

УДК 681.7.068

Ємельяненко Б. М.

ФАЗООБЕРТАЧ 3-ММ ДІАПАЗОНУ НА ДЗЕРКАЛЬНОМУ ДІЕЛЕКТРИЧНОМУ ХВИЛЕВОДІ

Ємельяненко Б. М. Фазообертач 3-мм діапазону на дзеркальному діелектричному хвилеводі. Застосовано, узагальнено і модифіковано метод ефективної діелектричної проникності для розрахунку характеристик фазообертача на дзеркальному діелектричному хвилеводі у 3-мм діапазоні довжин хвиль. В пакеті моделювання НВЧ тривимірних структур CST Microwave Studio вирішена задача оптимізації характеристик фазообертача міліметрового діапазону на дзеркальному діелектричному хвилеводі у діапазоні частот 90-100 ГГц. Результати оптимізації експериментально підтверджені.

Ключові слова: ФАЗООБЕРТАЧ, ДЗЕРКАЛЬНИЙ ДІЕЛЕКТРИЧНИЙ ХВИЛЕВІД, МІЛІМЕТРОВИЙ ДІАПАЗОН, МОДЕЛЮВАННЯ

Ємельяненко Б. Н. Фазовращатель 3-мм диапазона на зеркальном диэлектрическом волноводе. Применен, обобщен и модифицирован метод эффективной диэлектрической проницаемости для расчета характеристик фазовращателя на зеркальном диэлектрическом волноводе в 3-мм диапазоне длин волн. В пакете моделирования СВЧ трехмерных структур CST Microwave Studio решена задача оптимизации характеристик фазовращателя миллиметрового диапазона на зеркальном диэлектрическом волноводе в диапазоне частот 90 – 100 ГГц. Результаты оптимизации экспериментально подтверждены.

Ключевые слова: ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ, ЗЕРКАЛЬНЫЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ВОЛНОВОД, МИЛЛИМЕТРОВЫЙ ДИАПАЗОН, МОДЕЛИРОВАНИЕ

Yemelyanenko B. M. 3-mm wavelength image guide phase shifter. The effective dielectric constant method is applied, generalized and modified to determine characteristics of millimeter wave image guide phase shifter in 3-mm wavelength. Optimization problem of phase shifter in frequency range of 90 – 100 GHz is solved in CST Microwave Studio code. Results of optimization have been experimentally confirmed.

Key words: PHASE SHIFTER, IMAGE DIELECTRIC WAVEGUIDE, MILLIMETER RANGE, SIMULATING

1. Вступ. Фазообертач є важливим управляючим пристроєм, що широко застосовується у техніці міліметрового діапазону довжин хвиль (ММДХ). Зокрема, фазообертачі (ФО) для пристроїв просторової обробки сигналів систем зв'язку короткохвильової частини міліметрового діапазону хвиль (КВЧММДХ) повинні мати малі втрати при значній, не менше 180 град., величині зсуву фази у робочому діапазоні частот. Оскільки у КВЧММДХ у якості основи радіотехнічних пристроїв доцільно використовувати дзеркальний діелектричний хвилевід (ДДХ) з малими втратами, особливий інтерес представляє моделювання, оптимізація та експериментальне дослідження ФО на ДДХ у цьому діапазоні.

Відомі різноманітні методи моделювання та оптимізації ФО на діелектричних хвилеводах (ДХ) [1...12]. У [1] описано метод точного розрахунку розподілу полів та фазових постійних відокремленого та зв'язаних ДДХ зі стрижнем, що має прямокутний перетин. Наведені результати розрахунку із застосуванням цього методу, а також результати експериментального дослідження ДХ з парафіну. У вибраній для розрахунку моделі стрижень ДДХ розміщено безпосередньо на металевій площині. Для розрахунку електромагнітних полів, що можуть поширюватися у ДДХ, область поля розділена на чотири часткових області. Повний набір рішень для поля виводиться для кожної області. Потенціальні функції визначені для чотирьох областей. Автори стверджують, що запропонований ними метод може бути прийнятий у якості надійного інструменту для визначення властивостей полів у ДДХ. Встановлена достатня відповідність результатів розрахунку та вимірювання фазових постійних у ДДХ зі стрижнем з парафіну ($\varepsilon=2,2$).

Чисельний метод, що базується на кінцевих різницях та застосовується для точного обчислення дисперсійних характеристик та розподілу поля у ДХ, описаний у роботі [2]. Проведено порівняння результатів обчислень вказаним методом з результатами, що одержані іншими методами та проаналізовано застосування обмежень методу Маркатілі. Показано, що запропонований метод є більш ефективним у порівнянні з методом кінцевих елементів, оскільки дозволяє використовувати більш дрібні комірки сітки розбиття, що є бажаним при точному обчисленні розподілу поля. У роботі проведено порівняння результатів розрахунків

із результатами, одержаними методом Маркатілі для випадку ДХ прямокутного перетину з діелектричною проникністю, величина якої перевищує діелектричну проникність оточуючого середовища. Досягнута відповідність результатів, що одержані двома методами, при розрахунках дисперсійних характеристик ДХ для хвиль низьких типів. Зроблено висновок, що оскільки на практиці ДХ застосовується у режимі роботи на хвилі основного типу, застосування методу Маркатілі є корисним.

Векторний метод варіаційних кінцевих елементів застосовано для розрахунку дисперсійних характеристик ДДХ у [3]. Проведене порівняння одержаних результатів з результатами розрахунку, що одержані із застосуванням методу Маркатілі. Встановлено, що векторний метод варіаційних кінцевих елементів у порівнянні з методом Маркатілі може дати більш точні результати для хвиль, що поширюються у ДДХ, поблизу частоти відсічки, а також і для хвиль E_{12}^x та E_{21}^y , що є майже виродженими.

Для аналізу екранованого ДДХ у роботі [4] автори використали концепцію від'ємної ефективної діелектричної проникності у комбінації із методом ефективної діелектричної проникності (ЕДП). У результаті дослідження ДДХ показано, що використаний підхід забезпечує достатню точність результатів і може використовуватися для пояснення механізму поширення хвиль вищих типів у ДДХ.

У [5] приведені результати дослідження ФО на ДДХ, що перестроюється. Зміна значення постійної поширення забезпечується за допомогою рухомої металевої пластини, що встановлена паралельно до металевої площини основи ДДХ. Результати розрахунку використані при проектуванні ФО у діапазоні частот 26-38 ГГц. Встановлена відповідність результатів обчислень з експериментом. Авторами [5] був застосований метод гібридно-модового (hybrid-mode) аналізу для розрахунку дисперсійних характеристик фазообертача на ДДХ [1]. Проведення розрахунків не передбачало обчислення втрат у такому фазообертачі. Аналіз проводився з урахуванням застосування для ДДХ матеріалу RT-Duroid з відносною діелектричною проникністю $\epsilon_r=10,5$. Ширина ДДХ склала 3,0 мм, а його висота – 1,27 мм. Діаметр металевого диску елемента управління ФО склав 6,0 мм. При проведенні експерименту встановлено, що у діапазоні частот 26-38 ГГц втрати становлять 2 дБ. Вони включають втрати у ДДХ та втрати на переходах від прямокутного хвилеводу (ПХ) на ДДХ. На частоті 35 ГГц величина зсуву фази склала 100 град. при віддаленні управляючої пластини від ДДХ на 1 мм.

Одержані у [5] результати використані при створенні антенної решітки на ДДХ з керованим променем [6]. Приведені результати експериментального дослідження антени міліметрового діапазону у інтервалі частот 26- 34 ГГц. У якості матеріалу для виготовлення антени використано RT- Duroid.

Метод аналізу та оптимізації ФО, що управляється за допомогою п'єзоелектричного управляючого елемента (piezoelectric transducer – PЕТ) представлено у роботі [7]. Для аналізу багаточислової мікросмужкової структури PЕТ – керованого ФО виведено еквівалентні рівняння для розрахунку зсуву фази та втрат. Результати аналізу підтверджені експериментально та із застосуванням методу моментів. На частоті 40 ГГц ФО має втрати, що становлять 4 дБ при зсуві фази до 480 град. У [8] розглянуто різновиди методу електромеханічного перестроювання у мікрохвильових пристроях, що передбачають застосування PЕТ.

