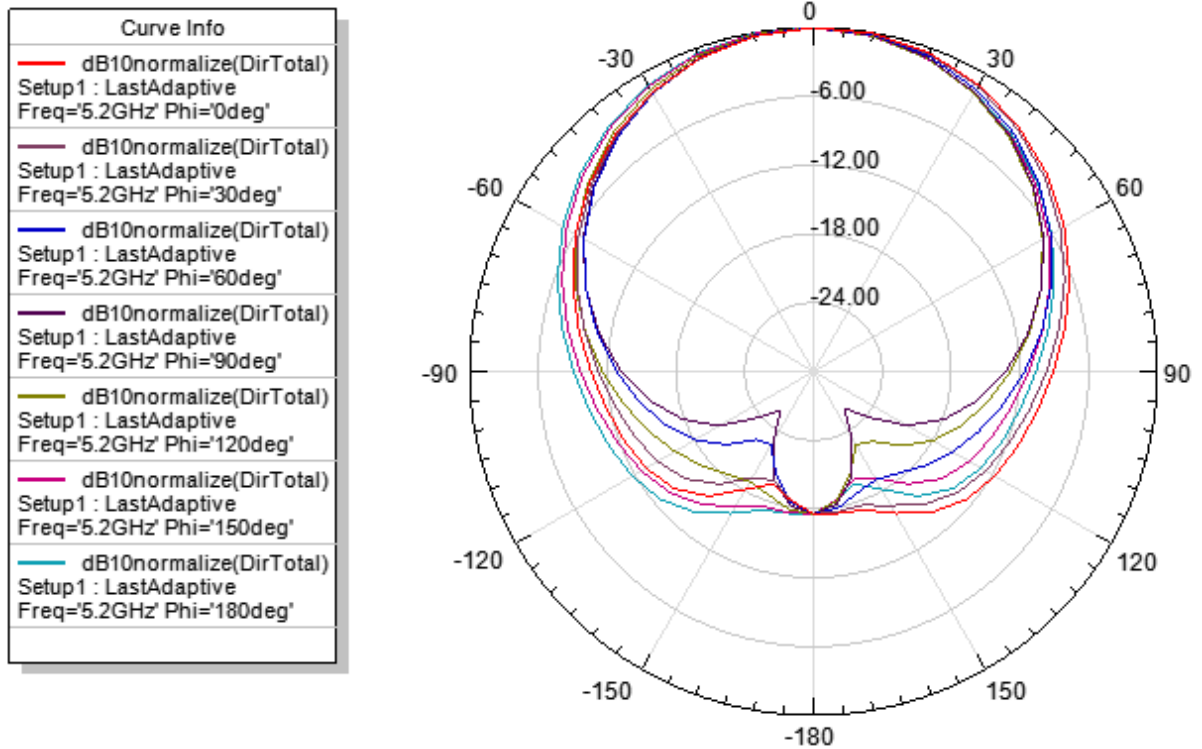
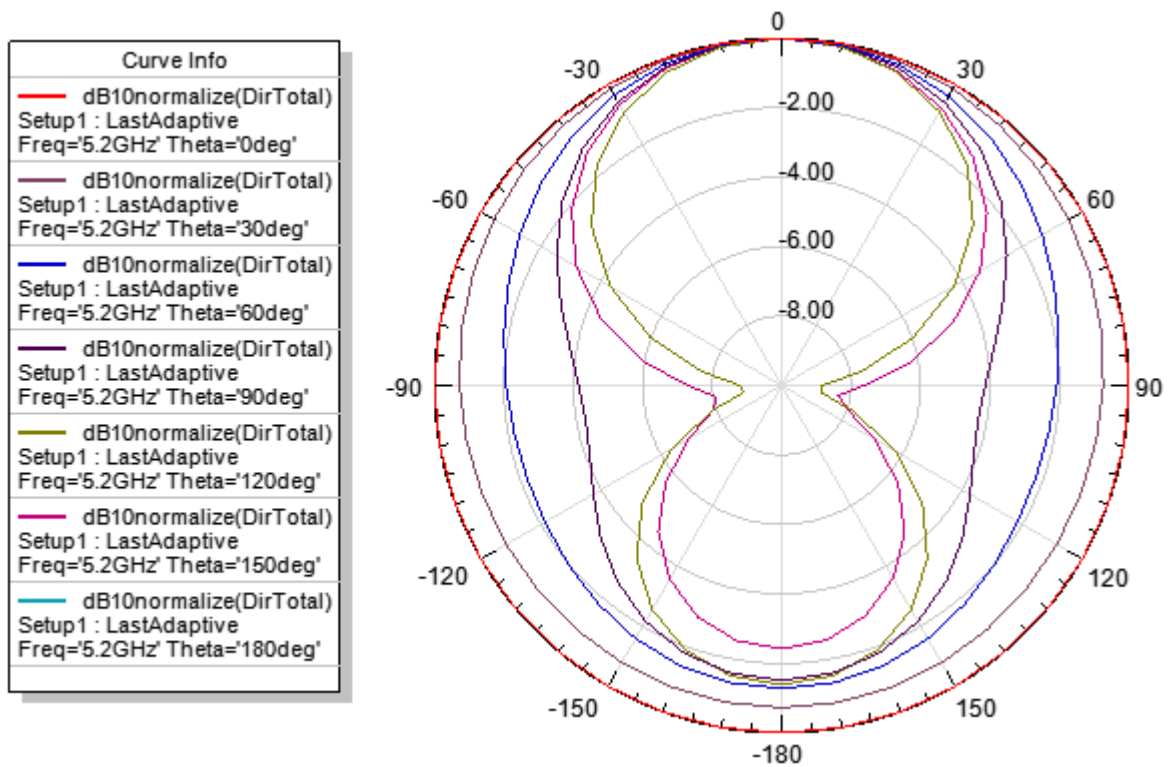


