

Числова ефективність методів FEM та FDTD при моделюванні хвилевідних поляризаторів

Пільтяй С. І., Булашенко А. В., Гергіль Є. Є.

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського"

E-mail: crosspolar@ukr.net, an_bulashenko@i.ua

Сьогодні для чисельного моделювання процесів поширення електромагнітних хвиль у різних пристроях НВЧ та антенних системах у часовій області найбільш часто використовують метод скінченних різниць, а в частотній області застосовують метод скінченних елементів. Отже, порівняння цих ефективних сучасних методів розрахунку є актуальною задачею. У наш час існує велика кількість різновидів цих чисельних методів, які мають свої переваги та недоліки. У статті представлені результати аналізу та порівняння цих двох методів на прикладі моделювання електромагнітних характеристик поляризатора на основі квадратного хвилеводу з п'ятьма діафрагмами. У результаті було отримано, що збіжність коефіцієнта стійної хвилі за напругою для розробленого поляризатора є швидкою для обох методів. Крім того, було отримано, що збіжність характеристик диференціального фазового зсуву, коефіцієнта еліптичності та кросполяризаційної розв'язки розробленого мікрохвильового пристрою виявилися значно більш чутливими до кількості комірок сітки. Цю кількість було отримано шляхом ділення внутрішнього об'єму структури пристрою на комірки сітки. При застосуванні методу скінченних елементів у частотній області із необхідною точністю розрахунку поляризаційних характеристик розробленого хвилеводного поляризатора на діафрагмах, рівною 0,2 дБ, було встановлено, що на весь об'єм конструкції поляризатора необхідно використовувати не менше 120 000 комірок адаптивної тетрагональної сітки. При застосуванні методу скінченних різниць у часовій області з необхідною точністю розрахунку поляризаційних характеристик розробленого хвилеводного поляризатора на діафрагмах, рівною 0,2 дБ, було встановлено, що на весь об'єм структури поляризатора необхідно використовувати не менше 1 200 000 комірок гексагональної сітки. Крім того, у статті встановлено, що час розрахунків методом скінченних різниць у часовій області більш ніж у 2 рази триваліший, ніж відповідний час, необхідний для розрахунку методом скінченних елементів у частотній області. При цьому відповідна кількість комірок гексагональної сітки в методі скінченних різниць у часовій області в 10 разів більша, ніж кількість комірок тетрагональної сітки в методі скінченних елементів у частотній області.

Ключові слова: FDTD; FEM; FIT; збіжність; мікрохвильові пристрої; хвилевідний поляризатор; поляризатор із діафрагмами; супутникові інформаційні системи; диференційний фазовий зсув; кросполяризаційна розв'язка

DOI: [10.20535/RADAP.2021.84.11-21](https://doi.org/10.20535/RADAP.2021.84.11-21)

Вступ

Хвилевідні поляризатори є важливими елементами сучасних супутникових антенних систем, які використовують сигнали з однією або двома ортогональними коловими поляризаціями електромагнітних хвиль. Мікрохвильові пристрої такого типу здійснюють перетворення лінійної поляризації у колову та навпаки. Всі конструкції хвилевідних поляризаторів можна умовно розділити на три основні групи. Сьогодні існує багато наукових статей і доповідей на конференціях, присвячених розробці та оптимізації поляризаторів з діафрагмами [1–7], поляризаторів з перегородкою [8–13] та поляризаторів зі штирями [14, 15]. У роботі [16] був здійснений теоретичний аналіз поляризатора на нерегулярному хвилеводі Г-подібної форми. Такий поляризатор мо-

же працювати у багатомодовому режимі, при якому здійснюється збудження та перетворення типів хвиль. Крім того, існують комбіновані конструкції поляризаторів із одночасною наявністю у структурі штирів і діафрагм. У сучасних антенах з подвійною поляризацією для радіолокаційних та супутникових телекомунікаційних систем хвилевідні поляризатори функціонують у поєднанні з ортомодовими перетворювачами, які здійснюють поділ сигналів з різними видами поляризації. Найбільш ефективними конструкціями ортомодових перетворювачів є перетворювачі на основі двореберних переходів у прямокутних хвилеводах [3], чотириреберних хвилеводах, турнікетних переходів і переходів Бойфота. Крім того, з'явилися нові конструкції ортомодових перетворювачів [17–20] на основі коаксialьних

чотириреберних та секторальних коаксіальних гребінчастих хвилеводів [21, 22] для дводіапазонних систем живлення антени супутникового зв'язку та радіоастрономії. Крім того, в наш час широкого поширення набули хвилевідні фазозсувачі, які використовуються в сучасних фазованих антенних решітках [23–25]. Часто фазозсувачі використовуються в якості основних частин фазованих антенних решіток в технології інтегрованих в підкладку хвилеводів. Таку структуру було ефективно розроблено за допомогою метода узгодження мод [23], що забезпечує високу швидкість та велику точність обчислень. Конструкція такого фазозсувача складається із пари циліндричних штирів у хвилеводі на частоті 7.5 ГГц. Необхідний фазовий зсув забезпечується за рахунок регулювання довжини штирів. У [24] була запропонована конструкція фазозсувача у хвилеводі на частоті 15.2 ГГц, що може здійснювати регулювання фази у діапазоні від 0 до 360°. Ефективність передачі сильно залежить від зазору між регульованою металеву пластину та хвилеводом. Автори [25] запропонували конструкцію хвилеводного фазозсувача з вбудованим металевим ребром, що забезпечує зсув фази на 360°. Друга конструкція фазозсувача з бічним щільним хвилеводом реалізує зсув фази в 360° за рахунок регулювання металеві заслінки, що розміщена в кінці подільника потужності на 3 дБ. До того ж, пристрої перетворення поляризації набувають поширення у міліметрових додатках систем зв'язку 5G [26, 27].

Основна інженерна задача при розробці поляризаторів та фазозсувачів є дуже висока чутливість їх фазових та поляризаційних характеристик до неточностей визначення оптимальних розмірів конструкції і виготовлення конструкції поляризатора. Для точного аналізу і оптимізації електромагнітних характеристик поляризатора використовуються різні чисельні методи. Наприклад, теоретичний аналіз хвилеводних структур з діафрагмами, штирями і виступами проводиться з використанням методів узгодження полів [22], метода інтегральних рівнянь [21] або методу хвильових матриць [28–30].

1 Аналіз сучасних досліджень по FEM та FDTD

В наш час існує безліч варіантів модифікацій методу скінченних різниць у часовій області (Finite Difference Time Domain, FDTD) і методу скінченних елементів (Finite Element Method, FEM). Кожна з модифікацій має свої характеристики ефективності і своєрідні додатки, де її продуктивність краще у порівнянні з іншими методами. Гібридний метод електромагнітного моделювання в часовій області, що поєднує в собі явний метод FDTD і неявний метод часової області (Finite Element Time Domain, FETD), був розроблений в [32]. Запропонований

підхід забезпечує переваги гнучкості моделювання методу FETD для складних геометричних структур та ефективності методу FDTD для простих геометричних структур. В [33] автори порівнюють різні підходи до усереднення матеріалу у методі скінченного інтегрування (Finite Integration Technique, FIT) для вигнутих діелектриків. Пропонується та досліджується новий змішаний метод з використанням нормальної і тангенціальної складових поля. Зменшені помилки, що виникають при різких перепадах діелектричної проникності.