У роботі [9] досліджувався оптично керований ФО міліметрового діапазону на ДДХ зі стрижнем із напівпровідникового матеріалу. Його аналіз базувався на застосуванні методу ЕДП. Представлені результати чисельного аналізу ДДХ зі стрижнями з кремнію та арсеніду галію у 3-мм діапазоні частот. Для використання у ДДХ для ФО запропоновано структуру з очікуваними низькими втратами, що представляє собою сандвіч «кремній на кварці». Результати розрахунків, що проведені для фазообертача на ДДХ, порівнювалися з результатами розрахунків хвилевідно-діелектричного ФО. У роботі [10] показані переваги застосування методу кінцевих різниць у частотній області (FDFD) для чисельних розрахунків постійних поширення хвиль та характеристик електромагнітних полів у ДХ у порівнянні із

методом кінцевих різниць у часовій області (FDTD). У [11] метод Маркатілі застосовано для одержання наближених співвідношень для постійних поширення хвиль у прямокутному хвилеводі. У роботі [12] дисперсійні рівняння об'ємних типів хвиль та поверхневих типів хвиль у прямокутному хвилеводі з напівпровідниковим метаматеріалом виведені із застосуванням модифікованого методу Маркатілі.

У цій статті узагальнено та модифіковано метод ЕДП [13] для дослідження дисперсійних властивостей ДДХ для ФО з максимальним зсувом фази у 3-мм діапазоні довжин хвиль. У пакеті моделювання НВЧ тривимірних структур CST Microwave Studio (CST MWS) [14] проведено оптимізацію управління фазою сигналу у ФО на ДДХ в діапазоні частот 90-100 ГГц. Результати оптимізації експериментально підтвержені, продемонстрована можливість створення ФО на ДДХ з незначними внесеними втратами та РЕТ – фазообертача на ДДХ у діапазоні 90-100 ГГц.

2. Моделювання фазообертача на дзеркальному діелектричному хвилеводі у діапазоні частот 90-100 ГГц. Метою моделювання ФО на ДДХ у КВЧММДХ є визначення розмірів стрижня ДДХ та управляючої металеві пластини, що є найбільш прийнятними для практичного застосування у конструкції ФО за критеріями режиму роботи на хвилі основного типу, мінімальних втрат, що вносяться, величини зсуву фази не менше 180 град. у діапазоні частот 90-100 ГГц.

ФО на ДДХ містить діелектричний стрижень прямокутного поперечного перетину, що розміщений на плоскій металевій поверхні та металеву пластину, що розміщується на певному віддаленні d від діелектричного стрижня (рис. 1). Узагальнена структура ФО на ДДХ показана на рис. 2, з якого видно, що структура, показана на рис. 1, є окремим випадком узагальненої структури при $\Delta = 0$.

Дисперсійні властивості ФО на ДДХ визначалися із застосуванням моделі, що відповідає структурі, показаній на рис. 2. Допускається, що вздовж осі Z структура ФО однорідна і нескінченна. Слід відмітити, що окремими випадками задачі, що вирішуються, є визначення дисперсійних властивостей невипромінюючого ДХ або H -хвилеводу ($\Delta=0, d=0$), ДХ з прямокутним діелектричним стрижнем ($\Delta = \infty, d = \infty$), ізолюваного ДДХ ($0 < \Delta < \infty, d = \infty$).

Для аналізу дисперсійних властивостей ФО на ДДХ у рамках вибраної моделі узагальнено та модифіковано метод ЕДП [13]. При моделюванні ФО із застосуванням методу ЕДП вирішення задачі здійснюється по чергову у двох взаємно перпендикулярних плоских моделях. Черговість аналізу моделей впливає на кінцевий результат. Спочатку знаходиться рішення для моделі, одержаної заміною більшого розміру на нескінченний. Визначається одна поперечна складова хвильового вектору і вводиться ефективна діелектрична проникність, яка використовується при аналізі наступної моделі.

Дисперсійні співвідношення для хвиль E_{mn}^y та E_{mn}^x визначаються із умов неперервності тангенціальних компонентів \vec{E} та \vec{H} на границях діелектриків та умов для компонентів \vec{E} на провідних поверхнях. Для цього, перш за все, слід визначити вигляд потенціальних функцій ψ^e та ψ^h .

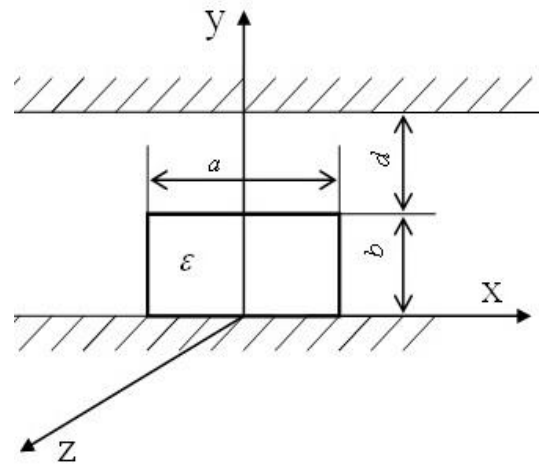


Рис. 1. Структура ФО на ДДХ

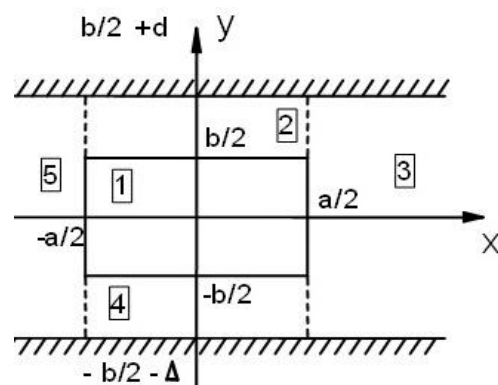


Рис. 2. Узагальнена структура ФО

На рис. 3 показана перша плоска модель з відсутністю залежності від координати x . Рівняння для визначення хвильових чисел k_y та β мають вигляд:

– для хвиль E_{mn}^y :

$$tg(k_y b) = \frac{\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \cdot \frac{k_{y2}}{k_y} \cdot th(k_{y2} d) + \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_4} \cdot \frac{k_{y4}}{k_y} th(k_{y4} \cdot \Delta)}{1 - \frac{\varepsilon_1^2}{\varepsilon_2 \varepsilon_4} \cdot \frac{k_{y2} k_{y4}}{k_y^2} \cdot th(k_{y2} \cdot d) \cdot th(k_{y4} \cdot \Delta)}, \quad (1)$$

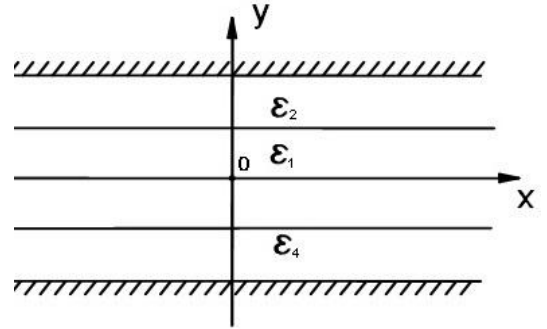


Рис. 3. Плоска модель з відсутністю залежності від координати x

$$tg(2\beta) = \frac{\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \cdot \frac{k_{y2}}{k_y} \cdot th(k_{y2} d) - \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_4} \cdot \frac{k_{y4}}{k_y} th(k_{y4} \cdot \Delta)}{1 + \frac{\varepsilon_1^2}{\varepsilon_2 \varepsilon_4} \cdot \frac{k_{y2} k_{y4}}{k_y^2} \cdot th(k_{y2} \cdot d) \cdot th(k_{y4} \cdot \Delta)}; \quad (2)$$