Рисунок 2.22 – Діаграма спрямованості дискової антени у площині XOY при значенні  $\varepsilon_2=3.4$  для різних кутів спостереження



( $\varepsilon_2$

Рисунок 2.23 – Діаграма спрямованості дискової антени у площині XOZ при значенні  $\varepsilon_2=3.4$  для різних кутів спостереження

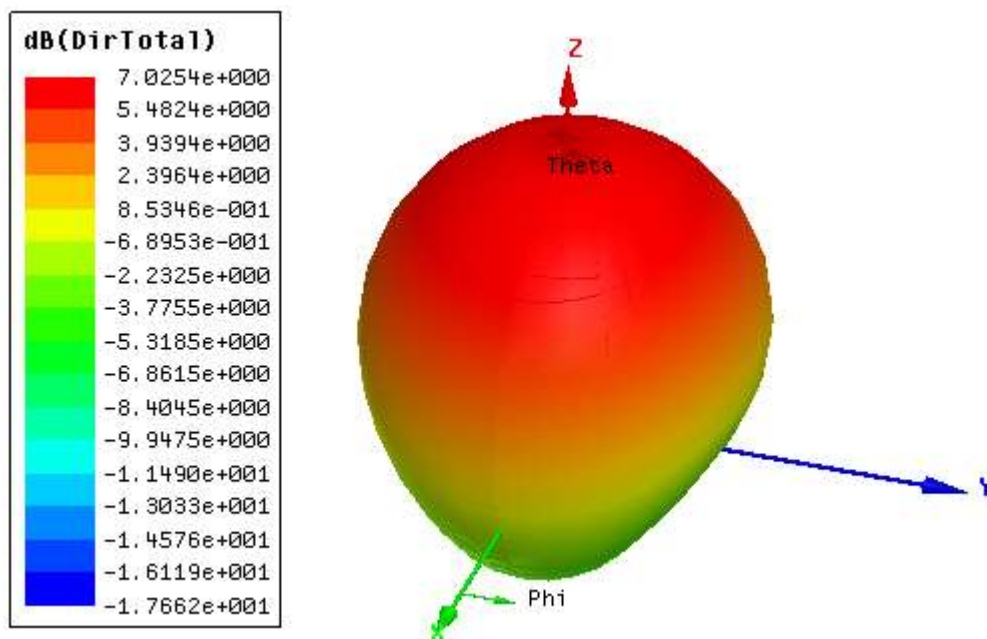


Рисунок 2.24 – Тривимірна діаграма спрямованості дискової антени при значенні  $\epsilon_3 = 4.3$