В [34] пропонується новий метод більш високого порядку та з великою областю FEM для розв'язання прямих тривимірних електромагнітних завдань в часовій області. Цей вдосконалений FEM використовується для аналізу багатопортових хвилеводних пристроїв НВЧ з довільними металевими та діелектричними неоднорідностями. У статті [35] досліджуються та порівнюються обчислювальні характеристики методу природних елементів і FEM. В [36, 37] автори оптимізують зв'язок підмереж для FIT у просторі та часі. Рекомендований метод оптимізації дозволяє ефективно зменшити нефізичні відображення хвиль. В [38] пропонується модифікація FIT для розрахунку анізотропних мод, мод з втратами та відкритого хвилеводу. Чисельні приклади, представлені в статті [38], підтверджують, що запропонований змішаний FIT з зосередженням маси не містить будь-яких помилкових власних мод і забезпечує високу обчислювальну ефективність. У статті [39] автори представляють новий неконформний гібридний метод FDTD / FETD без гібридизації через буферну зону. Чисельні приклади включені в [39], щоб продемонструвати продуктивність рекомендованого гібридного методу, який є більш точним і стабільним протягом тривалого часу.

В [40] автори пропонують новий гібридний метод схеми просторово-фільтрованої FDTD (Split-Field Finite Difference Time Domain, SF-FDTD) і метод підсіток для аналізу багатомасштабних об'єктів. Наведено результати моделювання періодичної хвилеводної структури, що підтверджують точність та ефективність запропонованого гібридного методу. Автори [41] розробили новий метод FDTD, заснований на просторових перетвореннях. Цей метод долає перешкоди, властиві традиційному алгоритму FDTD в просторово складній області. Результати моделювання підтверджуються за допомогою FIT. В [42] автори розробили стабільний, точний і швидкий чисельний метод, заснований на трикутній сітці і просторових перетвореннях для задач електродинаміки з довільними межами. Пропонований метод набагато швидше, ніж класичний FDTD при наявності викривлених меж.

Тому визначення оптимальних чисельних методик для високоточного розрахунку всіх електромагнітних характеристик НВЧ поляризаторів є важливою і актуальною науковою задачею. Резуль-

тати проведеного у статті дослідження дозволяють отримати рекомендації щодо того, який метод розрахунку є більш швидким і точним для розробки хвильовідних поляризаторів НВЧ діапазону для сучасних телекомунікаційних і радіолокаційних систем.

2 Постановка задачі

Метою дослідження є порівняння збіжності та швидкості розрахунку методів FEM та FDTD для аналізу мікрохвильових пристроїв. Порівняння будемо здійснювати на прикладі аналізу узгоджувальних та поляризаційних характеристик хвильовідного поляризатора. Необхідно порівняти час розрахунку двома методами при однаковій точності методів. Також необхідно порівняти кількість тетрагональних комірок сітки у частотній області у методі FEM з кількістю гексагональних комірок у методі FDTD у часовій області при однаковій точності розрахунку обома методами.

3 Електромагнітні характеристики квадратного хвильовідного поляризатора з діафрагмами

Сучасні ширококугові супутникові антенні системи живлення з подвійною ортогональною круговою поляризацією включають хвильовідні поляризатори з діафрагмами. Цей компактний мікрохвильовий пристрій виконує перетворення ортогональних електромагнітних хвиль з круговою поляризацією в ортогональні хвилі з лінійною поляризацією. Конструкція такого поляризатора на основі прямокутного хвильоводу з п'ятьма симетричними діафрагмами представлена на рис. 1.

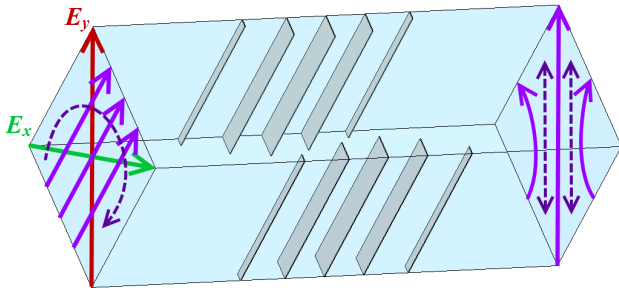


Рис. 1. Структура поляризатора на основі квадратного хвильоводу з п'ятьма діафрагмами та перетворення поляризації основних електромагнітних мод у ньому

Розглянемо дві основні електромагнітні хвилі TE_{10} і TE_{01} , які мають ортогональну лінійну поляризацію і поширюються уздовж поздовжньої осі

z від вхідного порту до порту квадратного хвильовідного поляризатора з діафрагмами.

Комплексні амплітуди електричних полів цих основних мод лежать в поперечній площині поляризатора і мають вигляд:

$$\vec{E}_x = M e^{i\psi_A} \vec{e}_x; \quad \vec{E}_y = N e^{i\psi_B} \vec{e}_y, \quad (1)$$

де M і N – величини електричних полів, орієнтованих по осях x і y відповідно; ψ_A та ψ_B – початкові фази електромагнітних хвиль на виході.

Далі позначимо центральну фазу і різницю фаз як: $\psi_0 = (\psi_A + \psi_B)/2$; $\Delta\psi = \psi_B - \psi_A$. Потім:

$$\psi_A = \psi_0 - \Delta\psi/2; \quad \psi_B = \psi_0 + \Delta\psi/2. \quad (2)$$

Тепер підставимо (2) в (1) і отримаємо суперпозицію мод на виході поляризатора:

$$\begin{aligned} \vec{E}_\Sigma &= \vec{E}_x + \vec{E}_y = M e^{i(\psi_0 - \Delta\psi/2)} \vec{e}_x + N e^{i(\psi_0 + \Delta\psi/2)} \vec{e}_y = \\ &= e^{i\psi_0} \left(M e^{-i\Delta\psi/2} \vec{e}_x + N e^{i\Delta\psi/2} \vec{e}_y \right). \end{aligned} \quad (3)$$

Після цього визначимо проекції \dot{P} та \dot{Q} повної комплексної амплітуди (3) в базисі кругової поляризації:

$$M e^{-i\Delta\psi/2} \vec{e}_x + N e^{i\Delta\psi/2} \vec{e}_y = \dot{P}(\vec{e}_x + i \cdot \vec{e}_y) + \dot{Q}(\vec{e}_x - i \cdot \vec{e}_y).$$

В результаті ми отримали систему лінійних рівнянь з невідомими значеннями \dot{P} та \dot{Q} наступного виду:

$$\begin{cases} \dot{P} + \dot{Q} = M e^{-i\Delta\psi/2}, \\ \dot{P} - \dot{Q} = -i N e^{i\Delta\psi/2}. \end{cases} \quad (4)$$

