

АНТЕНИ, ХВИЛЕВОДИ І КВАЗІОПТИЧНА ТЕХНІКА

DOI: <https://doi.org/10.15407/rpra26.03.270>

УДК 621.396.67

Д. В. МАЙБОРОДА, С. О. ПОГАРСЬКИЙ

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна,
м. Свободи, 4, м. Харків, 61022, Україна

E-mail: shfmayboroda@gmail.com, spogarsky@gmail.com

АНТЕНА НА ОСНОВІ ГІБРИДНОЇ МЕТАЛЕВО-ДІЕЛЕКТРИЧНОЇ СТРУКТУРИ

Предмет і мета роботи: Наразі у міліметровому діапазоні частот діелектричні хвилеводи різних модифікацій мають певні переваги перед стандартними металевими хвилеводами в першу чергу завдяки можливості створювати функціональні вузли на їх основі. Це обумовлено відносною простотою та незначною вартістю виготовлення діелектричних хвилеводів і функціональних вузлів на їх основі, високим ступенем їх інтеграції з активними елементами, застосуванням у їх виготовленні різних діелектриків та полімерів, що мають широкий діапазон матеріальних констант і різноманітні механічні властивості (зокрема, деякі діелектричні матеріали мають значну гнучкість).

За допомогою серії фізичних експериментів встановлено можливість реалізації частотної селекції і випромінювання у вільний простір електромагнітних хвиль гібридною металево-діелектричною структурою.

Методи і методологія: Досліджувана електродинамічна структура відноситься до класу гібридних металево-діелектричних структур. Її основу становить модифікований інвертований діелектричний хвилевід з періодично розміщеними на діелектричній пластині п'ятнадцятьма діелектричними стрижнями, у яких металізованою є звернена назвни грань. Ефективність роботи структури оцінювалася за значеннями коефіцієнта стоячої хвилі за напругою та внесеного загасання в тракт. Вимірювання виконувалися за допомогою метода рефлектометра. Методом рухливого зонда в ближній зоні був оцінений ступінь концентрації електромагнітного поля поблизу стрижневих неоднорідностей. Візуалізація полів здійснювалася за допомогою методу ізоляції.

Результати: На підставі серії експериментальних досліджень показано можливість узгодження структури із зовнішніми хвилевідними трактами у діапазоні частот $26.5 \div 32.5$ ГГц з коефіцієнтом стоячої хвилі за напругою менше 1.8. Частотна залежність загасання має коливальний характер з чітко вираженими частотними областями з малими та великими значеннями загасання. Більше того, залежність носить практично періодичний характер, що характерно для періодичних структур. Крутизна амплітудно-частотної характеристики в перехідних зонах може бути досить високою і досягати значення 41.26 дБ/ГГц. Шляхом прямого вимірювання напруженості електричного поля в ближній зоні встановлено ступінь концентрації електричного поля поблизу хвилеведучого діелектричного стрижня і ступінь збудження діелектричних накладок. Вимірювання енергетичних характеристик структури, виконані в режимі короткого замикання основного тракту і в режимі узгодженого навантаження основного тракту, показали як можливість управління поляризаційними характеристиками, так і можливість зміни вигляду діаграми спрямованості і її орієнтації в просторі.

Висновки: Експериментально доведено, що гібридна металево-діелектрична структура, яка являє собою модифікований інвертований діелектричний хвилевід з періодично розміщеними на діелектричній пластині п'ятнадцятьма діелектричними стрижнями, у яких металізованою є звернена назвни грань, може бути ефективно інтегрована в стандартну лінію передачі. Встановлено, що ця структура може бути узгоджена з зовнішніми колами в досить широкій смузі частот. Встановлено, що в різних частотних діапазонах ця гібридна металево-діелектрична структура демонструє можливість ефективної частотної селекції і випромінювання у вільний простір. Антенні вимірювання показали можливість контролювати форму діаграми спрямованості.

Ключові слова: інвертований діелектричний хвилевід, періодична послідовність, коефіцієнт стоячої хвилі за напругою (КСХН), загасання, метод рефлектометра, метод рухливого зонда, діаграма спрямованості

1. Вступ

Загальні тенденції розвитку елементної бази радіоелектроніки та мікрохвильової техніки диктували генеалогічну еволюцію топології від 1D до

2D структур. Однак до середини 80-х років стало очевидно, що 2D-топології наблизилися до своїх фундаментальних меж з точки зору ваги, розміру та інших технологічних параметрів. Головна причина полягає в тому, що виявилось неможли-

вим отримати широку смугу обробки сигналів та реалізувати властивості багатфункціональності пристроїв. Рішення було знайдено у використанні 3D топологій, які передбачають використання комбінації різних ліній передач та елементів на їх основі. Серед таких структур різні діелектричні хвилеводи та їх модифікації посідають важливе місце [1]. Вони мають очевидні переваги в діапазонах K_a , V , W , порівняно із стандартними прямокутними хвилеводами, завдяки їх властивостям: проста реалізація за допомогою реальних інженерних допусків, можливе виготовлення складних конструкцій з використанням простих методів у серійному виробництві тощо.