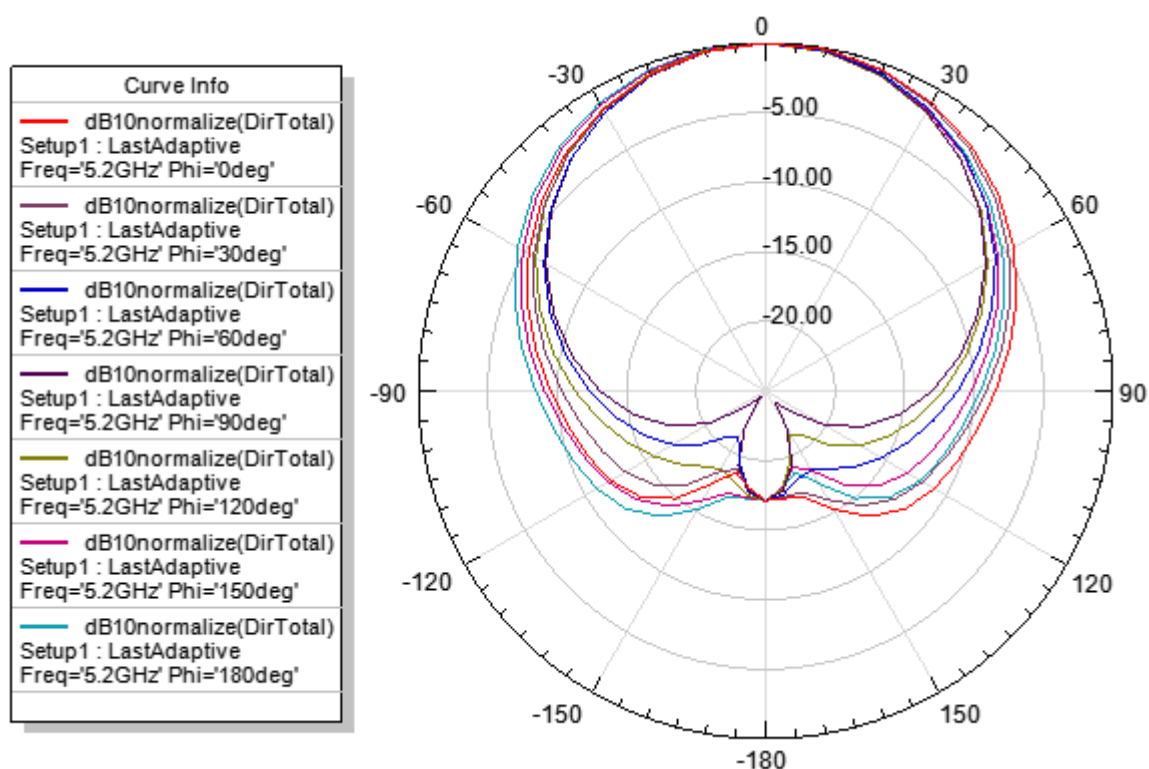


Рисунок 2.25 – Діаграма спрямованості дискової антени у площині XOY при значенні  $\epsilon_3 = 4.3$  для різних кутів спостереження