Розв'язок системи рівнянь (4) виглядає наступним чином:

$$\dot{P} = \frac{1}{2} \left(M \cos \frac{\Delta\psi}{2} - i M \sin \frac{\Delta\psi}{2} - i N \cos \frac{\Delta\psi}{2} + N \sin \frac{\Delta\psi}{2} \right);$$

$$\dot{Q} = \frac{1}{2} \left(M \cos \frac{\Delta\psi}{2} - i M \sin \frac{\Delta\psi}{2} + i N \cos \frac{\Delta\psi}{2} - N \sin \frac{\Delta\psi}{2} \right).$$

Далі визначаємо модулі \dot{P} та \dot{Q} :

$$|\dot{P}| = \frac{1}{2} \sqrt{M^2 + N^2 + 2MN \sin \Delta\psi}; \quad (5)$$

$$|\dot{Q}| = \frac{1}{2} \sqrt{M^2 + N^2 - 2MN \sin \Delta\psi}. \quad (6)$$

В базисі кругової поляризації коефіцієнт еліптичності визначається за допомогою модулів (5) і (6):

$$k = (|\dot{P}| + |\dot{Q}|) / (|\dot{P}| - |\dot{Q}|). \quad (7)$$

Тепер підставимо (5) і (6) в квадрат формули (7) і отримаємо такий вираз:

$$k^2 = \frac{M^2 + N^2 + \sqrt{M^4 + N^4 + 2M^2 N^2 \cos(2\Delta\psi)}}{M^2 + N^2 - \sqrt{M^4 + N^4 + 2M^2 N^2 \cos(2\Delta\psi)}}. \quad (8)$$

За логарифмічною шкалою формула (8) для розрахунку коефіцієнта еліптичності може бути виражена в дБ у такий спосіб:

$$k(\text{dB}) = 10 \cdot \lg \frac{M^2 + N^2 + \sqrt{M^4 + N^4 + 2M^2N^2\cos(2\Delta\psi)}}{M^2 + N^2 - \sqrt{M^4 + N^4 + 2M^2N^2\cos(2\Delta\psi)}}. \quad (9)$$

Важливою характеристикою стану поляризації електромагнітної хвилі, яка еквівалентна співвідношенню осей, є кросполяризаційна розв'язка (КПР). Зазвичай вона виражається в дБ і може бути розрахована з використанням (8) або (9) наступним чином:

$$\text{КПР (dB)} = 20 \lg \left(\frac{k+1}{k-1} \right), \quad (10)$$

де k – коефіцієнт еліптичності (9), який попередньо необхідно перевести в лінійну шкалу або розрахувати по (8).

Під час чисельної оптимізації розробленого квадратного хвильоводного поляризатора з діафрагмами одночасно аналізувалися коефіцієнт еліптичності (9) і КПР (10) на виході поляризатора, а також диференційний фазовий зсув та КСХН для основних електромагнітних мод обох поляризацій. Цільовими функціями оптимізації є КСХН для основних мод обох лінійних поляризацій менш 1,15 і КПР більше 32 дБ в робочому К-діапазоні 17,7–21,0 ГГц. Характеристики оптимізованої конструкції прямокутного хвильоводного поляризатора з діафрагмами представлені на рис. 2–5. Вони були розраховані з високою точністю методом ФЕМ в частотній області з використанням 100 000 комірок тетрагональної сітки, в яких внутрішній обсяг структури був адаптовано розділений.

На рис. 2 продемонстровано, що диференційний фазовий зсув оптимізованого хвильоводного поляризатора з діафрагмами змінюється від $87,5^\circ$ до $92,5^\circ$. Як видно на рис. 3, у всьому робочому К-діапазоні 17,7–21,0 ГГц максимальний рівень КСХН для основних мод горизонтальної та вертикальної поляризації складає значення 1,13, що задовольняє вимогам.

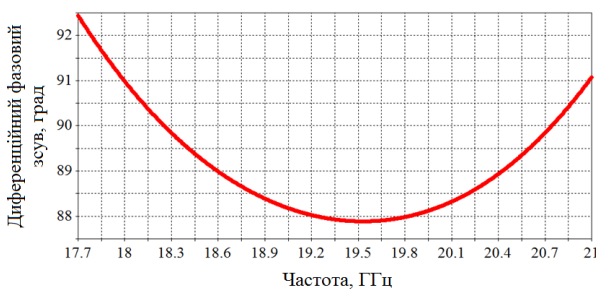


Рис. 2. Диференційний фазовий зсув оптимізованого поляризатора на основі прямокутного хвильоводу

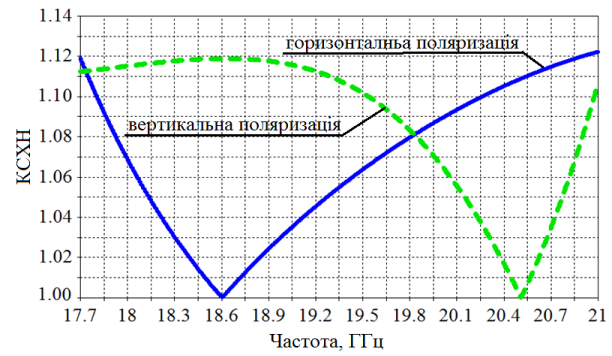


Рис. 3. КСХН оптимізованого хвильоводного поляризатора з діафрагмами

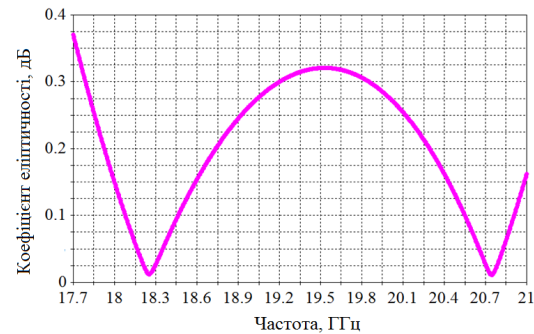


Рис. 4. Коефіцієнт еліптичності оптимізованого поляризатора на основі квадратного хвильоводу з діафрагмами

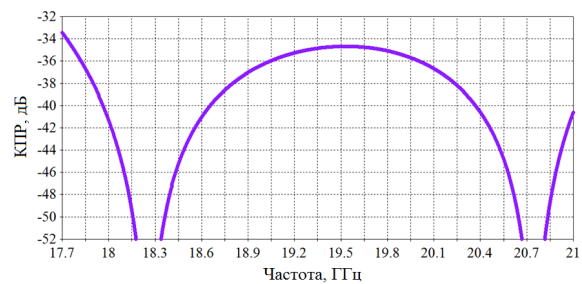


Рис. 5. КПР оптимізованого поляризатора на основі квадратного хвильоводу з 5 діафрагмами

Розглянемо поляризаційні характеристики розробленого хвильоводного поляризатора з діафрагмами. Коефіцієнт еліптичності поляризатора розраховується із використанням результатів моделювання методом ФЕМ та за допомогою виразу (9). Із рис. 4 видно, що коефіцієнт еліптичності оптимізованого поляризатора приймає значення менше 0,40 дБ у смузі робочих частот 17,7–21,0 ГГц. Із виразу (10) був отриманий відповідний КПР. Як бачимо із рис. 5, у всьому робочому К-діапазоні 17,7–21,0 ГГц КПР поляризатора перевищує рівень 32 дБ.