Наразі відомо значну кількість конструкцій, виконаних на основі діелектричних хвилеводів [2–5]. Проте прагнення до підвищення рівня інтегральних характеристик і ступеня функціональності пристроїв спонукають шукати нові модифікації діелектричних хвилеводів. З цієї точки зору перспективними є лише ті лінії передачі, що мають принципово відмінні характеристики за рівнем втрат від характеристик базових ліній, які наразі використовуються в діапазоні КВЧ. Наприклад, у працях [6–8] розглядалися конструкції на основі оберненого діелектричного хвилеводу з додатковою металевою площиною. Така комбінація дозволила створити високоефективні зразки фільтрів, спрямованих відгалужувачів, випромінюючих систем в міліметровому діапазоні. Особливий інтерес становлять випромінюючі структури, що працюють у режимі витікаючих хвиль в міліметровому діапазоні [9, 10]. У таких конструкціях найчастіше використовуються так звані не випромінюючі діелектричні хвилеводи, які через зміни параметрів матеріальних констант і топології дозволяють змінювати робочий режим, переходячи від не випромінюючого режиму до режиму випромінювання [11].

Однак будь-яка модифікація базової лінії передачі вимагає виконання комплексу фундаментальних досліджень, які передбачають вивчення спектру збуджених власних типів коливань і відповідної структури полів, способів їх збудження тощо [12, 13]. Слід зазначити, що можливості теоретичного аналізу властивостей таких структур (і насамперед строгого аналізу) вельми обмежені через тривимірність електродинамічного об'єкта і складності топології допоміжних елементів. Теоретичний аналіз можливий за умови вико-

ристання різних чисельних методів і їх програмних реалізацій як комерційних продуктів. Проте навіть при мінімально узагальненій моделі не вдається встановити всі закономірності і чинники, що впливають на характеристики пристрою. Це найперш стосується способу збудження структури на заданому типі хвиль з урахуванням конструктивних особливостей збуджувача. Не менш важливим фактором є виродження нижчих типів хвиль, що поширюються в хвилеведучому стрижні [14]. На практиці використовуються діелектричні стрижні квадратного поперечного перерізу або стрижні, в яких співвідношення довжин сторін не перевищує 1:2. При такому перетині діелектричного стрижня виродження типів поширюваних хвиль виявляється неминучим. Ці питання стають особливо важливими у разі створення ефективних випромінюючих систем у міліметровому діапазоні хвиль. Відповідь на більшість практичних питань можна знайти під час експериментального дослідження зразків пристроїв.

Цілі експериментального дослідження полягають у визначенні можливості інтеграції до оберненого діелектричного хвилеводу періодичної послідовності допоміжних частково металізованих діелектричних стрижнів і створення на основі цієї гібридної структури ефективної випромінюючої конструкції.

2. Досліджувана структура

Досліджувану структуру показано на рис. 1. Її основою є модифікований інвертований діелектричний хвилевід з періодично розміщеними на діелектричній пластині п'ятнадцятьма діелектричними стрижнями, в яких металізованою є звернена назовні грань.

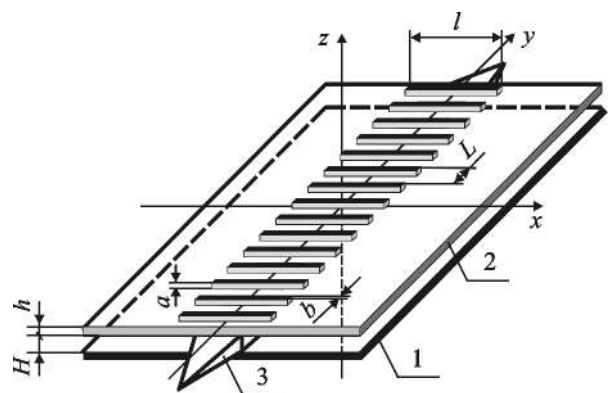


Рис. 1. Зовнішній вигляд структури

Модифікований інвертований діелектричний хвилевід включає наступні елементи: 1 – металева основа розміром 60×48 мм, 2 – діелектрична підкладка, 3 – діелектричний стрижень, виготовлений з фторопласту з відносною діелектричною проникністю $\epsilon_r = 2.1$. Діелектричний стрижень має поперечний переріз 7.2×3.4 мм та довжину 80 мм. Кінці стрижня мають скоси, виконані під кутом Брюстера, і розміщуються в металевих хвилеводах прямокутного перетину. Діелектрична підкладка з ситалу з відносною діелектричною проникністю $\epsilon_r = 9.8$ має прямокутну форму розміром 60×48 мм та товщину $h = 0.5$ мм. Діелектричні накладки у вигляді прямокутних стрижнів з мідним покриттям на одній грані виготовлені з полікору з відносною діелектричною проникністю $\epsilon_r = 9.6$ та мають наступні розміри: $a = 2$ мм, $b = 2$ мм, $l = 18$ мм. Період розміщення цих діелектричних стрижнів вибирався з міркувань виконання резонансних умов. Якщо прийняти центральну частоту розглянутого діапазону $F = 26.45$ ГГц, що відповідає довжині хвилі $\lambda_0 = 1.019$ см, з урахуванням коефіцієнта укорочення довжини хвилі в металево-діелектричній структурі, $\lambda_0/2 = 0.402$ см, тобто період розміщення $L = 4$ мм.