– та для хвиль E_{mn}^x :

$$tg(k_y b) = \frac{\frac{k_{y2}}{k_y} \cdot cth(k_{y2} \cdot d) + \frac{k_{y4}}{k_y} \cdot cth(k_{y4} \cdot \Delta)}{1 - \frac{k_{y2} k_{y4}}{k_y^2} \cdot cth(k_{y2} \cdot d) \cdot cth(k_{y4} \cdot \Delta)}, \quad (3)$$

$$tg(2\beta) = \frac{\frac{k_{y2}}{k_y} \cdot cth(k_{y2} \cdot d) - \frac{k_{y4}}{k_y} \cdot cth(k_{y4} \cdot \Delta)}{1 + \frac{k_{y2} k_{y4}}{k_y^2} \cdot cth(k_{y2} \cdot d) \cdot cth(k_{y4} \cdot \Delta)}, \quad (4)$$

де $k_1^2 = k_y^2 + k_z^2 = \varepsilon_1 k^2$, (5) $k_2^2 = -k_{y2}^2 + k_z^2 = \varepsilon_2 k^2$, (6) $k_4^2 = -k_{y4}^2 + k_z^2 = \varepsilon_4 k^2$. (7)

Для розв’язання граничних умов у моделі, що показана на рис. 4 необхідно знати значення ЕДП. Можна представити, що замість обмеженої у напрямку y структури, модель якої показана на рис. 3, існує обмежене середовище з проникністю ε_{ef} , у якому характеристики розповсюдження хвиль ті самі, тобто

$$k \sqrt{\varepsilon_{ef}} = k'_z, \text{ де } k'_z \text{ визначається з (5)...(7).} \quad (8)$$

Враховуючи (8), одержано, що

$$\varepsilon_{ef} = \varepsilon_1 - \left(\frac{k_y}{k} \right)^2. \quad (9)$$

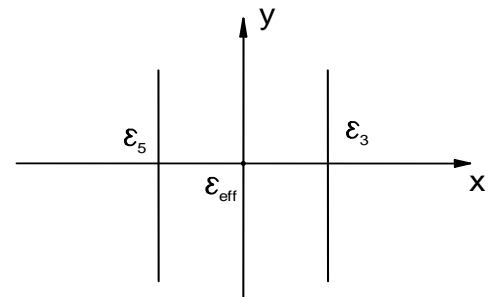


Рис. 4. Модель обмеженого середовища з проникністю ε_{ef}

Таким чином, ЕДП вводиться для того, щоб прямокутний ДХ з діелектричною проникністю стрижня ε_1 замінити плоским нескінченим у напрямку Y хвилеводом у такий спосіб, щоб його дисперсійні характеристики від цього не зазнали змін. При розгляді граничних умов на границях $x = \pm a$, з урахуванням симетрії задачі, одержані рівняння (10) для хвилі E_{mn}^y та (11) для хвилі E_{mn}^x :

$$k_x \cdot tg \left(k_x \frac{a}{2} - (m-1) \frac{\pi}{2} \right) = k_{x3}, \quad (10)$$

$$k_x \cdot tg \left(k_x \frac{a}{2} - (m-1) \frac{\pi}{2} \right) = \frac{\varepsilon_{ef}}{\varepsilon_3} k_{x3}, \quad (11)$$

З рівняння Гельмгольца після підстановки у нього $\psi_1^{e,h}(x)$, $\psi_3^{e,h}(x)$, $\psi_5^{e,h}(x)$, одержано співвідношення: $k_1^2 = k_x^2 + k_z^2 = \varepsilon_{ef} \cdot k^2$, (12) та $k_3^2 = -k_{x3}^2 + k_z^2 = \varepsilon_3 \cdot k^2$, (13)

$$k_5^2 = -k_{x5}^2 + k_z^2 = \varepsilon_5 \cdot k^2. \quad (14)$$

Якщо k_x та k_y одержані з рівнянь (1), (2) та (10) або (3), (4) та (11), постійну розповсюдження k_z можна визначити за формулою

$$k_z = \sqrt{k^2 \varepsilon_{ef} - k_x^2} = \sqrt{k^2 \varepsilon_1 - k_x^2 - k_y^2}. \quad (15)$$

Вказані співвідношення спростяться, якщо врахувати, що для ФО з управляючою металевою пластиною

$$\varepsilon_1 = \varepsilon, \quad \varepsilon_2 = \varepsilon_3 = \varepsilon_5 = 1, \quad \Delta = 0. \quad (16)$$

При проведенні комп'ютерних розрахунків розв'язання трансцендентних рівнянь здійснювалося із застосуванням методу ділення відрізка навпіл з точністю, не нижче 0,01%.

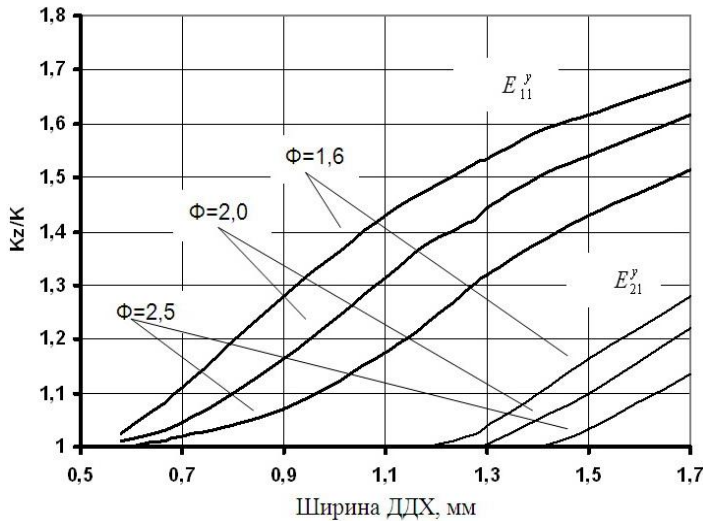


Рис. 5. Графіки залежності $\frac{k_z}{k}$ від ширини ДДХ.

Для визначення прийнятних для практичної реалізації розмірів стрижня ДДХ проведено розрахунки залежності $\frac{k_z}{k}$ від розміру a при

заданому значенні частоти. Приклад графіків таких залежностей для хвиль у-поля-ризації при різних значеннях

формату $\Phi = \frac{a}{b}$, а саме $\Phi = 1,6; 2,0;$

2,5 у ДДХ зі стрижнем із кварцового скла С5-1 з $\varepsilon = 3,78$ показано на рис. 5.

Величини встановлених інтервалів розмірів стрижнів ДДХ з кварцового скла для хвиль E_{11}^y та E_{11}^x на частоті 94 ГГц приведені в табл. 1. З таблиці видно, що найбільше уповільнення на фіксованій частоті 94 ГГц спостерігається у ДДХ з $\Phi = 1,6$. Зі збільшенням Φ величина уповільнення хвиль x - та y -поляризації зменшується, причому у хвилі E_{11}^y швидше, ніж у хвилі E_{11}^x . Тому $\frac{k_z^y}{k} > \frac{k_z^x}{k}$ при $\Phi = 1,6$ та

$\frac{k_z^y}{k} < \frac{k_z^x}{k}$ при $\Phi = 2,5$. Для ДДХ вибір розміру впливав би з умови максимального уповільнення $\frac{k_z}{k}$ у режимі роботи на хвилі основного типу.

Табл. 1

Φ	1,6	2,0	2,5
a , мм, E_{11}^y	0,69 ÷ 1,22	0,82 ÷ 1,32	0,97 ÷ 1,44
a , мм, E_{11}^x	0,67 ÷ 1,27	0,72 ÷ 1,32	0,77 ÷ 1,36

Однак, чим більшою є величина $\frac{k_z}{k}$, тим менша частка енергії електромагнітної хвилі поширюється поза стрижнем ДДХ і тим менший вплив чинить управляюча пластина ФО. Враховуючи це міркування, доцільно вибирати наступні значення розмірів стрижня ДДХ з $\varepsilon = 3,78$, на частоті $f = 94$ ГГц: $a = 1,0$ мм; 1,12 мм та $b = 0,5$ мм; 0,62 мм, відповідно.