Тепер дослідимо залежність узгоджувальних, фазових та поляризаційних характеристик від кількості комірок тетрагональної сітки, при яких внутрішній обсяг структури адаптовано ділився для розрахунку методом ФЕМ. Крім того, ми порівня-

емо результати, отримані з використанням FDTD з різною кількістю комірок гексагональної сітки.

Усі розрахунки було виконано у сучасному спеціалізованому програмному середовищі CST Microwave Studio 2017 року на персональному комп'ютері з типом процесора Intel Core i7-6700K із тактовою частотою 4 ГГц та оперативною пам'яттю 32 ГГб.

4 Чисельне моделювання хвилеводного поляризатора на діафрагмах з використанням FEM з різною кількістю комірок сітки

Результати чисельного моделювання з використанням FEM були отримані для кількості комірок тетрагональної сітки від 20 000 до 200 000. Крок збільшення сітки становив 20 000 комірок сітки. Розраховані електромагнітні характеристики поляризатора на основі прямокутного хвилеводу з діафрагмами в залежності від кількості комірок сітки та часу розрахунку показані в табл. 1.

Аналіз табл. 1 показує, що час розрахунків залежить від кількості комірок тетрагональної сітки, які використовуються в FEM, приблизно як лінійна функція. Збіжність КСХН відбувається дуже швидко. Отже, розрахунок КСХН для НВЧ пристроїв за допомогою FEM дуже точний навіть для нещільних тетрагональних сіток. На грубій сітці максимальний рівень КСХН становить 1,136 та сходиться до значення 1,132. Тому в міру того, як сітка стає більш щільною, максимальний рівень КСХН трохи зменшується.

Із табл. 1 бачимо, що при грубих сітках розрахунок диференційного фазового зсуву, коефіцієнта еліптичності та КПР хвилеводного поляризатора з діафрагмами є досить неточним. Різні швидкості збіжності поляризаційних характеристик та узгодження поляризатора можна пояснити особливостями використаних для розрахунків чисельних алгоритмів. У результаті моделювання визначають загальні фазові та амплітудні частотні характеристики S-параметрів. Амплітуда хвиль (а відповідно і S-параметрів) зазнає різких змін лише поряд із неоднорідностями хвилеводної структури. У наслідок цього амплітуди падаючих і відбитих хвиль демонструють достатньо швидко збіжність уже при не дуже густих сітках.

У мікрохвильовому діапазоні частот фаза хвиль усіх типів всередині хвилеводного пристрою зазнає постійних швидких змін при проходженні навіть не-

значних відстаней. При зменшенні щільності сітки розбиття відносні неточності визначення загальної фази S-параметрів швидко зростають, оскільки при нещільних сітках розрахунок у межах кожної комірки стає більш неточний і загальна сума фаз дає більше відхилення від її справжнього значення. Хоча при густішій сітці складових загальної фази є більша кількість, але всі вони визначені більш точно у об'ємі кожної комірки. Таким чином, у цьому випадку загальна фаза коефіцієнтів передачі та відбиття поступово стає ближчою до її точного значення. Тому процес моделювання фазових характеристик мікрохвильових пристроїв потребує значно більшу кількість комірок розбиття, ніж для визначення амплітудних характеристик.

Хоча розроблена конструкція поляризатора забезпечує необхідний КПР більше 32 дБ, результати розрахунків методом FEM на грубих сітках від 20 000 до 60 000 комірок тетрагональної сітки передбачають значення КПР на рівнях всього 29-31 дБ.

Як видно з табл. 1, збільшення кількості комірок тетрагональної сітки з 20 000 до 100 000 призводить до зменшення коефіцієнта еліптичності поляризатора з 0,60 дБ до 0,37 дБ та одночасного збільшення його КПР з 29,2 дБ до 33,1 дБ. Подальше збільшення кількості комірок тетрагональної сітки з 100 000 до 200 000 призводить до збільшення коефіцієнта еліптичності розробленого поляризатора з 0,37 дБ до 0,40 дБ та одночасного зниження його КПР з 33,1 дБ до 32,5 дБ.

На рис. 6-8 представлені результати чисельного розрахунку фазових та поляризаційних характеристик розробленого квадратного хвилеводного поляризатора з діафрагмами з використанням FEM в частотній області. На цих рисунках ми можемо порівняти результати, отримані з використанням грубої тетрагональної сітки з 20 000 комірок, з результатами, отриманими з використанням середньої сітки з 100 000 тетраедрами, і з результатами, розрахованими з використанням щільною тетрагональної сітки від 200 000 комірок.

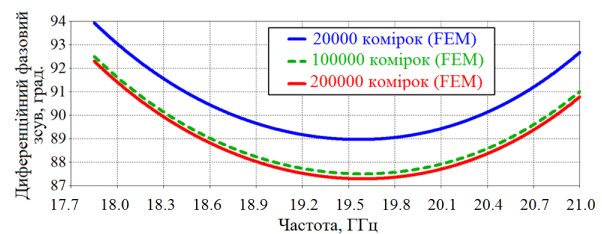


Рис. 6. Залежність диференційного фазового зсуву поляризатора від частоти для різної кількості комірок тетрагональної сітки, які використовуються в FEM у частотній області

Табл. 1 Залежність характеристик оптимального поляризатора та часу розрахунку від кількості комірок тетрагональної сітки у методі скінченних елементів (FEM)

Кількість тетрагональних комірок сітки	Час обчислень FEM, сек.	Максимальний КСХН	Диференційний фазовий зсув, град.	Коефіцієнт еліптичності, дБ	КПР, дБ
20 000	28	1.136	$90^\circ \pm 3.95^\circ$	0.60	29.2
40 000	46	1.134	$90^\circ \pm 3.11^\circ$	0.47	31.3
60 000	64	1.133	$90^\circ \pm 2.77^\circ$	0.42	32.3
80 000	76	1.133	$90^\circ \pm 2.62^\circ$	0.40	32.8
100 000	100	1.132	$90^\circ \pm 2.51^\circ$	0.39	33.1
120 000	117	1.132	$90^\circ \pm 2.55^\circ$	0.39	33.0
140 000	139	1.132	$90^\circ \pm 2.60^\circ$	0.40	32.8
160 000	172	1.132	$90^\circ \pm 2.65^\circ$	0.40	32.7
180 000	205	1.132	$90^\circ \pm 2.69^\circ$	0.41	32.6
200 000	227	1.132	$90^\circ \pm 2.70^\circ$	0.41	32.5

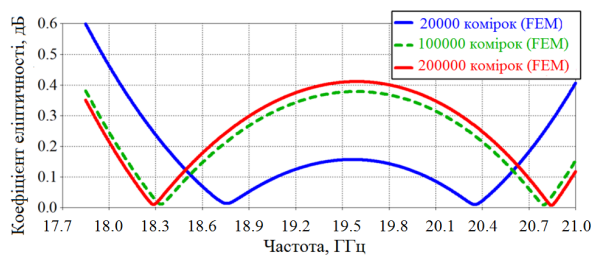


Рис. 7. Залежність коефіцієнта еліптичності розробленого поляризатора від частоти для різної кількості комірок тетрагональної сітки, що використовуються в FEM у частотній області

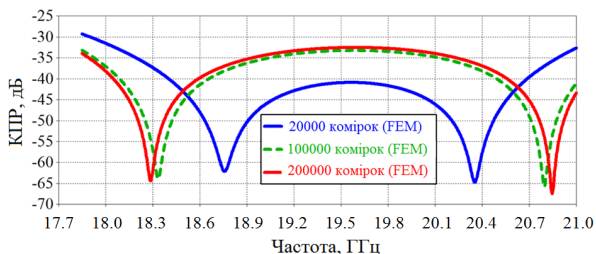


Рис. 8. Залежність КПР від частоти для різної кількості комірок тетрагональної сітки, які використовуються в FEM в частотній області для розробленого поляризатора

Як бачимо, на рис. 6-8 чисельні результати сходяться дуже швидко при збільшенні кількості комірок тетрагональної сітки від 20 000 до 100 000. Подальше збільшення кількості комірок сітки від 100 000 до 200 000 призводить до набагато більш повільної зміни фазових та поляризаційних характеристик.