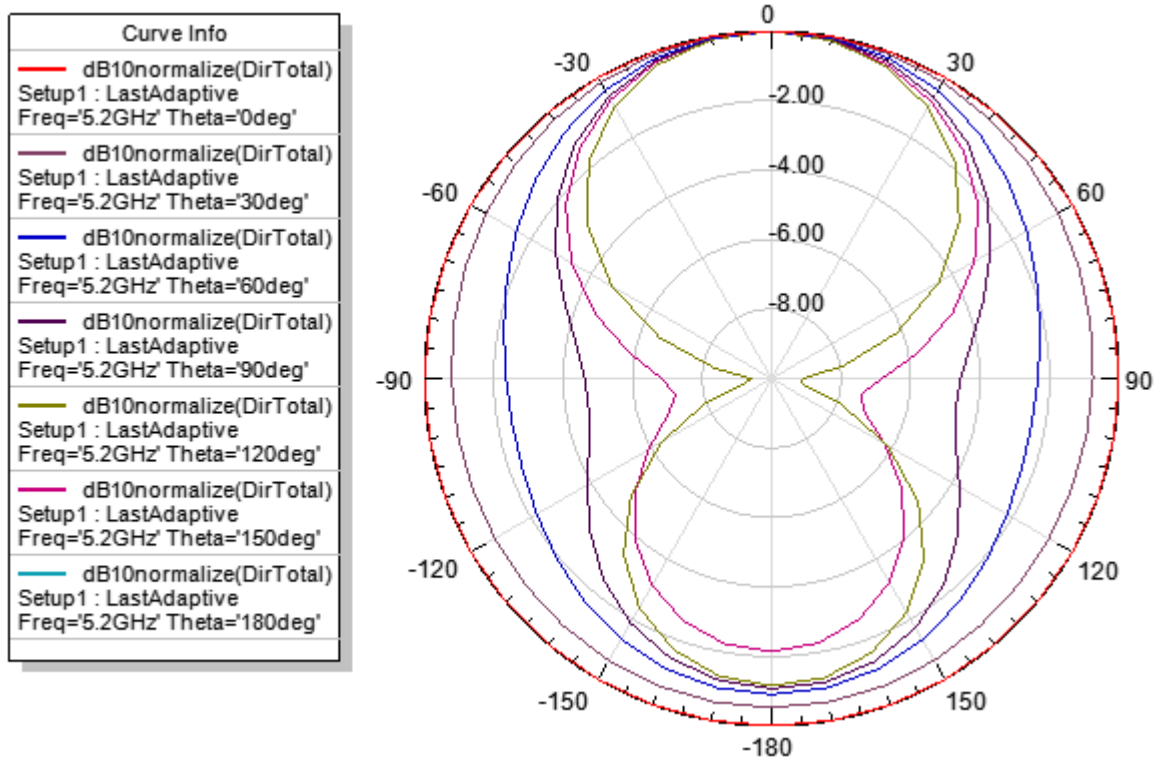


Рисунок 2.26 – Діаграма спрямованості дискової антени у площині XOZ при значенні  $\epsilon_3 = 4.3$  для різних кутів спостереження

Як і у попередньому розділі, для дискових антен з оптимальними значеннями відстані  $d$  (для різних значень діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_1 = 2.6$ ,  $\epsilon_2 = 3.4$ ,  $\epsilon_3 = 4.3$ ) виконано розрахунок коефіцієнта підсилення в напрямку максимуму випромінювання. Розрахунок виконано на частоті 5.2 ГГц. Розрахункові значення склали:  $G_1(\theta, \varphi) = 7.81$ дБ,  $G_2(\theta, \varphi) = 7.29$ дБ,  $G_3(\theta, \varphi) = 7.52$ дБ.

Дані розрахунки показали, що при зростанні значення діелектричної проникності підкладки зростають втрати в діелектрику, і як наслідок зменшується значення коефіцієнта підсилення антени.

З іншого боку видно, що зі збільшенням частоти відбувся ріст коефіцієнта підсилення дискової антени по відношенню до значень коефіцієнта підсилення на частоті 2.4 ГГц.

Це демонструє можливість використання дискової мікросмужкової антени для роботи на частоті 2.4 ГГц та частоті 5.2 ГГц.



### 2.3 Висновок до другого розділу

В даному розділі виконано дослідження випромінюючого пристрою для бездротових персональних мереж. У якості випромінюючого пристрою обрано дискову мікросмужкову антену.

Показано що зальна тенденція яка спостерігається в дисковій мікросмужковій антені полягає збільшенні втрат в самій антені зі збільшенням діелектричної проникності підкладки.

Встановлено, що на частоті 5.2 ГГц дискова мікросмужкова антена має більший коефіцієнт підсилення у порівнянні з дисковою мікросмужковою антеною, яка працює на частоті 2.4 ГГц.

### 3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Широке застосування бездротових мобільних пристроїв в повсякденному житті кожної людини є найбільш простим способом доступу до сучасних інформаційних технологій зокрема таких як Інтернет. Тому існує потреба в досягненні стійкого прийому/передачі сигналу від абонентського пристрою до джерела інформації. Це може бути точка доступу Wi-Fi. Сучасні мобільні пристрої з ергономічної точки зору потребують використання мікросмужкових антен які знаходяться всередині корпусу абонентського пристрою. Серед різноманіття типів мікросмужкових антен заслуговує на увагу дискова мікросмужкова антена, яка має деякі переваги перед іншими планарними антенами.