Для визначення максимальних величин зсуву фази сигналу у діапазоні частот 89–100 ГГц для хвиль E_{11}^y та E_{11}^x , що поширюються у ДДХ, проведені розрахунки частотних залежностей уповільнення $\frac{k_z}{k}$ при різних значеннях віддалення управляючої металевої пластини від поверхні ДДХ d . Розрахунки проведені для ДДХ з кварцового скла С5-1 з розмірами стрижня $a=2b=1,0$ мм та $a=2b=1,4$ мм. Визначено значення максимального зсуву фази для хвиль E_{11}^y та E_{11}^x , що становлять 500 град./см для хвилі E_{11}^y та 300 град./см

для хвилі E_{11}^x на частоті 94 ГГц (ДДХ з розмірами стрижня $a = 2b = 1,0$ мм) при діаметрі управляючої металеві пластини 10,0 мм. Зі збільшенням поперечних розмірів стрижня ДДХ до величин $a = 2b = 1,4$ мм, зсув фази на тій же частоті зменшується до 320 град./см для хвилі E_{11}^y та 195 град./см для хвилі E_{11}^x .

Результати розрахунку залежності величини зсуву фази $\Delta\varphi$ від параметру d на фіксованій частоті сигналу одержані із застосуванням методу ЕДП, в рамках прийнятої моделі.

Як приклад, на рис. 6 показано графік залежності зсуву фази від параметру d для ДДХ з поперечними розмірами стрижня з кварцового скла С5-1, що становлять величину $a = 2b = 1,0$ мм на частоті 94 ГГц при діаметрі управляючої металеві пластини 10,0 мм.

З використанням таких графіків можна встановити необхідну для заданого зсуву фази величину віддалення пластини d на заданій частоті, а також визначити допуск на встановлення величини d , що забезпечує необхідну точність встановлення зсуву фази. Так, наприклад, для робочої частоти 94 ГГц і розмірів ДДХ $a = 2b = 1,0$ мм при $\varepsilon = 3,78$ та діаметрі управляючої пластини 10,0 мм величина зсуву фази у інтервалі (85 ÷ 95) град. досягається у інтервалі значень $d = (0,2 \div 0,22)$ мм.

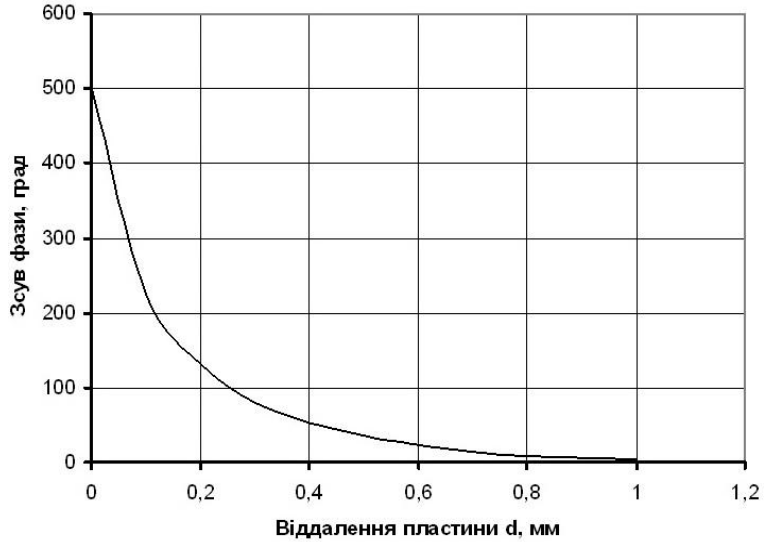


Рис. 6. Графік залежності зсуву фази $\Delta\varphi$ від параметру d

Втрати у ФО на ДДХ виникають через наявність втрат у матеріалі діелектричного стрижня ДДХ (діелектричні втрати), втрат провідності у металевій основі ДДХ та металевій управляючій пластині ФО, втрат, що обумовлені розсіянням електромагнітних хвиль, що поширюються у ДДХ через наявність управляючої пластини та втрат на випромінювання хвиль вищих типів (ХВТ). Розрахунок втрат у ФО на ДДХ базується на розрахунку втрат провідності та діелектричних втрат без урахування втрат розсіяння та втрат на випромінювання ХВТ. Коефіцієнт втрат провідності та діелектричних втрат α_l визначається наступним співвідношенням:

$$\alpha_l = \frac{\sum_{\nu} R_s \int_l |\bar{n} \times \bar{H}|^2 dl + \sum_{\nu} \frac{\pi \varepsilon_{\nu} \operatorname{tg} \delta_{\nu}}{\lambda_0 w_{\nu}} \int_{S_{\nu}} |\bar{E}_{\nu}|^2 dS}{2 \sum_{\nu} \int_{S_{\nu}} |\bar{E} \times \bar{H}| dS}, \quad (17)$$

де $R_s = \sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu / \sigma}$ – опір металевих поверхонь, f – поточне значення частоти, μ – магнітна проникність, σ – провідність; $w_{\nu} = \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \mu_{\nu}}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{\nu}}}$ – хвильовий опір середовища у ν -й області структури ФО на ДДХ.

Співвідношення (17) відображує суму втрат потужності, що обумовлені втратами провідності та діелектричними втратами (P_l), що віднесені до повної потужності хвилі (P_t).

При цьому має місце співвідношення $\frac{P_l}{P_t} = 1 - e^{-2\alpha\Delta z} \approx 2\alpha\Delta z$. (18)

Потужність, що проходить через хвилевід, визначається інтегруванням вектора Умова-Пойнтінга по всьому поперечному перетину хвилеводу, беручи до уваги компоненту цього вектора, що спрямована вздовж осі хвилеводу. Інтегрування повинно проводитися по перетину областей v , що визначаються координатами x та y . Для розрахунку використовуються одержані методом Маркатілі [3] значення $\psi_v^{e,h}$, що залежать одночасно від двох координат.

У співвідношеннях, що приводяться у подальшому для спрощення запису результатів інтегрування, використовуються позначення $f_{x\pm}$, $f_{y\pm}$, $P_{\pm}^{x,y}$, $q_{\pm}^{x,y}$ (див. (19)...(24)):

$$f_{x\pm} = k_x a \pm \sin(k_x a) \cdot \cos(\pi(m-1)); \quad (19) \quad f_{y\pm} = k_y b \pm \sin(k_y b) \cdot \cos(2\beta); \quad (20)$$

$$P_{\pm}^y = (1 - th(k_{y2}^y d))^2 (e^{2k_{y2}^y d} - 1) - (1 + th(k_{y2}^y d))^2 (e^{-2k_{y2}^y d} - 1) \pm 4k_{y2}^y d (1 - th^2(k_{y2}^y d)); \quad (21)$$

$$P_{\pm}^x = (1 - cth(k_{y2}^x d))^2 (e^{2k_{y2}^x d} - 1) - (1 + cth(k_{y2}^x d))^2 (e^{-2k_{y2}^x d} - 1) \pm 4k_{y2}^x d (1 - cth^2(k_{y2}^x d)); \quad (22)$$

$$q_{\pm}^y = (1 - th(k_{y4}^y \Delta))^2 (e^{2k_{y4}^y \Delta} - 1) - (1 + th(k_{y4}^y \Delta))^2 (e^{-2k_{y4}^y \Delta} - 1) \pm 4k_{y4}^y \Delta (1 - th^2(k_{y4}^y \Delta)); \quad (23)$$

$$q_{\pm}^x = (1 - cth(k_{y4}^x \Delta))^2 (e^{2k_{y4}^x \Delta} - 1) - (1 + cth(k_{y4}^x \Delta))^2 (e^{-2k_{y4}^x \Delta} - 1) \pm 4k_{y4}^x \Delta (1 - cth^2(k_{y4}^x \Delta)). \quad (24)$$

Поширення хвиль E_{mn}^y та E_{mn}^x у структурі, що показана на рис. 2, супроводжується втратами потужності у діелектрику, які можна описати співвідношеннями:

– для хвиль E_{mn}^y :

$$P_{1\varepsilon}^y = T_1 \frac{P_1^y k^2}{\varepsilon_0 \cdot w \cdot k_z^y} \cdot \left[1 + \frac{k_x^y \cdot k_y^y}{\varepsilon_1^2 \cdot k^4} \cdot \frac{f_{x-} \cdot f_{y-}}{f_{x+} \cdot f_{y+}} + \frac{k_y^y \cdot k_z^y}{\varepsilon_1^2 \cdot k^4} \cdot \frac{f_{y-}}{f_{y+}} \right], \quad (25)$$

$$P_{2\varepsilon}^y = T_2 \frac{P_2^y k^2}{\varepsilon_0 \cdot w \cdot k_z^y} \cdot \left[1 + \frac{k_x^y \cdot k_{y2}^y}{\varepsilon_2^2 \cdot k^4} \cdot \frac{f_{x-} \cdot P_-^y}{f_{x+} \cdot P_+^y} + \frac{k_{y2}^y \cdot k_z^y}{\varepsilon_2^2 \cdot k^4} \cdot \frac{P_-^y}{P_+^y} \right], \quad (26)$$

$$P_{3\varepsilon}^y = T_3 \frac{P_3^y k^2}{\varepsilon_0 \cdot w \cdot k_z^y} \cdot \left[1 + \frac{k_z^y}{\varepsilon_3^2 \cdot k^2} \cdot \frac{f_{y-}}{f_{y+}} \right] = P_{5\varepsilon}^y, \quad (27)$$

$$P_{4\varepsilon}^y = T_4 \frac{P_4^y k^2}{\varepsilon_0 \cdot w \cdot k_z^y} \cdot \left[1 + \frac{k_x^y \cdot k_{y4}^y}{\varepsilon_4^2 \cdot k^4} \cdot \frac{f_{x-} \cdot q_-^y}{f_{x+} \cdot q_+^y} + \frac{k_{y4}^y \cdot k_z^y}{\varepsilon_4^2 \cdot k^4} \cdot \frac{q_-^y}{q_+^y} \right]; \quad (28)$$

та для хвиль E_{mn}^x :

$$P_{1\varepsilon}^x = T_1 \frac{P_1^x \cdot w \cdot k_z^x \cdot \mu_0}{\varepsilon_1 \cdot k^2} \cdot \left[1 + \frac{k_x^x}{k_z^x} \cdot \frac{f_{x-}}{f_{x+}} \right], \quad (29) \quad P_{2\varepsilon}^x = T_2 \frac{P_2^x \cdot w \cdot k_z^x \cdot \mu_0}{\varepsilon_2 \cdot k^2} \cdot \left[1 + \frac{k_x^x}{k_z^x} \cdot \frac{f_{x-}}{f_{x+}} \right], \quad (30)$$

$$P_{3\varepsilon}^x = P_{5\varepsilon}^x = T_3 \frac{P_3^x \cdot w \cdot k_z^x \cdot \mu_0}{\varepsilon_3 \cdot k^2} \cdot \left[1 + \frac{k_{x3}^x}{k_z^x} \cdot \frac{f_{x-}}{f_{x+}} \right], \quad (31) \quad P_{4\varepsilon}^x = T_4 \frac{P_4^x \cdot w \cdot k_z^x \cdot \mu_0}{\varepsilon_4 \cdot k^2} \cdot \left[1 + \frac{k_x^x}{k_z^x} \cdot \frac{f_{x-}}{f_{x+}} \right], \quad (32)$$

$$T_v = \frac{\pi \cdot \varepsilon_v \cdot tg \delta_v}{\lambda_0 \cdot w_v}. \quad (33)$$

При значенні $d = 0$, $\Delta = 0$ (рис. 2) з металевими площинами взаємодіють поля областей $\nu=1, 3, 5$, а при $d \neq 0$, $\Delta \neq 0$ – поля областей $\nu=2, 4$. Втрати на металевих поверхнях для хвиль E_{mn}^y на площині $y = \pm b/2$ визначаються співвідношеннями:

$$P_{1\sigma}^y\left(\pm \frac{b}{2}\right) = A_1^{e2} \frac{R_s \cdot w^2}{2k_x^y} \left(k_z^{y2} \cdot f_{x+} + k_x^2 \cdot f_{x-}\right) \cdot \cos^2\left(\pm k_y^y \frac{b}{2} + \beta^y\right), \quad (34)$$

$$P_{3\sigma}^y\left(\pm \frac{b}{2}\right) = P_{5\sigma}^y\left(\pm \frac{b}{2}\right) = A_1^{e2} \frac{R_s \cdot w^2}{2k_{x3}^y} \left(k_z^{y2} + k_{x3}^{y2}\right) \times \cos^2\left(k_x^y \frac{a}{2} - \frac{\pi}{2}(m-1)\right) \cdot \cos^2\left(\pm k_y^y \frac{b}{2} + \beta^y\right); \quad (35)$$

– на площині $y = b/2 + d$:
$$P_{2\sigma}^y = A_1^{e2} \frac{R_s \cdot w^2}{2k_x^y} \left(k_z^{y2} \cdot f_{x+} + k_x^2 \cdot f_{x-}\right) \cdot \frac{\cos^2\left(k_y^y \frac{b}{2} + \beta^y\right)}{ch^2\left(k_{y2}^y \cdot d\right)}, \quad (36)$$

– на площині $y = -b/2 - \Delta$:
$$P_{4\sigma}^y = A_1^{e2} \frac{R_s \cdot w^2}{2k_x^y} \left(k_z^{y2} \cdot f_{x+} + k_x^2 \cdot f_{x-}\right) \cdot \frac{\cos^2\left(-k_y^y \frac{b}{2} + \beta^y\right)}{ch^2\left(k_{y4}^y \cdot \Delta\right)}. \quad (37)$$

Для хвиль E_{mn}^x на площині $y = \pm b/2$:

$$P_{1\sigma}^x\left(\pm \frac{b}{2}\right) = A_1^{h2} \frac{R_s \cdot k_y^{x2}}{2k_x^x \cdot \mu_0^2} \cdot \left(k_x^{x2} \cdot f_{x-} + k_z^{x2} \cdot f_{x+}\right) \cdot \sin^2\left(\pm k_y^x \frac{b}{2} + \beta^x\right), \quad (38)$$

$$P_{3\sigma}^x\left(\pm \frac{b}{2}\right) = A_1^{h2} \left(\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_3}\right)^2 \frac{R_s \cdot k_y^{x2}}{2k_{x3}^x \cdot \mu_0^2} \cdot \left(k_{x3}^{x2} + k_z^{x2}\right) \cdot \cos^2\left(k_x^x \frac{a}{2} - \frac{\pi}{2}(m-1)\right) \times \sin^2\left(\pm k_y^x \frac{b}{2} + \beta^x\right) = P_{5\sigma}^x\left(\pm \frac{b}{2}\right), \quad (39)$$

– на площині $y = b/2 + d$:

$$P_{2\sigma}^x = A_1^{h2} \frac{R_s \cdot k_{y2}^{x2}}{2k_x^x \cdot \mu_0^2} \cdot \left(k_x^{x2} \cdot f_{x-} + k_z^{x2} \cdot f_{x+}\right) \cdot \frac{\cos^2\left(k_y^x \frac{b}{2} + \beta^x\right)}{sh^2\left(k_{y2}^x \cdot d\right)}, \quad (40)$$

– на площині $y = -b/2 - \Delta$:

$$P_{4\sigma}^x = A_1^{h2} \frac{R_s \cdot k_{y4}^{x2}}{2k_x^x \cdot \mu_0^2} \cdot \left(k_x^{x2} \cdot f_{x-} + k_z^{x2} \cdot f_{x+}\right) \cdot \frac{\cos^2\left(-k_y^x \frac{b}{2} + \beta^x\right)}{sh^2\left(k_{y4}^x \cdot \Delta\right)}. \quad (41)$$

З використанням одержаних співвідношень проведено чисельний розрахунок втрат ФО на ДДХ зі стрижнем із кварцового скла С5-1 з $\varepsilon = 3,78$, $tg\delta = 2,5 \times 10^{-4}$, $a = 2$, $b = 1,0$ мм на частоті 94 ГГц при довжині управляючої пластини 10,0 мм. При розрахунках враховано, що величина поверхневого опору металевій пластині основи ДДХ та управляючої пластини ФО становить $8,065 \times 10^{-2}$ Ом (мідь). Робочою хвилею ФО на ДДХ є хвиля E_{11}^y . Значення постійних k , k_x , k_y , k_z , k_{x3} , k_{y2} при $d=0$, що одержані у результаті розрахунку дисперсійних характеристик ДДХ, приведені у табл. 2.

Табл. 2.

Позначення постійної	k	k_x	k_y	k_z	k_{x3}	k_{y2}
Значення постійної при $d = 0$	1,9701	1,9046	0	3,3232	3,3232	3,8303

При цих значеннях постійних величина зсуву фази $\Delta\varphi = 504$ град./см.