3. Результати експериментальних вимірювань

3.1. Узгодження

Проектування і виготовлення одиничних функціональних елементів, а тим більше комплексних систем, потребують вирішення двох ключових питань, а саме: ефективного збудження заданого типу хвилі й узгодження із зовнішніми колами. В розглянутій структурі присутня низка факторів, які практично не можуть бути враховані в разі чисельного моделювання, наприклад, анізотропія в діелектричних елементах конструкції, неточність установки як діелектричного стрижня, так і допоміжних стрижнів, відмінності в металізації стрижнів.

На рис. 2 показано залежність коефіцієнта стоячої хвилі за напругою (КСХН) від частоти для структури з зазначеними вище параметрами.

Аналіз залежності вказує на можливість узгодження структури із зовнішніми хвилевідними трактами із задовільним рівнем в діапазоні частот $26.5 \div 32.5$ ГГц з КСХН менше 1.8.

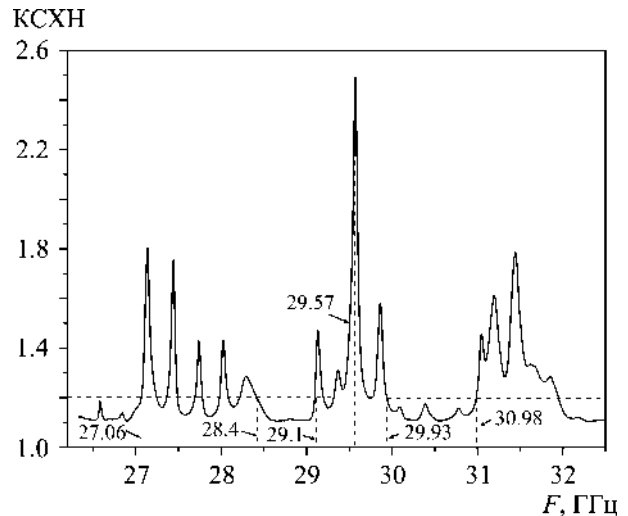


Рис. 2. Залежність КСХН від частоти

Максимальне значення КСХН = 2.47 спостерігається на частоті $F = 29.57$ ГГц. Крім того, є кілька частотних областей, в яких КСХН не перевищує 1.2. Так, у діапазоні від 28.4 до 29.1 ГГц значення КСХН не перевищує 1.11, а в діапазоні від 29.93 до 30.98 ГГц залежність має коливальний характер і максимальне значення КСХН становить 1.16. Слід зазначити, що значення КСХН = 2 вважається допустимим для більшості антенних додатків. При цьому ефективне випромінювання вважається можливим у частотних областях з малими значеннями КСХН.

Ще одним важливим параметром, який у підсумку визначає функціональність пристрою, є внесене загасання α . На рис. 3 наведено залеж-

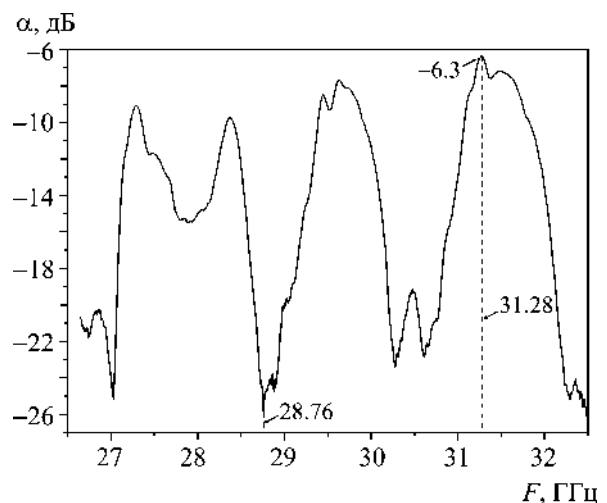


Рис. 3. Залежність загасання від частоти

ність внесеного загасання від частоти в діапазоні 26.5 ÷ 32.5 ГГц.

Функціональна залежність має коливальний характер з чітко вираженими частотними областями з малими та великими значеннями загасання. Більш того, залежність є практично періодичною, що характерно для періодичних структур. У розглянутій структурі присутня субструктура з обмеженою періодичною послідовністю діелектричних стрижнів, і з цієї причини наявність таких частотних областей є цілком зрозумілою. При цьому мінімальне значення загасання, -6.3 дБ, спостерігається на частоті 31.28 ГГц, а максимальне, -25.79 дБ, – на частоті 28.76 ГГц. Крутизна амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) в перехідних зонах досить висока і досягає значення $\Delta\alpha/\Delta F = 41.26$ дБ/ГГц поблизу частоти $F = 28.76$ ГГц.

Отримані характеристики КСХН і загасання дозволяють прогнозувати можливість реалізації ефективного випромінювання на певних частотах і в певних частотних смугах.

Згадана структура є багатоелементною. Через це важливим фактором є інформація щодо розподілу полів у ближній зоні і ступеня взаємодії поширюваної хвилі з неоднорідностями. Таку інформацію можна отримати шляхом прямого вимірювання напруженості електричного поля в ближній зоні. Результати вимірювань, виконаних методом рухомого зонда на частоті $F = 30.9$ ГГц, подані у вигляді ізоліній на рис. 4.