Таким чином, питання забезпечення якісного прийому сигналу мобільними пристроями є актуальним завданням. Воно має теоретичне та практичне значення. Шляхом за допомогою якого можна це здійснити є математичне моделювання дискової мікросмужкової антени.

#### 3.1 Визначення трудомісткості розробки дискової мікросмужкової антени

Трудомісткість розробки планарної мікросмужкової антени може бути розрахована на основі системи моделей з різною точністю оцінки. Трудомісткість розробки антени можна розрахувати за формулою:

$$t = t_{тз} + t_{и} + t_{А} + t_{П} + t_{д}, \text{ чол-год} \quad (3.1)$$

де  $t_{тз}$  – витрати праці на підготовку і опис технічного завдання (10 чол-год);

$t_{и}$  – витрати праці на дослідження методів моделювання;

$t_{А}$  – витрати праці на розробку моделі в пакеті;

$t_{П}$  – витрати праці на створення структурної схеми антени;



$T_d$  – витрати праці на підготовку документації.

Складові витрати праці визначаються через умовну кількість елементарних операцій в розробці антени. Умовне число елементарних операцій:

$$Q = q \cdot C \cdot (1 + p), \quad (3.2)$$

де  $q$  – число базових елементарних операцій розробки антени (500);

$c$  – коефіцієнт складності розроблюваної антени (1);

$p$  – коефіцієнт корекції моделі антени в ході її розробки (0.125).

Звідси умовне число елементарних операцій розробки антени:

$$Q = 1 \cdot 500 \cdot (1 + 0.125) = 562.5 \quad (3.3)$$

Витрати праці на вивчення опису завдання та визначаються з урахуванням уточнення опису та кваліфікації інженера:

$$t_{II} = (Q \cdot B) / 80 \cdot K, \quad (3.4)$$

де  $B$  – коефіцієнт збільшення витрат праці внаслідок недостатнього опису завдання;

$K$  – коефіцієнт кваліфікації розробника, що визначається залежно від стажу роботи з даної спеціальності. При стажі роботи від до 5 років, він складає 1.

Прийmemo збільшення витрат праці внаслідок недостатнього опису завдання не більше 50% ( $B = 1.5$ ). З урахуванням коефіцієнта кваліфікації  $K = 1$  отримаємо витрати праці на вивчення опису завдання:

$$t_{II} = (562.5 \cdot 1.5) / (80 \cdot 1) = 10.55 \text{ чол-год.} \quad (3.5)$$

Витрати праці на розробку антени визначаються за формулою:

$$t_A = \frac{Q}{20 \cdot K}, \quad (3.6)$$

де  $Q$  – умовне число елементарних операцій в розробці антени;  
 $K$  – коефіцієнт кваліфікації розробника.

Підставивши відповідні значення у формулу (4.2), отримаємо:

$$t_A = 562.5 / (20 \cdot 1) = 28.13 \text{ чол-год.} \quad (3.7)$$

Витрати на створення нової структурної схеми антени:

$$t_I = \frac{Q}{25 \cdot K}, \quad (3.8)$$

$$t_{II} = 562.5 / (25 \cdot 1) = 22.5 \text{ чол-год.}$$

Витрати на підготовку документації визначаються за формулою

$$t_{II} = t_{\partial p} + t_{\partial o}, \quad (3.9)$$

де  $t_{\partial p}$  – трудомісткість підготовки матеріалів і рукописи;  
 $t_{\partial o}$  – трудомісткість редагування, друку та оформлення документації.