Обчислена з використанням одержаних значень постійних k , k_x , k_y , k_z , k_{x3} , k_{y2} на частоті 94 ГГц величина коефіцієнту втрат у ФО на ДДХ становить 0,17 дБ/см. Таким чином, застосований підхід до розрахунку втрат дозволив встановити, що при максимальному зсуві фази у ФО на 504 град. втрати не перевищують 0,2 дБ, що дає можливість використовувати такий ФО у пристроях 3-мм діапазону довжин хвиль. Для перевірки результатів моделювання доцільно провести чисельну оптимізацію параметрів ФО на ДДХ. З урахуванням практичного застосування результатів, чисельна оптимізація проведена на частотах 90 ГГц, 94 ГГц, 100 ГГц.

3. Чисельна оптимізація характеристик фазообертача на дзеркальному діелектричному хвилеводі у діапазоні частот 89-100 ГГц. Оптимізація ФО на ДДХ у діапазоні частот 90-100 ГГц проведена із застосуванням пакету моделювання CST MWS [14] у рамках моделі фазообертача на дзеркальному діелектричному хвилеводі у CST MWS, що запропонована у цій роботі та показана на рис. 7.

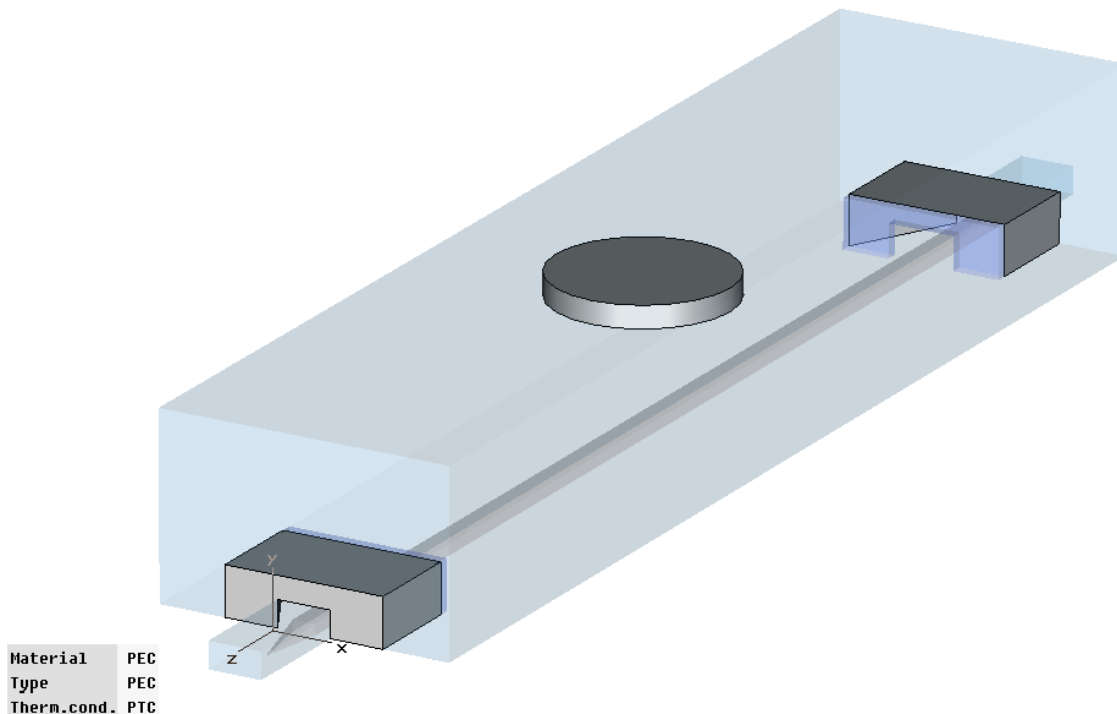


Рис. 7. Модель фазообертача 3-мм діапазону довжин хвиль на ДДХ у CST MWS

Правильність такого підходу до чисельної оптимізації пристроїв на ДДХ у 3-мм діапазоні підтверджено та перевірено експериментально при дослідженні збудження ДДХ у роботі [15]. У моделі ФО на ДДХ у CST MWS стрижень ДДХ розміщений у ПХ. Кінці діелектричного стрижня виконані у формі клину. Для наближення до реальних умов оптимізації, над діелектричним стрижнем у моделі розміщено металеву управляючу пластину у формі диску, а над ними формується вакуумна оболонка, межами якої є ідеальна провідна поверхня. З метою забезпечення швидкої і точної чисельної оптимізації ФО на ДДХ досліджена залежність результатів оптимізації від величини віддалення меж вакуумної оболонки [15]. Дослідження проведене у діапазоні частот 90-100 ГГц при таких значеннях конструкційних параметрів ФО: $a=1,0$ мм; $b=0,5$ мм; $\varepsilon=3,78$, діаметр управляючої пластини 10,0 мм. Встановлено, що для досить швидкої та точної чисельної оптимізації ФО

число вічок сітки розбиття поверхні ФО у моделі CST MWS повинне складати величину не менше $1,16 \times 10^6$.

Із застосуванням моделі ФО у CST MWS встановлено частотні залежності величини зсуву фази та модуля коефіцієнта матриці розсіяння ФО S_{21} при параметрі d для заданих значень розмірів стрижня ДДХ та діаметру управляючої металевої пластини ФО. З використанням цих залежностей, за критеріями мінімальних габаритів, прийнятної у практичному застосуванні величини зсуву фази (біля 300 град.) та мінімальних втрат при роботі на хвилі основного типу E_{11}^y у діапазоні частот 90-100 ГГц, визначені оптимальні параметри ФО на ДДХ, а саме: $a = 1,0$ мм; $b = 0,5$ мм; $\varepsilon = 3,78$, діаметр управляючої пластини 6,0 мм.

Слід відмітити, що для одержання зсуву фази величиною до 250 град. на частоті 94 ГГц можна використовувати ФО на ДДХ зі стрижнем з кварцового скла C5-1, що має поперечні розміри $a = 1,12$ мм; $b = 0,62$ мм з управляючою пластинною діаметром 10,0 мм.

Графіки залежності величини зсуву фази від параметру d для ФО на ДДХ з параметрами стрижня $a = 1,0$ мм; $b = 0,5$ мм; $\varepsilon = 3,78$ та діаметром управляючої пластини 6,0 мм на частотах 90 ГГц та 100 ГГц, що одержані у результаті розрахунків у CST MWS, показані на рис. 8. Відлік зсуву фази ($\Delta\varphi = 0$) для графіку, що відповідає частоті 90 ГГц на рис. 8 починався від $d = 3$ мм, а для графіку, що відповідає частоті 100 ГГц, – від $d = 4$ мм (на рис. 8 не показано).

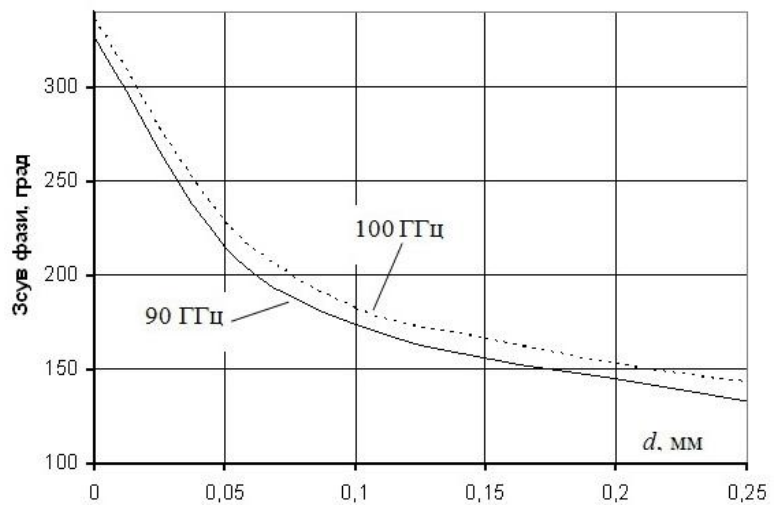


Рис. 8. Графіки залежності зсуву фази від параметру d

На рис. 9 показано графік частотної залежності втрат у ФО при оптимальних параметрах та $d = 0,75$ мм (на частоті 100 ГГц $\Delta\varphi = 19$ град.). Величина втрат включає в себе втрати на переходах від ПХ на ДДХ та втрати, що вносяться при зсуві фази. Враховуючи, що мінімальний рівень втрат на одному переході від ПХ на ДДХ на частоті 94 ГГц для ДДХ з параметрами стрижня $a = 1,0$ мм; $b = 0,5$ мм становить $(0,3 \div 0,35)$ дБ, можна оцінити, що при двох переходах втрати, що вносяться при зсуві фази у ФО при $d = 0,75$ мм ($\Delta\varphi = 18$ град.) на цій частоті складають соті частки дБ.