Із рисунка видно, що максимальна концентрація електричного поля з максимальним значенням амплітуди 0.95 спостерігається поблизу хвилеведучого діелектричного стрижня. Ступінь збудження діелектричних накладок є різним. Крайні накладки з боку входу і з боку короткозамикача збуджуються досить слабо. Ступінь збудження всіх інших накладок є приблизно однаковим. Крім того, зафіксовано сплески значень електричного поля поблизу країв діелектричної підкладки, що свідчить про збудження поверхневої хвилі в діелектричній підкладці. Амплітуда поверхневої хвилі може бути знижена шляхом

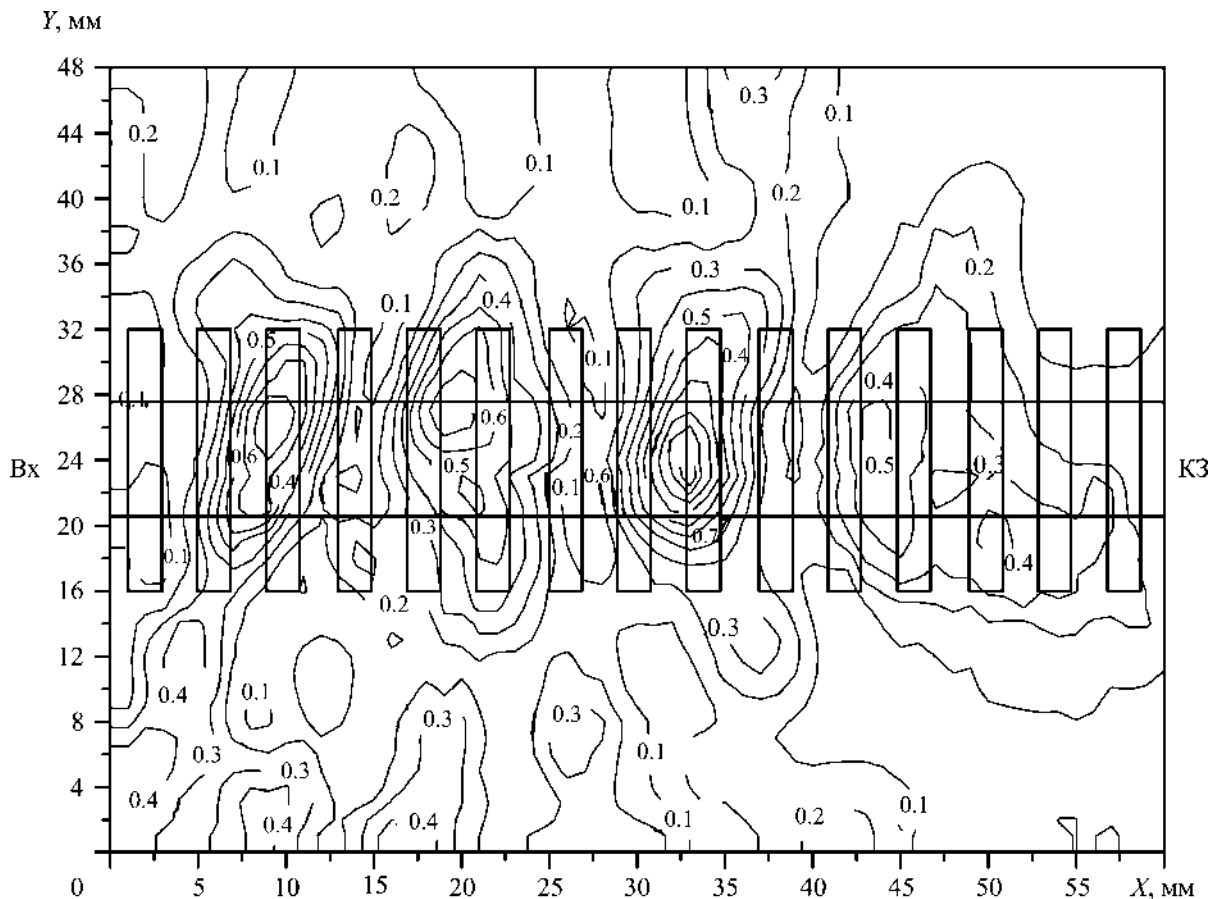


Рис.4. Структура ізоліній електричного поля

оптимізації значень діелектричної проникності підкладки та діелектричних накладок. Однак зменшення значень проникності буде призводити до зниження ступеня збудження діелектричних накладок і, як наслідок, до зниження ефективності конструкції як випромінювача.

3.2. Енергетичні характеристики

Можливість керування амплітудою та формою діаграми спрямованості, частотне сканування, робота випромінюючої структури в різних режимах, поляризація – це ті параметри, які мають бути реалізовані в сучасних випромінюючих структурах. Попередній аналіз отриманих даних дозволяє визначити частоти, на яких можна проаналізувати динаміку змін енергетичних характеристик. Вимірювання діаграм спрямованості виконувалися у двох площинах та у двох режимах: в режимі короткого замикання і режимі узгодженого навантаження (режимі біжучої хвилі). У кожному разі діаграми нормувалися на глобальний максимум.