$$t_{\partial p} = Q / (20 * 1), \quad (3.10)$$

$$t_{\partial o} = 0,75 \cdot t_{\partial p}. \quad (3.11)$$

Підставляючи відповідні значення, отримаємо:

$$t_{op} = 562.5 / (20 \cdot 1) = 28.13 \text{ чол-год.}$$

$$t_{do} = 0,75 \cdot 28.13 = 21.09 \text{ чол-год.}$$

$$t_D = 28.13 + 21.09 = 49.22 \text{ чол-год.}$$

Повертаючись до формули (3.1), отримаємо повну оцінку трудомісткості розробки антени:

$$t = 10 + 10.55 + 28.13 + 22.5 + 49.22 = 120.4 \text{ чол-год.}$$

### 3.2 Витрати на створення дискової мікросмужкової антени

Витрати на створення дискової антени ( $K_{по}$ ) включають витрати на заробітну плату розробника ( $Z_{зп}$ ) і вартість машинного часу, необхідного для його розробки на ЕОМ ( $Z_{мв}$ ):

$$K_{по} = Z_{зп} + Z_{мв}, \text{ грн.} \quad (3.12)$$

Заробітна плата розробника визначається за формулою:

$$Z_{зп} = t \cdot C_{пр}, \text{ грн.} \quad (3.13)$$

де  $t$  – загальна трудомісткість розробки моделі антени, чол.г;

$C_{пр}$  - середня годинна заробітна плата інженера з нарахуваннями.

З урахуванням того, що середня годинна зарплата розробника становить 25 грн/год, отримуємо:

$$Z_{зп} = 120.4 \cdot 25 = 3010 \text{ грн.}$$

Вартість машинного часу, необхідного для створення дискової антени на ЕОМ, визначається за формулою:

$$Z_{\text{MB}} = t_{\text{pc}} \cdot C_{\text{мч}}, \text{ грн.} \quad (3.14)$$

де  $t_{\text{pc}}$  – трудомісткість розробки антени та створення моделі на ЕОМ, час;  
 $C_{\text{мч}}$  – вартість машинного часу ЕОМ (4 грн / год).

Підставивши у формулу (3.12) відповідні значення, визначимо вартість машинного часу, необхідного для створення антени:

$$Z_{\text{MB}} = 120,4 \cdot 4 = 481,6 \text{ грн.}$$

Звідси витрати на розробку оптимізованої антени:

$$K_{\text{по}} = 3\,010 + 481,6 = 3\,491,6 \text{ грн.}$$

Очікуваний період розробки оптимізованої моделі антени:

$$T = \frac{t}{B_k \cdot F_p}, \text{ міс} \quad (3.15)$$

де  $B_k$  – число інженерів (дорівнює 1),

$F_p$  – місячний фонд робочого часу (при 40-годинному робочому тижні  $F_p = 168$  годин).

Підставивши відповідні значення, отримаємо:

$$T = 120,4 / 1 \cdot 168 \approx 0,72 \text{ міс} \approx 23 \text{ дня}$$

### 3.3 Капітальні витрати

Капітальні витрати включають в себе кошти, які призначені для створення і придбання основних фондів і нематеріальних активів, що підлягають амортизації.

Монтажно–налагоджувані роботи складають 9% від вартості устаткування. Транспортно – заготівельні і складські витрати складають 6% від вартості устаткування

Таким чином, капітальні витрати на здійснення проектного варіанту складають:

$$K_{\text{пр}} = K_{\text{об}} + K_{\text{тр}} + K_{\text{мн}} \quad (3.1)$$

де  $K_{\text{об}}$  – вартість обладнання (80 грн)

$K_{\text{тр}}$  – транспортні витрати

$K_{\text{мн}}$  – витрати на монтаж і налагодження устаткування

$$K_{\text{тр}} = 6\% \times K_{\text{об}} = 4.8 \text{ грн.}$$

$$K_{\text{мн}} = 9\% \times K_{\text{об}} = 7.2 \text{ грн.}$$

$$K_{\text{пр}} = 80 + 4.8 + 7.2 = 92 \text{ грн.}$$

#### 3.4 Залежність ціни удосконаленого мобільного пристрою від попиту

Ціна на розробку нової схеми в мобільному пристрої з удосконаленим випромінюючого пристрою розраховується з урахуванням капітальних затрат  $K_{\text{пр}}$  та витрат на розробку  $K_{\text{роз}}$ :

$$\Delta C = K_{\text{пр}} + \frac{K_{\text{роз}}}{N_{\text{моб}}} \quad (3.3)$$

де  $N_{\text{моб}}$  – кількість бездротових пристроїв.