Отже, необхідно використовувати більш 120 000 комірок тетрагональної сітки на обсяг конструкції, якщо розрахунок коефіцієнта еліптичності поляризатора та КПР виконується за допомогою FEM в частотній області з необхідною точністю 0,2 дБ. У разі застосування FEM з 120 000 комірок тетрагональної

сітки час розрахунку на персональному комп'ютері, використовуваному для чисельного аналізу, становить 100 секунд.

5 Чисельне моделювання хвильоводного поляризатора на діафрагмах з використанням FDTD з різною кількістю комірок сітки

В цьому розділі результати чисельного моделювання з використанням FDTD були отримані для кількості комірок гексагональної сітки від 100 000 до 1 500 000. Крок збільшення сітки становив 100 000 комірок сітки. Розраховані за допомогою FDTD електромагнітні характеристики поляризатора на основі квадратного хвильоводу з діафрагмами в залежності від кількості комірок гексагональної сітки та часу розрахунку показані у табл. 2.

Аналіз таблиці 2 показує, що час обчислень залежить від кількості комірок гексагональної сітки, які використовуються в FDTD, приблизно як лінійна функція. Збіжність КСХН відбувається дуже швидко. Це пояснюється хорошою конформністю декартової гексагональної сітки, яка використовується в FDTD, структурі поляризатора на основі квадратного хвильоводу з діафрагмами. Таким чином, розрахунок КСХН мікрохвильових пристроїв, чия структура є конформною відносно декартових координатних сіток, за допомогою методу FDTD є високоточним навіть при застосуванні не густих гексагональних сіток. На грубій сітці максимальний рівень КСХН становить 1,134, і він швидко сходиться до значення 1,132. Таким чином, у міру того, як гексагональна сітка стає більш щільною, максимальний рівень КСХН трохи зменшується.

Табл. 2 Залежність характеристик поляризатора та часу розрахунку від кількості комірок гексагональної сітки у методі FDTD

Кількість комірок гексагональної сітки	Час обчислень FDTD, сек.	Максимальний КСХН	Диференційний фазовий зсув, град.	Коефіцієнт еліптичності, дБ	КПР, дБ
100 000	24	1.134	$90^\circ \pm 3.43^\circ$	0.52	30.5
200 000	34	1.132	$90^\circ \pm 3.06^\circ$	0.46	31.5
300 000	57	1.132	$90^\circ \pm 2.85^\circ$	0.43	32.1
400 000	79	1.132	$90^\circ \pm 2.66^\circ$	0.40	32.7
500 000	95	1.132	$90^\circ \pm 2.58^\circ$	0.39	32.9
600 000	118	1.132	$90^\circ \pm 2.54^\circ$	0.39	33.1
700 000	144	1.132	$90^\circ \pm 2.52^\circ$	0.38	33.1
800 000	165	1.132	$90^\circ \pm 2.51^\circ$	0.38	33.1
900 000	194	1.132	$90^\circ \pm 2.50^\circ$	0.38	33.2
1 000 000	219	1.132	$90^\circ \pm 2.55^\circ$	0.39	33.1
1 100 000	243	1.132	$90^\circ \pm 2.56^\circ$	0.39	33.0
1 200 000	267	1.132	$90^\circ \pm 2.58^\circ$	0.39	33.0
1 300 000	293	1.132	$90^\circ \pm 2.59^\circ$	0.39	32.9
1 400 000	304	1.132	$90^\circ \pm 2.61^\circ$	0.40	32.8
1 500 000	322	1.132	$90^\circ \pm 2.63^\circ$	0.40	32.8

З табл. 2 бачимо, що на грубих сітках розрахунок диференційного фазового зсуву, коефіцієнта еліптичності та КПР хвильоводного поляризатора з діафрагмами є неточним. Хоча розроблена конструкція поляризатора забезпечує необхідний КПР більше 32 дБ, результати розрахунків FDTD на грубих сітках від 100 000 до 200 000 комірок гексагональної сітки передбачають КПР на рівнях 30-31 дБ.

Як бачимо з табл. 2, збільшення кількості комірок гексагональної сітки від 100 000 до 900 000 призводить до зменшення коефіцієнта еліптичності поляризатора з 0,52 дБ до 0,38 дБ та одночасного збільшення його КПР з 30,5 дБ до 33,2 дБ. Подальше збільшення кількості комірок гексагональної сітки з 900 000 до 1 500 000 призводить до невеликого збільшення коефіцієнта еліптичності розробленого поляризатора з 0,38 дБ до 0,40 дБ та одночасного зниження його КПР з 33,2 дБ до 32,8 дБ.

На рис. 9-11 представлені результати чисельного розрахунку фазових та поляризаційних характеристик розробленого квадратного хвильоводного поляризатора з діафрагмами методом FDTD. На цих рисунках ми можемо порівняти результати, отримані з використанням грубої шестигранної сітки з 100 000 комірок, з результатами, отриманими з використанням середньої сітки з 800 000 тетраедрами, і з результатами, розрахованими з використанням щільної гексагональної сітки з 1 500 000 комірок.

На рис. 9-11 видно, що чисельні результати дуже швидко сходяться при збільшенні кількості комірок гексагональної сітки від 100 000 до 800 000. Подальше збільшення кількості комірок гексагональної сі-

тки з 800 000 до 1 500 000 призводить до набагато більш повільної зміни фазових та поляризаційних характеристик.

Отже, необхідно використовувати більш 1 200 000 комірок гексагональної сітки на обсяг конструкції, якщо розрахунок коефіцієнта еліптичності поляризатора та КПР виконується методом FDTD з необхідною точністю 0,2 дБ. У разі застосування методу FDTD з 1 200 000 комірок гексагональної сітки час розрахунку на персональному комп'ютері, використовуваному для чисельного аналізу, становить 165 секунд.

Нарешті, можна порівняти кількісні показники методів FEM і FDTD для розрахунку характеристик поляризатора на основі квадратного хвильоводу з діафрагмами. Для цього ми об'єднуємо і аналізуємо кілька рядків табл. 1 і 2, що містять результати, розраховані на одному персональному комп'ютері, в нову табл. 3.