Порівнюючи залежності, наведені на рис. 2 і рис. 3, можна вказати декілька частотних областей, в межах яких можна очікувати як власне ефективно випромінювання, так і формування необхідної форми діаграми спрямованості. Так, в межах інтервалу частот від 26 до 27 ГГц спостерігається хороший рівень узгодження (значення КСХН не перевищує 1.2), і при цьому сумарний рівень втрат досягає значення -20 дБ.

На рис. 5 показано діаграми спрямованості в H -площині на частоті $F = 26.8$ ГГц. Крива 1 відповідає режиму короткого замикання, а крива 2 – режиму узгодженого навантаження. В обох випадках діаграми є однопелюстковими з відносно невеликим рівнем бічних пелюсток (максимум досягає значення 0.23 в режимі узгодженого навантаження). В режимі узгодженого навантаження потужність випромінювання виявляється дещо меншою, ніж в режимі короткого замикання (0.87 від максимального значення). В обох випадках максимуми діаграм зміщені від нормалі. В режимі короткого замикання зсув становить -2.94° , а в режимі узгодженого навантаження – $+0.74^\circ$. Ширина діаграм за рівнем 0.707 складає 5.03° в режимі короткого замикання і 3.91° в режимі узгодженого навантаження.

На рис. 6 наведено діаграми спрямованості в E -площині поблизу характерної частоти

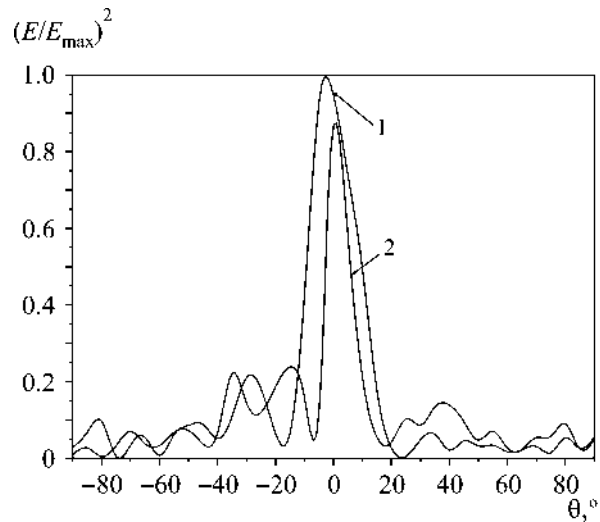


Рис. 5. Діаграма спрямованості в H -площині на частоті $F = 26.8$ ГГц

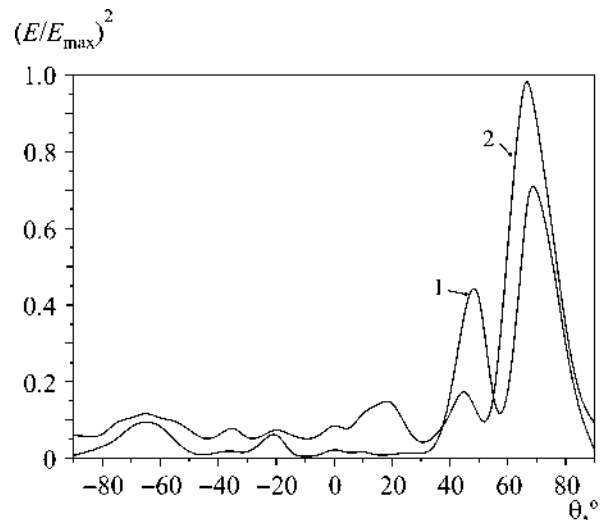


Рис. 6. Діаграма спрямованості в E -площині на частоті $F = 27.03$ ГГц

$F = 27.03$ ГГц, де спостерігається абсолютний максимум втрат. Крива 1 відповідає режиму короткого замикання, а крива 2 – режиму узгодженого навантаження.

Перша характерна особливість діаграм спрямованості в обох режимах – це істотний зсув максимумів від нормалі (становить 69° в режимі короткого замикання і 66° в режимі узгодженого навантаження). Другою особливістю є менша потужність випромінювання в режимі короткого замикання, ніж в режимі узгодженого навантаження. В режимі короткого замикання суттєвою є амплітуда однієї з бічних пелюсток,

а поблизу нормалi випромiнювання практично вiдсутнє. Ширина головної пелюстки в режимi узгодженого навантаження є значно ширшою i становить 11.8° .

В залежностях на рис. 2 i рис. 3 проглядаютьcя ще двi частотнi областi, в межах яких за малих значень КСХН спостерiгається досить високий рiвень втрат, i тому можливе випромiнювання. В межах цих областей вибрано двi частоти: $F = 30.4$ ГГц i $F = 32.5$ ГГц.

На рис. 7 показано дiаграми спрямованостi в E -площинi на частотi 30.4 ГГц.