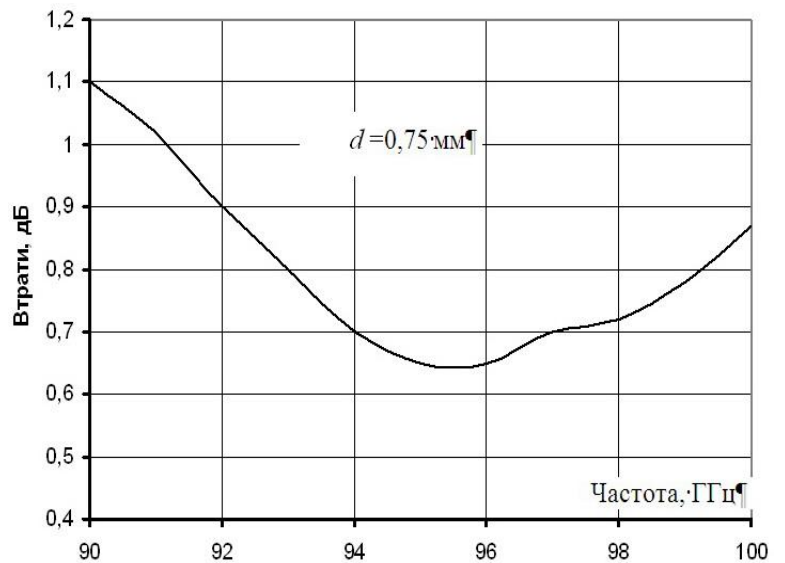


Рис. 9. Графік частотної залежності втрат у ФО

Отриманий у CST MWS графік залежності втрат у ФО при його оптимальних параметрах від d на частоті 94 ГГц та при діаметрі управляючої пластини 6,0 мм, показано на рис. 10.

Із графіку видно, що з наближенням управляючої пластини до поверхні ДДХ втрати у ФО зростають. Відповідно до результатів розрахунку втрат згідно співвідношення (17), у положенні пластини біля поверхні ДДХ у перерахунку на діаметр пластини 6,0 мм втрати мали б складати 0,2 дБ.

Однак за результатами застосування пакету CST MWS при оптимізації ФО встановлено, що втрати у ФО при сильному наближенні пластини до ДДХ досягають 1 дБ (при виключенні втрат на переходах). Пояснити таку розбіжність можна тим, що при обчисленні у пакеті CST MWS таку величину мають втрати на збудження ХВТ та випромінювання. Підтвердження одержаних результатів можуть дати результати експериментального дослідження ФО на ДДХ у 3-мм діапазоні довжин хвиль.

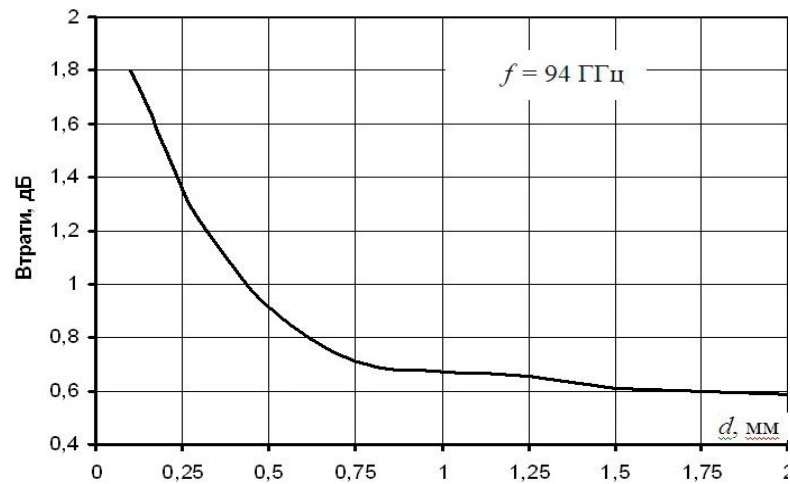


Рис.10. Графік залежності втрат у ФО від d

4. Експериментальне дослідження фазообертача на дзеркальному діелектричному хвилеводі у діапазоні 90 – 100 ГГц. Оснастка для експериментального дослідження ФО на ДДХ у діапазоні частот 90–100 ГГц містить діелектричний стрижень з кварцового скла С5-1 з розмірами $a = 1,0$ мм, $b = 0,5$ мм на металевій основі. Кінці діелектричного стрижня виконані у формі клину. Для збудження ДДХ використано рупорні переходи від ПХ на ДДХ [15]. До металевій основі ДДХ прикріплено механізм переміщення металевій пластини для управління зсувом фази у ФО. Металева пластина виготовлена у формі диска діаметром 6,0 мм. При дослідженні залежності зсуву фази від величини віддалення управляючої пластини d на фіксованій частоті для точного вимірювання значення d застосовувалась оснастка з мікрометричним гвинтом, яка забезпечує точність вимірювання лінійних розмірів 0,01 мм. Стрижень ДДХ виготовлено способом розрізання пластин з кварцового скла С5-1 з розмірами 60 мм x 48 мм x 0,5 мм та 60 мм x 48 мм x 0,62 мм алмазним відрізним кругом. Відсоток виходу придатних стрижнів становив (70-80) %.

При виготовленні стрижнів ДДХ вказаним способом розбіжність по ширині відносно ширини початку регулярного відрізка стрижня, що слідує за клином, посередині стрижня та на його кінці становить 0,015 мм. Непрямокутність поперечного перетину стрижня становить 0,038 мм на його початку, 0,038 мм посередині та 0,02 мм на кінці. Розбіжність по висоті стрижнів ДДХ становить 0,015 мм при висоті стрижня 0,62 мм та визначається непаралельністю пластини з кварцового скла.

Зсув фази у ФО на ДДХ визначався шляхом вимірювання фази коефіцієнта відбиття при різних значеннях віддалення пластини d на фіксованих частотах у діапазоні 90-100 ГГц.

На рис. 11 показано порівняльні графіки залежності зсуву фази від d на частоті 94 ГГц, що одержані експериментально (*суцільна лінія*), при моделюванні методом ЕДП (*точки*) та при чисельній оптимізації у CST MWS (*пунктирна лінія*). Розбіжність результатів розрахунку з результатами експерименту складає для CST MWS 4% (у моделі CST MWS зсув фази більший), а для методу ЕДП – 5% (зсув фази менший). Експериментально встановлена величина внесених втрат при зсуві фази на 180 град. на частоті 100 ГГц становить 0,15 дБ, а при зсуві фази на 90 град. – менше 0,1 дБ. При цьому КСХН=1,23. Зі зменшенням d КСХН ФО та втрати зростають. Це свідчить про збільшення реактивних втрат у ФО.

Одержані результати експериментального дослідження ФО на ДДХ підтверджують доцільність застосування ФО на ДДХ в управляючих пристроях та вимірювальній апаратурі 3-мм діапазону довжин хвиль. Ці результати використані при створенні РЕТ-фазообертача на ДДХ (РЕТ-ФО) 3-мм діапазону довжин хвиль, який експериментально досліджено у діапазоні частот 90–100 ГГц. РЕТ-ФО відрізняється від ФО на ДДХ тим, що замість механічного пристрою для переміщення металеві управляючої пластини використовується РЕТ на основі біморфного п'єзокерамічного елемента, на який подається управляюча напруга.