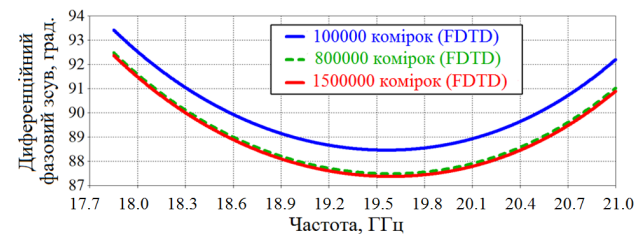


Рис. 9. Залежність диференційного фазового зсуву від частоти для хвильоводного поляризатора з діафрагмами залежно від частоти для різної кількості комірок гексагональної сітки, які використовуються в методі FDTD

Табл. 3 Порівняння методів FEM та FDTD для розрахунку характеристик квадратного хвильоводного поляризатора із діафрагмами

Час розрахунків FEM, сек.	Час розрахунків FDTD, сек.	Кількість комірок тетрагональної сітки	Кількість комірок гексагональної сітки	Коефіцієнт еліптичності, дБ	КПР, дБ
100	219	100 000	1 000 000	0.39	33.1
117	243	120 000	1 100 000	0.39	33.0
139	304	140 000	1 400 000	0.40	32.8

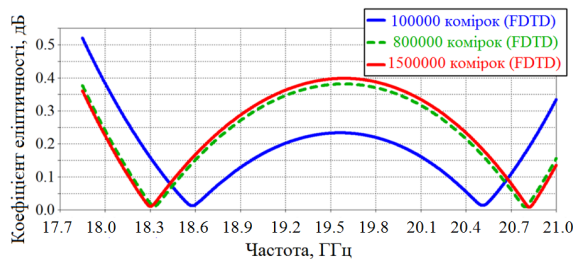


Рис. 10. Залежність коефіцієнта еліптичності від частоти хвильоводного поляризатора з діафрагмами для різного числа комірок гексагональної сітки, які використовуються в методі FDTD

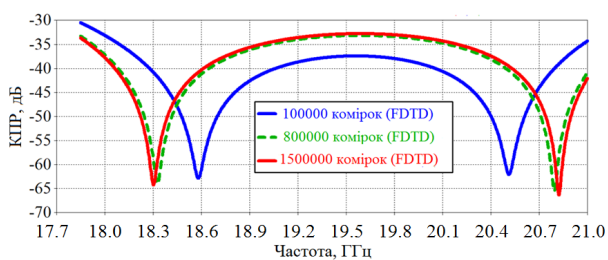


Рис. 11. Залежність КПР від частоти для хвильоводного поляризатора з діафрагмами для різної кількості комірок гексагональної сітки, які використовуються в методі FDTD

Із Таблиці 3 видно, що при тій же точності розрахунку фазових та поляризаційних характеристик НВЧ хвильоводних пристроїв час обчислень, необхідний для FEM в частотній області, більш ніж в 2 рази менше, ніж час, необхідний для методу FDTD. Крім того, відповідна кількість комірок тетрагональної сітки в FEM в 10 разів менше, ніж кількість комірок гексагональної сітки в методі FDTD. Це призводить до зниження вимог до пам'яті комп'ютера, необхідної для розрахунків. Отже, метод FEM в частотній області, в якому застосовується тетрагональна сітка, більш ефективний, ніж метод FDTD для розрахунку електромагнітних характеристик сучасних хвильоводних поляризаторів та інших мікрохвильових пристроїв.

Висновки

У виконаному дослідженні проведено порівняння двох сучасних ефективних методів чисельного

аналізу мікрохвильових пристроїв: методу скінченних елементів (FEM) в частотній області і методу скінченних різниць у часовій області (FDTD). Обидва чисельні методи були використані для розрахунку характеристик узгодження та поляризаційних характеристик НВЧ хвильоводних поляризаторів з діафрагмами для супутникових антенних систем.

Було виявлено, що необхідно використовувати більш 120 000 комірок тетрагональної сітки на обсяг конструкції поляризатора, якщо розрахунок кросполяризаційної розв'язки виконується методом FEM в частотній області з необхідною точністю 0,2 дБ. Якщо розрахунок поляризаційних характеристик виконується методом FDTD з необхідною точністю 0,2 дБ, то необхідно використати більше 1 200 000 комірок гексагональної сітки на весь обсяг структури.

Час обчислень, необхідний для FEM у частотній області, більш ніж в 2 рази менший, ніж відповідний час, необхідний для розрахунку методом FDTD. Встановлено, що відповідна кількість комірок тетрагональної сітки у методі FEM в 10 разів менше, ніж необхідна кількість комірок гексагональної сітки у методі FDTD.

Отже, метод FEM в частотній області, в якому використовується тетрагональна сітка, більш ефективний, ніж метод FDTD для розрахунку фазових та поляризаційних характеристик сучасних хвильоводних поляризаторів та інших мікрохвильових пристроїв різного призначення.

Подальші дослідження повинні бути зосереджені на порівнянні чисельних методів з методом інтегральних рівнянь та іншими аналітичними методами для розрахунку пристроїв НВЧ та антен.

References

- [1] Virone G., Tascone R., Peverinin O. A., Addamo G., Orta R. (2008). Combined-phase-shift waveguide polarizer. *IEEE Microwave and Wireless Comp. Letters*, Vol. 18, Iss. 8, pp. 509–511. DOI:10.1109/LMWC.2008.2001005.
- [2] Yang D.-Y., Lee M.-S. (2012). Analysis and Design of Waveguide Iris Polarizers for Rotation of Polarization Plane. *Journal of the Korea Academia-Industrial cooperation Society*, Vol. 13, no. 7, pp. 3201-3206. DOI: 10.5762/KAIS.13.7.3201.