Порiвняння рис. 7 та рис. 6 показує, що в режимi короткого замикання дiаграма спрямованостi на частотi 30.4 ГГц, на вiдмiну вiд дiаграми спрямованостi на частотi 27.03 ГГц, є однопелюстковою з незначним рiвнем бiчних пелюсток (не бiльше 9 % вiд максимуму). При цьому максимум дiаграми спрямованостi на рис. 7 змiщений вiд нормалi на 28.2° , а на рис. 6 – на 70° . Ширина дiаграми спрямованостi на частотi 30.4 ГГц за рiвнем 0.707 складає 7.32° . В режимi узгодженого навантаження, навпаки, дiаграма спрямованостi на частотi 30.4 ГГц має помiтний коливальний характер, рiвень потужностi випромiнювання не перевищує 56 % вiд максимального значення.

На рис. 8 наведено дiаграми спрямованостi в H -площинi на частотi 32.5 ГГц.

Порiвняння рис. 8 i рис. 5 показує, що на цiй частотi, попри певнi передумови, обидвi дiаграми спрямованостi не є оптимальними як за

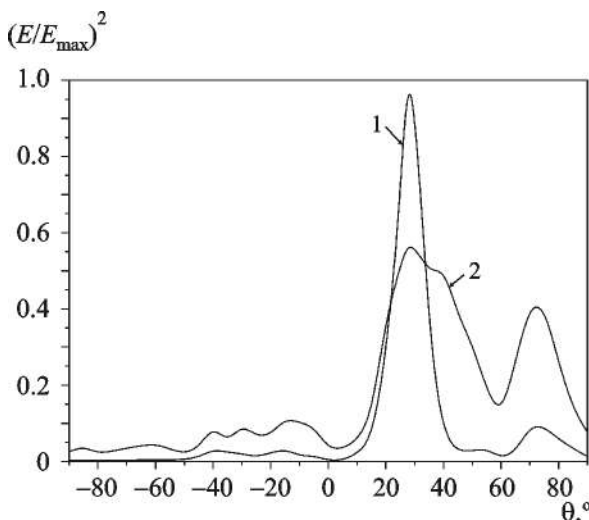


Рис. 7. Дiаграма спрямованостi в E -площинi на частотi $F = 30.4$ ГГц

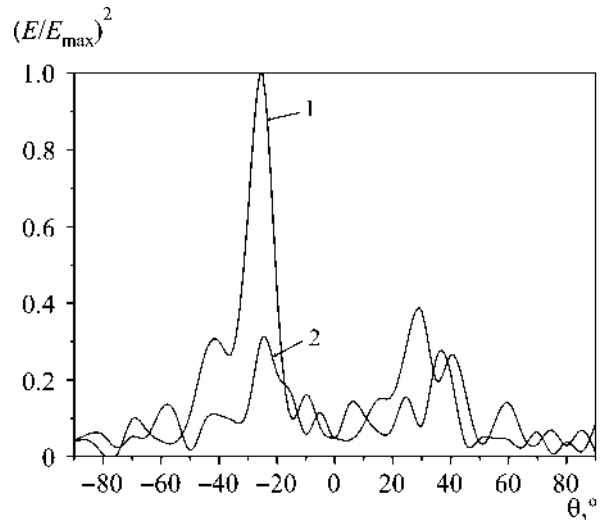


Рис. 8. Дiаграма спрямованостi в H -площинi на частотi $F = 32.5$ ГГц

формою, так i за рiвнем потужностi випромiнювання. Якщо в режимi короткого замикання все ж формується головна пелюстка, то в режимi узгодженого навантаження характеристика має коливальний характер, рiвень потужностi не перевищує 32 % вiд максимального значення. В режимi короткого замикання головна пелюстка змiщена вiд нормалi на кут -25.2° i за рiвнем 0.707 має ширину 8.12° .

4. Висновки

Експериментально доведено, що гiбридна металево-дiелектрична структура, яка являє собою модифiкований iнвертований дiелектричний хвилевiд з перiодично розмiщеними на дiелектричнiй пластинi дiелектричними стрижнями, у яких металiзована звернена назовнi грань, може бути ефективно iнтегрована в стандартну лiнiю передачi. Встановлено, що ця структура може бути узгоджена з зовнiшнiми ланцюгами в досить широкiй смузи частот. Встановлено також, що в рiзних частотних дiапазонах ця гiбридна металево-дiелектрична структура може здiйснювати як ефективну частотну селекцiю, так i випромiнювання у вiльний простiр. Антеннi вимiрювання показали можливiсть управлiння формою дiаграми спрямованостi.

Робота виконана за пiдтримки Мiнiстерства освiти i науки України (грант 0119U002535).