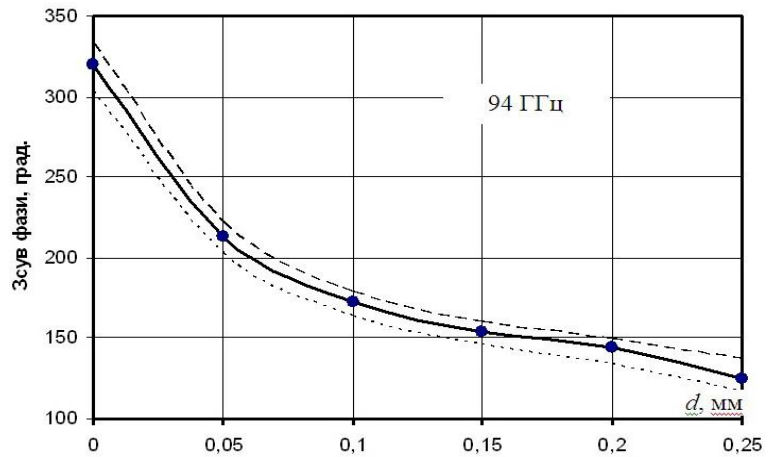


Рис. 11. Порівняльні графіки залежності зсуву фази від d

Для експериментального дослідження вибрано РЕТ-ФО з ДДХ, що має розміри: $a = 1,12$ мм, $b = 0,62$ мм, довжина 40 мм. Матеріал стрижня – кварцове скло С5-1. Збудження ДДХ здійснюється за допомогою рупорних переходів від ПХ з поперечним перетином 2,4 мм x 1,2 мм, що на частоті 94 ГГц має втрати 0,4 дБ та КСХН = 1,2. Біморфний п'єзокерамічний елемент містить пластини з п'єзокераміки ЦТС-19 товщиною 0,15 мм, шириною 10 мм, що армовані мідною фольгою товщиною 0,05 мм. При довжині консолі 9 мм та управляючій напрузі 65 В амплітуда коливань кінця елемента на частоті 1 кГц становить 0,3 мм. Особливістю РЕТ-ФО є можливість управління фазою сигналу КВЧММДХ без додаткових вузлів, що приєднуються до РЕТ. У якості рухомої металеві пластини може використовуватися контактна металева плівка, що наноситься на поверхню п'єзокерамічних пластин та одночасно служить для підключення електричної напруги. Результати вимірювання внесених втрат РЕТ – ФО на частоті 94 ГГц при $a = 1,12$ мм, $b = 0,62$ мм наведені у табл. 3.

Табл. 3

d , мм	0,32	0,18	0,04
Зсув фази, град.	42	91	243
Втрати, дБ	0,1	0,25	0,6
КСХН	1,2	1,26	1,5

5. Висновки

1. З використанням методу ефективної діелектричної проникності визначені розміри стрижня ДДХ для ФО та управляючої металеві пластини, що є найбільш прийнятними для практичного застосування у конструкції ФО 3 – мм діапазону частот за критеріями режиму роботи на основному типі хвилі, мінімальних втрат, що вносяться, величини зсуву фази не менше 180 град. у діапазоні частот 90 – 100 ГГц.

2. Виведені співвідношення для розрахунку втрат у ФО на ДДХ у КВЧММДХ. З використанням одержаних співвідношень проведено чисельний розрахунок втрат ФО на ДДХ зі стрижнем із кварцового скла С5-1 на частоті 94 ГГц.

3. При порівнянні результатів розрахунку втрат при моделюванні ФО з результатами застосування пакету CST MWS при оптимізації ФО встановлена розбіжність, яка полягає у значному (до 1 дБ) зростанні втрат у ФО при сильному наближенні управляючої пластини до ДДХ. Пояснити таку розбіжність можна тим, що розрахунки у пакеті CST MWS враховують втрати на випромінювання та збудження ХВТ, що зростають при наближенні пластини до ДДХ. Одержані результати підтверджені експериментально у діапазоні частот 90 – 100 ГГц. Експериментально встановлена величина втрат, що вносяться при зсуві фази на 180 град. на частоті 100 ГГц становить 0,15 дБ, а при зсуві фази на 90 град. – менше 0,1 дБ. При цьому КСХН = 1,23. Зі зменшенням d КСХН ФО та втрати у ньому зростають. Це свідчить про збільшення реактивних втрат у ФО. При d , що перевищує 0,5 мм значення

втрат, що одержані при моделювання ФО практично співпадають з результатами застосування пакету CST MWS.

4. Порівняння графіків залежності зсуву фази від d , одержаних при моделюванні методом ЕДП та при чисельній оптимізації у CST MWS з результатами експерименту показало, що розбіжність результатів розрахунку з результатами експерименту складає для CST MWS 4% (у моделі CST MWS зсув фази більший), а для методу ЕДП – 5% (зсув фази менший).

5. Експериментально підтвержені результати оптимізації і продемонстрована можливість створення ФО на ДДХ 3-мм діапазону довжин хвиль. Результати моделювання та оптимізації використані при створенні РЕТ – фазообертача на ДДХ 3-мм діапазону довжин хвиль, та підтвержені експериментально у діапазоні частот 90-100 ГГц.

Література

1. K. Solbach, I. Wolff. The Electromagnetic Fields and the Phase Constants of Dielectric Image Lines IEEE Trans. on MTT, Vol. MIT-26, No. 4, April 1978. – P. 266-274.
2. E. Schweig, W. B. Bridges. Computer analysis of dielectric waveguides: a finite-difference method. IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-32, No. 5, May 1984. – P. 531-541.
3. R.- B. Wu, C. H. Chen. Variational analysis of dielectric waveguides by the conformal mapping technique. IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-33, No. 8, August 1985. – P. 681-685.
4. S. T. Peng, J. J. Wu. A simple formulation for complex modes of image lines. IEEE MTT-S Digest. 1996. – P. 175-178.
5. M.- Y. Li, K. Chang. New tunable phase shifters using perturbed dielectric image lines. IEEE Trans. on MTT, Vol. 46, No. 10, October 1998. – P. 1520-1523.
6. M.- Y. Li, K. Chang. Novel beam-control techniques using dielectric-image-line-fed microstrip patch-antenna arrays for millimeter-wave applications. IEEE Trans. on MTT, Vol. 46, No. 11, November 1998. – P. 1930-1935.
7. T.-Y. Yun, K. Chang. Analysis and optimization of a phase shifter controlled by a piezoelectric transducer. IEEE Trans. on MTT, Vol. 50, No. 1, January 2002. – P. 105-111.
8. T.-Y. Yun, K. Chang. Piezoelectric-transducer-controlled tunable microwave circuits. IEEE Trans. on MTT, Vol. 50, No. 5, May 2002. – P. 1303-1310.
9. T. Fickenscher, A. Schwolen. Nonuniform layer model of an image-guide millimeter-wave phase shifter. Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 41, Issue 6, 20 June 2004. – P. 486-490.
10. C. M. Arft, A. Knoesen. An efficient finite-difference frequency domain-method for waveguiding structures including thin curved layers. Microwave and optical technology letters| / Vol. 48, No. 3, March 2006. – P. 453-457.
11. K.-H. Kim, Q.-H. Park. Analysis of HE and EH modes for metallic rectangular waveguides. Journal of the Korean Physical Society, Vol. 51, No. 4, October 2007. – P. 1546-1549.
12. T. Tingting, C. Fushen, S. Bao. Guided modes in a rectangular waveguide with semiconductor metamaterial. Journal of Semiconductors, Vol. 31, No. 5, May 2010. – P. 054005-1 – 054005-4.
13. McLevige W.V, Itoh T., Mittra R. New waveguide structures for millimeter-wave and optical integrated circuits//IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn. : V. MTT – 23. – 1975. – N 10. – P. 788 – 794.
14. Система моделирования СВЧ трехмерных структур CST Microwave Studio. – 2010 CST Computer Simulation Technology AG [Електронний ресурс]. Режим доступу: www.cst.com (20.03.2011)
15. Емельяненко Б. Н. Возбуждение зеркальных диэлектрических волноводов в диапазоне частот 88 – 102 ГГц: эксперимент, моделирование / Б. Н. Емельяненко // Наукові записки УНДІЗ. – 2011. – №1(17). – С. 23-34.