- [3] Dubrovka F. F., Piltyay S. I. (2013). A novel wideband coaxial polarizer. *2013 IX International Conference on Antenna Theory and Techniques*, Odessa, Ukraine, pp. 473–474. DOI:10.1109/ICATT.2013.6650816.
- [4] Piltyay S. I. (2017). High performance extended C-band 3.4-4.8 GHz dual circular polarization feed system. *2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques*, Kyiv, Ukraine, pp. 284–287. DOI:10.1109/ICATT.2017.7972644.
- [5] Piltyay S. I., Sushko O. Yu., Bulashenko A. V. and Demchenko I. V. (2020). Compact Ku-band iris polarizers for satellite telecommunication systems. *Telecommunications and Radio Engineering*, Vol. 79, Iss.19, pp. 1673–1690. DOI:10.1615/TelecomRadEng.v79.i19.10.
- [6] Piltyay S.I., Bulashenko A.V., Demchenko I.V. (2020). Waveguide iris polarizers for Ku-band satellite antenna feeds. *Journal of Nano- and Electronic Physics*, Vol. 12, Iss. 5, pp. 05024-1–05024-5. DOI: 10.21272/jnep.12(5).05024.
- [7] Bulashenko A.V., Piltyay S. I. and Demchenko I. V. (2020). Optimization of a polarizer based on a square waveguide with irises. *Naukotiemni tekhnolohii [Science-Based Technologies]*, Vol. 47, Iss. 3. pp. 287–297. [In Ukrainian]. DOI:10.18372/2310-5461.47.14878.
- [8] Wang X., Huang X. and Jin X. (2016). Novel square/rectangle waveguide septum polarizer. *2016 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*, Nanjing, China, p. 725–726. DOI:10.1109/ICUWB.2016.7790510.
- [9] Nikolic N., Weily A., Kekic I., Smith S. L. and Smart K. W. (2018). A septum polarizer with integrated square to circular tapered waveguide. *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Boston, USA, p. 725–726. DOI:10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608909.
- [10] Deutschmann B. and Jacob A. F. (2020). Broadband septum polarizer with triangular common port. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 68, Iss. 2, pp. 693–700. DOI:10.1109/TMTT.2019.2951138.
- [11] Dubrovka F., Piltyay S., Sushko O., Dubrovka R., Lytvyn M. and Lytvyn S. (2020). Compact X-band stepped-thickness septum polarizer. *IEEE Ukrainian Microwave Week*, Kharkiv, Ukraine, pp. 135–138. DOI:10.1109/UkrMW49653.2020.9252583.
- [12] Dubrovka F., Martunyuk S., et al. (2020). Circularly Polarised X-band H11- and H21-modes Antenna Feed for Monopulse Autotracking Ground Station: Invited Paper. *IEEE Ukrainian Microwave Week*, Kharkiv, Ukraine, pp. 196–202. DOI:10.1109/UkrMW49653.2020.9252600.
- [13] Cano J. L. and Mediavilla A. (2020). Broadband septum polarizer with triangular common port. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, early access, pp. 1–10. DOI:10.1109/TMTT.2020.3030639.
- [14] Mohseni S. H., Kashani F. H. and Fallah M. (2010). A New Profile for Metal Post Circular Waveguide Polarizer. *Progress in Electromagnetics Research Symposium Proceedings*, Cambridge, USA, pp. 703–705.
- [15] Chittora A. and Yadav S. V. (2020). A Compact Circular Waveguide Polarizer with Higher Order Mode Excitation. *IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies*, Bangalore, India, pp. 1–4. DOI:10.1109/CONECCT50063.2020.9198499.
- [16] Zubko L. D., Kryzhanovsky V. G. and Rassokhina Yu. V. (1997). Analiz poljarizatora na nereguljarnom G-volnovode [Analysis of a polarizer based on an irregular Γ -shaped waveguide]. *Radio Engineering and electronics*, Vol.42, Iss. 8, pp. 904-909. [In Russian].
- [17] Manshari S., Koziel S. and L. Leifsson (2020). Compact Dual-Polarized Corrugated Horn Antenna for Satellite Communication. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 68, Iss. 7, pp. 5122–5129. DOI:10.1109/TAP.2020.2980337.
- [18] Dubrovka F. F. and Piltyay S. I. (2017). Novel high performance coherent dual-wideband orthomode transducer for coaxial horn feeds. *2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*, Kyiv, Ukraine, pp. 277–280. DOI:10.1109/ICATT.2017.7972642.
- [19] Jazani G. and Pirhadi A. (2018). Design of dual-polariswd (RHCP/LHCP) quad-ridged horn antenna with wideband septum polarizer waveguide feed. *IET Microwaves, Antennas & Propagations*, Vol. 12, Iss.9, pp. 1541–1545. DOI:10.1049/iet-map.2017.0611.
- [20] Piltyay S. I. (2014). Enhanced C-band Coaxial Orthomode Transducer. *Visnyk NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika, Radioaparotobuduvannia*, Vol. 58, pp. 27–34. DOI:10.20535/RADAP.2014.58.27-34.
- [21] Piltyay S. I. (2012) Numerically effective basis functions in integral equation technique for sectoral coaxial ridged waveguides, *2012 International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory*, Kharkiv, Ukraine, pp. 492–495. DOI: 10.1109/MMET.2012.6331195.
- [22] Dubrovka F. F. and Piltyay S. I. (2013). Eigenmodes analysis of sectoral coaxial ridged waveguides by transverse field-matching technique. Part 2. Results. *Visnyk NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika, Radioaparotobuduvannia*, Vol. 55, pp. 13–23. DOI: 10.20535/RADAP.2013.55.13-23.
- [23] Zhao C., Fumeaux C. (2019). Mode-Matching Analysis of Phase Shifter in Substrate-Integrated Waveguide Technology. *2019 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM)*, Shanghai, China. DOI: 10.1109/COMPEM.2019.8779223.
- [24] Yang Y.-M., Yuan C.-W., Cheng G.-X., Qian B.-L. (2015). Ku-band Rectangular Waveguide Wide Side Dimension Adjustable Phase Shifter. *IEEE Transactions on Plasma Science*, Vol. 43, Iss. 5, pp. 1666–1669. DOI: 10.1109/TPS.2014.2370074.
- [25] Zhang Q., Yan C., Liu L. (2016). Studies on mechanical tunable waveguide phase shifters for phased-array antenna applications. *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST)*, Waltham, USA. DOI: 10.1109/TPS.2016.7832555.
- [26] Al-Amoodi K., Mirzavand R., Honari M. M., Melzer J., Elliott D. G, Mousavi P. (2020). A Compact Substrate Integrated Waveguide Notched-Septum Polarizer for 5G Mobile Devices. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 19, Iss. 12, pp. 2517–2521. DOI: 10.1109/LAWP.2020.3038404.
- [27] Bulashenko A. V. (2020) Evaluation of D2D Communications in 5G networks. *Visnyk NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika, Radioaparotobuduvannia*, Vol. 81, pp. 21–29. [In Ukrainian]. DOI: 10.20535/RADAP.2020.81.21-29.
- [28] Bulashenko A. V., Piltyay S. I. (2020). Equivalent Microwave Circuit Technique for Waveguide Iris Polarizers Development. *Visnyk NTUU KPI Seriiia – Radiotekhnika, Radioaparotobuduvannia*, Vol. 83, pp. 17–28, DOI: 10.20535/RADAP.2020.83.17-28.