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Yoneyama T. and Nishida S. Nonradiative dielectric waveguide circuit components. *Int. J. Infrared Millim. Waves*. 1983. Vol. 4, Is. 3. P. 439–449. DOI: 10.1007/BF01009172
2. Crampagne R., Padellec L., and Sarremejean A. Leaky Wave Antenna Using an Inverted Strip Dielectric Waveguide. In: *Proceedings of the 10th European Microwave Conference*. (September 8-12, 1980. Warszawa, Poland). 1980. P. 474–479. DOI: 10.1109/EUMA.1980.332908
3. Li Z-W. and Menzel W. A 61 GHZ doppler radar using inverted strip dielectric waveguide. In: *1992 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. (June 1-5, 1992. Albuquerque, NM, USA). 1992. Vol. 2. P. 629–632. DOI: 10.1109/MWSYM.1992.188061
4. Mayboroda D. V., Pogarsky S. A., and Saprykin I. I. The Radiating Unit Based on Hybrid Metal-Dielectric Structure with Bounded Sequence of Transverse Slots. *Int. J. Electromagn. Appl.* 2012. Vol. 2, Is. 6. P. 159–162. DOI: 10.5923/j.ijea.20120206.04
5. Mayboroda D. V., Pogarsky S. A., Saprykin I. I., and Pshenichnaya S. V. The radiator of Ku-band based on inverted dielectric waveguide. In: *2010 5th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*. (September 6-10, 2010. Sevastopol, Ukraine). 2010. P. 215–217. DOI: 10.1109/UWBUSIS.2010.5609135
6. Rawat B. Design of millimetre wave components using inverted strip dielectric waveguides. *Int. J. Electron.* 1983. Vol. 54, Is. 1. P. 147–154. DOI: 10.1080/00207218308938703
7. Itoh T. Inverted Strip Dielectric Waveguide for Millimetre-Wave Integrated Circuits. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 1976. Vol. MTT-24, Is. 11. P. 821–827. DOI: 10.1109/TMTT.1976.1128967
8. Rawat B. and Dalmia M. Computer aided design of inverted strip dielectric waveguide millimeter wave ring-resonator and coupler. *Int. J. Infrared Millim. Waves*. 1984. Vol. 5, Is. 12. P. 1527–1542. DOI: 10.1007/BF01040504
9. Kuroki F. and Yoneyama T. Nonradiative dielectric waveguide circuit components using beam-lead diodes. *Electron. Commun. Jpn. Part II*. 1990. Vol. 73, Is. 9. P. 35–41. DOI: 10.1002/ecjb.4420730905
10. Yoneyama T. and Nishida S. Nonradiative Dielectric Waveguide for Millimeter-Wave Integrated Circuits. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 1981. Vol. 29, Is. 11. P. 1188–1192. DOI: 10.1109/TMTT.1981.1130529
11. Shinohara S. and Yoneyama T. Some interesting transmission characters of nonradiative dielectric waveguides using high-permittivity material. *Electron. Commun. Jpn. Part 2*. 1991. Vol. 74, Is. 7. P. 20–29. DOI: 10.1002/ecjb.4420740703
12. Ponchak G. E. and Katehi L. P. B. Design and analysis of transitions from rectangular waveguide to layered dielectric waveguide. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 1996. Vol. 44, Is. 7. P. 1032–1040. DOI: 10.1109/22.508635
13. Bhooshan S. and Mittra R. On the Design of Transitions Between a Metal and Inverted Strip Dielectric Waveguide for Millimeter Waves. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 1981. Vol. MTT-29, Is. 3. P. 263–265. DOI: 10.1109/TMTT.1981.1130339
14. Oliner A. A., Peng S.-T., Hsu T.-I., and Sanchez A. Guidance and Leakage Properties of a Class of Open Dielectric Waveguides: Part II – New Physical Effects. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 1981. Vol. 29, Is. 9. P. 855–869. DOI: 10.1109/TMTT.1981.1130466

REFERENCES

1. YONEYAMA, T. and NISHIDA, S., 1983. Nonradiative dielectric waveguide circuit components. *Int. J. Infrared Millim. Waves*. vol. 4, is. 3, pp. 439–449. DOI: 10.1007/BF01009172
2. CRAMPAGNE, R., PADELLEC, L. and SARREMEJEAN, A., 1980. Leaky Wave Antenna Using an Inverted Strip Dielectric Waveguide. In: *Proceedings of the 10th European Microwave Conference*. September 8-12, 1980. Warszawa, Poland, pp. 474–479. DOI: 10.1109/EUMA.1980.332908
3. LI, Z-W. and MENZEL, W., 1992. A 61 GHZ doppler radar using inverted strip dielectric waveguide. In: *1992 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. June 1-5, 1992. Albuquerque, NM, USA, vol. 2, pp. 629–632. DOI: 10.1109/MWSYM.1992.188061
4. MAYBORODA, D. V., POGARSKY, S. A. and SAPRYKIN, I. I., 2012. The Radiating Unit Based on Hybrid Metal-Dielectric Structure with Bounded Sequence of Transverse Slots. *Int. J. Electromagn. Appl.* vol. 2, is. 6, pp. 159–162. DOI: 10.5923/j.ijea.20120206.04
5. MAYBORODA, D. V., POGARSKY, S. A., SAPRYKIN, I. I. and PSHENICHNAYA, S. V., 2010. The radiator of Ku-band based on inverted dielectric waveguide. In: *2010 5th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*. September 6-10, 2010. Sevastopol, Ukraine, pp. 215–217. DOI: 10.1109/UWBUSIS.2010.5609135
6. RAWAT, B., 1983. Design of millimetre wave components using inverted strip dielectric waveguides. *Int. J. Electron.* vol. 54, is. 1, pp. 147–154. DOI: 10.1080/00207218308938703
7. ITOH, T., 1976. Inverted Strip Dielectric Waveguide for Millimetre-Wave Integrated Circuits. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. MTT-24, is. 11, pp. 821–827. DOI: 10.1109/TMTT.1976.1128967
8. RAWAT, B. and DALMIA, M., 1984. Computer aided design of inverted strip dielectric waveguide millimeter wave ring-resonator and coupler. *Int. J. Infrared Millim. Waves*. vol. 5, is. 12, pp. 1527–1542. DOI: 10.1007/BF01040504
9. KUROKI, F. and YONEYAMA, T., 1990. Nonradiative dielectric waveguide circuit components using beam-lead diodes. *Electron. Commun. Jpn. Part II*. vol. 73, is. 9, pp. 35–41. DOI: 10.1002/ecjb.4420730905
10. YONEYAMA, T. and NISHIDA, S., 1981. Nonradiative Dielectric Waveguide for Millimeter-Wave Integrated Circuits. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. 29, is. 11, pp. 1188–1192. DOI: 10.1109/TMTT.1981.1130529
11. SHINOHARA, S. and YONEYAMA, T., 1991. Some interesting transmission characters of nonradiative dielectric waveguides using high-permittivity material. *Electron. Commun. Jpn. Part 2*. vol. 74, is. 7, pp. 20–29. DOI: 10.1002/ecjb.4420740703
12. PONCHAK, G. E. and KATEHI, L. P. B., 1996. Design and analysis of transitions from rectangular waveguide to layered