Візьмемо 100 бездротових пристроїв:

$$\Delta C = 92 + 3491.6/100 = 126.91 \text{ грн.}$$

Також приведемо розрахунок при кількості 10000 бездротових пристроїв:

$$\Delta C = 92 + 3491.6/10000 = 92.34 \text{ грн.}$$

Отже видно, що при збільшенні попиту на бездротові пристрої, ціна на розробку нового випромінюючого пристрою буде рівномірно розподілятися між пристроями, а загальна ціна кожного окремого бездротового пристрою буде зменшуватися.

Крім того, якість зв'язку покращується за рахунок покращення характеристик прийому/передачі антени, що позитивно впливає на попит, отже й на прибуток підприємства.

### 3.5 Визначення економічної переваги розробленого випромінюючого пристрою

Розробка оптимізованої дискової мікросмужкової антени дозволить покращити характеристики антени, що повисить якість прийому/передачі даних від між пристроями. Оптимізована дискова антена надає якісний прийом та передачу даних без великих втрат і гарантує високий попит на її використання. Виявлено, кілька аналогів, вартість яких в середньому складає 65 грн. Виходячи з витрат на створення даної антени, пропонується призначити середню вартість у розмірі 40 грн., що на 25 грн. дешевше середньої вартості його аналогів.

### 3.6 Існуючі аналоги

Більшість розробників абонентських пристроїв патентують конструкцію випромінювальних пристроїв. Тому рекомендації з вибору геометричних розмірів та загальний процес, що відбувається в цій антені попадає під охорону як об'єкт інтелектуальної власності. Хоча нині типи

мікросмужкових антен і використовується в бездротових пристроях відомості про них в літературі є досить обмеженими. Тому метою кваліфікаційної роботи є дослідження характеристик дискової мікросмужкової антени шляхом математичного моделювання.

### 3.7 Висновки до третього розділу

Виконавши розрахунок витрат на розробку оптимізованої дискової мікросмужкової антени та аналізу існуючих аналогів, була виявлена її конкурентоспроможність, де призначена вартість у розмірі 40 грн.

Вартість розробки поліпшеного методу економного кодування становить 3491,6грн.

Очікуваний час розробки складає 22 дні. Цей термін пов'язаний з досить великим часом на дослідження та аналіз існуючих моделей, розробкою оптимізованої моделі дискової мікросмужкової антени, створення структурної схеми та підготовку документації.

Залежність ціни кожного окремого бездротового пристрою від попиту показує, що чим більшу кількість буде виготовлено, тим менша ціна буде у кожного окремого пристрою.

## ВИСНОВКИ

У кваліфікаційній роботі ступеню бакалавра виконана розробка випромінюючого пристрою для бездротових персональних мереж. Розробка виконана шляхом побудови математичної моделі дискової мікросмужкової антени. Дана антена призначена для роботи на двох частотах: 2.4 та 5.2 ГГц.

Проведено дослідження ступеня узгодженості такої антени (параметру матриці розсіяння  $S_{11}$ ) з кабелем живлення залежно від частоти.

Досліджено вплив положення місця точки живлення на ступінь узгодження з фідером. Досліджено вплив величини діелектричної проникності підкладки ( $\epsilon_1=2.6$ ,  $\epsilon_2=3.4$ ,  $\epsilon_3=4.3$ ) на характеристики антени. Розраховано діаграми спрямованості направленості та коефіцієнти підсилення оптимізованої дискової мікросмужкової антени.

Чисельне дослідження показало, що найменше значення модуля коефіцієнта відбиття на вході антени на частоті 2.4 ГГц спостерігається при значенні діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_1=2.6$ . Модуль коефіцієнта відбиття дорівнює 0.2704.

На частоті 5.2 ГГц найменше значення модуля коефіцієнта відбиття спостерігається при значенні діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_1=2.6$  і дорівнює 0.0362. Це на 86% краще ніж найменший коефіцієнт відбиття на частоті 2.4 ГГц.

Для оптимізованих дискових мікросмужкових антен виконано обчислення коефіцієнтів підсилення. Найбільший коефіцієнт підсилення на частоті 2.4 ГГц спостерігається для  $\epsilon_1=2.6$  і складає  $G_1(\theta, \varphi) = 3.65$ дБ. Для частоти 5.2 ГГц для  $\epsilon_1=2.6$  коефіцієнт підсилення дорівнює  $G_1(\theta, \varphi) = 7.81$ дБ. Це на 113% більше ніж на частоті 2.4 ГГц.



## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1 Verma A. K. Modified Wolff Model for determination of resonance frequency of dielectric covered circular microstrip patch antenna / A. K. Verma, Z. Rostamy // Electronics Letters. – 1991. – Vol.27, N. 11. – P.2234 – 2236.
- 2 Davidovitz M. Input Impedance of a Probe-fed circular microstrip antenna with thick substrate [Text]/ M. Davidovitz, Y. T. Lo // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 1986. – Vol.34, N. 7. – P.905 – 911.
- 3 Dahele J. S. Effect of Substrate Thickness on the performance of Circular-Disk Microstrip Antenna[Text]/ J. S. Dahele, K. F. Lee // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 1983. – Vol.31, N. 4. – P.358 – 360.
- 4 Bhal I. J. Microstrip antennas / I. J. Bhal, P. Bhartia. – N.Y.: Artech house, 1980. – 422 p.
- 5 Shavit R. Dielectric cover effect on Rectangular Microstrip Antennas array / R. Shavit // IEEE Trans. Antennas propagat. – 1992. – Vol.40, N. 8. – P.992 – 995.
- 6 Balanis C.A Antenna theory: analysis and design / C. A. Balanis. – N.Y.: John Wiley and Sons, 1992. – 941 p.
- 7 Yano S. Theoretical Study of the Input Impedance of a Circular Microstrip Disk Antenna / S. Yano and A. Ishimaru // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 1981. – Vol.29, N. 1. – P.77-83.
- 8 Chew W. C. Analysis of a circular Microstrip Disk Antenna with a thick Dielectric Substrate / W. C. Chew and J. A. Kong// IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 1981. – Vol.29, N. 1. – P.68-76.
- 9 Long S. A. Impedance of a Circular Disk Printed–Circuit Antenna / S. A. Long, L. C. Shen, M. D. Walton and M. R. Allerding // Electronics Letters. – 1978. – Vol.29, N. 10. – P.77-83.

- 10 J. James R. Microstrip antenna performance is determined by substrate constraints / J. R. James, A. Henderson and P. Hall // MSN. – 1982. – Vol.29, N.8. – P.73-83.

## ДОДАТОК А. Перелік документів КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

- 1 Пояснювальна записка на 60 сторінок.
- 2 Матеріали кваліфікаційної роботи на оптичному носії:
  - Пояснювальна записка Голуб О.О.doc
  - Презентація.pptx

ДОДАТОК Б. Відгук керівника економічного розділу

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

Керівник розділу

\_\_\_\_\_

(підпис)

Романюк Н.М.

(прізвище, ініціали)

ДОДАТОК В. ВІДГУК КЕРІВНИКА КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ  
ВІДГУК

на кваліфікаційну роботу ступеня бакалавр студента групи 172-16ск-1

Голуб О.О. на тему:

«Дослідження випромінюючого пристрою для бездротових  
персональних мереж»

Мета кваліфікаційної роботи – розробка випромінюючого пристрою для бездротових персональних мереж.

Обрана тема є актуальною у зв'язку з тим, що на сьогоднішній день в існує потреба у випромінюючих пристроях, які працюють в декількох частотних діапазонах. Це пов'язане з освоєнням нових частотних діапазонів, які призначені задовольнити потребу у мобільному зв'язку.

Наукова новизна результатів які отримані у кваліфікаційній роботі полягає в оптимізації конструкції дискової мікросмушкової антени для потреб бездротового зв'язку.

Практичне значення результатів роботи полягає у покращенні характеристик мікросмушкової антени.

До недоліків роботи слід віднести недостатню проробку окремих питань.

Рівень запозичень у кваліфікаційній роботі відповідає вимогам «положення про систему виявлення та запобігання та запобігання плагіату»

В цілому робота задовольняє усі усім вимогам, а її автор Голуб О.О. заслуговує на оцінку «добре» та присвоєння кваліфікації «Бакалавр» з телекомунікацій та радіотехніки «за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніки»

Керівник кваліфікаційної роботи, к.т.н., доцент

Герасіна О. В.