- [29] Piltyay S. I., Bulashenko A. V., Demchenko I. V. (2020). Compact polarizers for satellite information systems. *Proceedings of IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology*, Kharkiv, Ukraine.
- [30] Bulashenko A. V., Piltyay S. I., Demchenko I. V. (2020). Analytical technique for iris polarizers development. *Proceedings of IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology*, Kharkiv, Ukraine.
- [31] Piltyay S. I., Bulashenko A. V., Demchenko I. V. (2020). Analytical synthesis of waveguide iris polarizers. *Telecommunications and Radio Engineering*, Vol. 79, Iss. 18, pp. 1579–1597. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v79.i18.10.
- [32] Zhu B., Chen J., Zhong W. (2011). A hybrid finite-element/finite-difference method with implicit-explicit time stepping scheme for Maxwell's equations. *IEEE International Conference on Microwave Technology and Computational Electromagnetics (ICMTCE)*, Beijing, China, pp. 481–484. DOI: 10.1109/ICMTCE.2011.5915564.
- [33] Classen C., Bandlow B. and Schuhmann R. (2012). Local Approximation Based Material Averaging Approach in the Finite Integration Technique*. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 48, Iss. 6, pp. 2097–2100, June 2012, doi: 10.1109/TMAG.2012.2197131.
- [34] Šekeljić N. J., Ilić M. M. and Notaroš B. M. (2013). Higher Order Time-Domain Finite-Element Method for Microwave Device Modeling with Generalized Hexahedral Elements. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 61, No. 4, pp. 1425–1434. DOI: 10.1109/TMTT.2013.2246186.
- [35] Marechal Y., Ramdane B. and Botelho D. P. (2014). Computational Performances of Natural Element and Finite Element Methods. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 50, Iss. 2. DOI: 10.1109/TMAG.2013.2285259.
- [36] Sakata T., Mifune T., Matsuo T. (2016). Optimal subgrid connection for space-time finite integration technique. *IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation*. DOI: 10.1109/CEFC.2016.7816159.
- [37] Sakata Y., Mifune T., Matsuo T. (2017). Optimal Subgrid Connection for Space-Time Finite Integration Technique. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 53, Iss. 6. DOI: 10.1109/TMAG.2017.2655626.
- [38] Liu N., Cai G., Zhu C., Huang Y., Liu Q. H. (2015). The Mixed Finite Element Method With Mass Lumping for Computing Optical Waveguide Modes. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, Vol. 22, Iss. 2. DOI: 10.1109/JSTQE.2015.2473689.
- [39] Sun Q., Zhang R., Zhan Q., Liu Q. H. (2019). 3-D Implicit–Explicit Hybrid Finite Difference/Spectral Element/Finite Element Time Domain Method Without a Buffer Zone. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 67, Iss. 8, pp. 5469–5476. DOI: 10.1109/TAP.2019.2913740.
- [40] Xu J. and Xie G. (2019). A Novel Hybrid Method of Spatially Filtered FDTD and Subgridding Technique. *IEEE Access*, Vol. 7, pp. 85622–85626. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2925835.
- [41] Kazemzadeh M., Xu W., Broderick N. G. R. (2020). Faster and More Accurate Time Domain Electromagnetic Simulation Using Space Transformation. *IEEE Photonics Journal*, Vol. 12, Iss. 4, pp. 1–13. DOI: 10.1109/JPHOT.2020.3005704.
- [42] Kazemzadeh M. R., Broderick N. G. R., Xu W. (2020). Novel Time-Domain Electromagnetic Simulation Using Triangular Meshes by Applying Space Curvature. *IEEE Open Journal on Antennas and Propagation*, Vol. 1, pp. 387–395. DOI: 10.1109/OJAP.2020.3011920.

Числовая эффективность методов FEM и FDTD при моделировании волноводных поляризаторов

Пильтяй С. И., Булашенко А. В., Гергиль Е. Е.

Сегодня для численного моделирования процессов распространения электромагнитных волн в разных устройствах СВЧ и антенных системах во временной области наиболее часто используют метод конечных разностей (Finite Difference Time Domain, FDTD), а в частотной области применяют метод конечных элементов (Finite Element Method, FEM). Следовательно, сравнение этих эффективных современных методов расчета является актуальной задачей. В настоящее время существует большое количество разновидностей этих численных методов, которые имеют свои преимущества и недостатки. В статье представлены результаты анализа и сравнения этих двух методов на примере моделирования электромагнитных характеристик поляризатора на основе квадратного волновода с пятью диафрагмами. В результате было получено, что сходимость коэффициента стоячей волны по напряжению для разработанного поляризатора является быстрой для обоих методов. Кроме того, было получено, что сходимость характеристик дифференциального фазового сдвига, коэффициента эллиптичности и кроссполяризационной развязки разработанного микроволнового устройства оказались значительно чувствительнее к используемому количеству ячеек сетки. Это количество было получено путем адаптивного разделения внутреннего объема структуры устройства на ячейки сетки. При применении метода конечных элементов в частотной области с необходимой точностью расчета поляризационных характеристик разработанного волноводного поляризатора на диафрагмах, равной 0,2 дБ, было установлено, что на весь объем конструкции поляризатора необходимо использовать не менее 120 000 ячеек адаптивной тетрагональной сетки. При применении метода конечных разностей во временной области с необходимой точностью расчета поляризационных характеристик разработанного волноводного поляризатора на диафрагмах, равной 0,2 дБ, было установлено, что на весь объем структуры поляризатора необходимо использовать не менее 1 200 000 ячеек гексагональной сетки. Кроме того, в статье установлено, что время вычислений методом конечных разностей во временной области более чем в 2 раза больше, чем соответствующее время, необходимое для расчета методом конечных элементов в частотной области. При этом соответствующее количество ячеек гексагональной сетки в методе конечных разностей во временной области в 10 раз больше, чем количество ячеек тетрагональной сетки, необходимое в методе конечных элементов в частотной области.

Ключевые слова: FDTD; FEM; FIT; сходимость; микроволновые устройства; волноводный поляризатор;

поляризатор с диафрагмами; спутниковые информационные системы; дифференциальный фазовый сдвиг; кроссполяризационная развязка

Numerical Performance of FEM and FDTD Methods for the Simulation of Waveguide Polarizers

Piltyay S. I., Bulashenko A. V., Herhil Y. Y.

Nowadays, method of finite differences (FDTD) is most frequently applied for the numerical simulation of the processes of electromagnetic waves propagation in various microwave devices and antenna systems in the time domain, while in the frequency domain the finite elements method (FEM) is the most used one. Therefore, the comparison of these effective modern calculation methods is an urgent problem. Currently, there are many modifications of these numerical methods, which possess their own strengths and weaknesses. This article presents the results of the analysis and comparison of these two methods on the example of modeling of the electromagnetic characteristics of a polarizer based on a square waveguide with five irises. As a result, it was found that the convergence of the voltage standing wave ratio of the developed polarizer is fast for both methods. In addition, it was obtained that the convergence of the characteristics of differential phase shift, axial ratio and crosspolar discrimination of the developed microwave device are much more sensitive to the number of applied

mesh cells. This number of mesh cells was obtained by the adaptive dividing of the inner structure's volume of the device. It was found that it is necessary to use not less than 120 000 cells of the adaptive tetrahedral mesh on the whole volume of the polarizer's structure in the case of finite elements method in the frequency domain utilization with the required accuracy of calculation of the polarization characteristics of the developed waveguide polarizer with irises, which is equal to 0.2 dB. It was obtained that it is required to use not less than 1200 000 cells of the hexahedral mesh on the whole volume of the polarizer's structure in the case of finite difference time domain method application with the required accuracy of calculation of the polarization characteristics of the developed waveguide polarizer with irises, which is equal to 0.2 dB. In addition, in the article we have revealed that the computation time of the finite difference time domain method is more than 2 times longer than the corresponding time required for the calculation using finite elements method in the frequency domain. In this case the corresponding number of hexahedral mesh cells in the finite difference time domain method is 10 times greater than the number of tetrahedral mesh cells required in the finite elements method in the frequency domain.

Key words: FDTD; FEM; FIT; convergence; microwave devices; waveguide polarizer; iris polarizer; satellite information systems; differential phase shift; crosspolar discrimination