- dielectric waveguide. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. 44, is. 7, pp. 1032–1040. DOI: 10.1109/22.508635
13. BHOOSHAN, S. and MITTRA, R., 1981. On the Design of Transitions Between a Metal and Inverted Strip Dielectric Waveguide for Millimeter Waves. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. MTT-29, is. 3, pp. 263–265. DOI: 10.1109/TMTT.1981.1130339
14. OLINER, A. A., PENG, S.-T., HSU, T.-I. and SANCHEZ, A., 1981. Guidance and Leakage Properties of a Class of Open Dielectric Waveguides: Part II - New Physical Effects. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. 29, is. 9, pp. 855–869. DOI: 10.1109/TMTT.1981.1130466

D. V. Mayboroda and S. O. Pogarsky

V. N. Karazin Kharkiv National University,
4, Svoboda Sq., Kharkiv, 61022, Ukraine

AN ANTENNA BASED ON A HYBRID METAL–DIELECTRIC STRUCTURE

Purpose: Nowadays, in the millimeter frequency range, the dielectric waveguides of various modifications have certain advantages over the standard metal waveguides, primarily due to the possibility of creating functional units based on them. This is due to the relative simplicity and low cost of manufacturing the dielectric waveguides and functional units using them, the high degree of their integration with active elements, the use in their manufacture of different dielectrics and polymers with a wide range of material constants and a variety of mechanical properties (in particular, some materials have a significant flexibility).

After making a series of physical experiments we have found the possibility of implementing the frequency selection and radiation into free space of electromagnetic waves by a hybrid metal-dielectric structure.

Design/methodology/approach: The studied electrodynamic structure belongs to the class of hybrid metal-dielectric structures. It includes a modified inverted dielectric waveguide with a periodic sequence on the dielectric plate of fifteen dielectric rods with metallized coating on one of the faces placed outwards. The structure efficiency was estimated by the voltage standing-wave ratio (VSWR) values and power attenuation

in the duct. The measurements were made with the reflectometer method. To estimate the degree of electromagnetic field concentration near the rod inhomogeneities in the near zone, the mobile probe method was used. The field structures were visualized with the method of isolines.

Findings: The results of a series of experimental investigations showed the possibility of matching the structure with the external waveguides in the frequency range of 26.5–32.5 GHz with the voltage standing-wave ratio (VSWR) less than 1.8. The frequency dependence of attenuation is oscillatory with clearly expressed frequency ranges with small and large attenuation values. Moreover, the dependence is almost periodic, which is typical of periodic structures. The frequency response slope in the transition zones can be quite high and reach values of 41.26 dB/GHz. The degree of concentration of the electric field near the waveguide dielectric rod and the degree of excitation of the dielectric inhomogeneities was found by directly measured electric field strength in the near zone. Measurements of energy characteristics made under the short-circuit conditions for the main guide and in the mode of matched load of the main guide showed both the ability to control the polarization characteristics and the ability to change the appearance of the pattern and its orientation in space.

Conclusions: It has been experimentally proven that a hybrid metal-dielectric structure, being a modified inverted dielectric waveguide with a periodic sequence on the dielectric plate of fifteen dielectric rods with metallized coating on one of the faces placed outwards, can be effectively integrated into a standard transmission line. It is found that this structure can be matched with the external circuits in a fairly wide frequency range. It is also found that in different frequency ranges this hybrid metal-dielectric structure shows the possibility of both efficient frequency selection and radiation in free space. Antenna measurements have shown the beam pattern shape controllability.

Key words: inverted dielectric waveguide, periodic sequence, voltage standing-wave ratio (VSWR), attenuation, reflectometer method, mobile probe method, directivity pattern

Стаття надійшла до редакції 28.04.2021