

УДК 621.39

# Ефективне поєднання ліній передачі у хвилеводно-планарних НВЧ системах міліметрового діапазону довжин хвиль

Омелянко М. Ю., Романенко Т. В., Туреева О. В.

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", м. Київ, Україна

E-mail: hohner\_@ukr.net

Значні втрати в мікросмужкових лініях із полімерними підкладками сьогодні не дають можливості реалізувати необхідні характеристики цілого ряду функціональних пристроїв у міліметровому діапазоні довжин хвиль. Це призводить до того, що складна НВЧ система в цьому діапазоні будується на різних лініях передачі – мікросмужковій та тих, загасання в яких значно менше. Характерно, що цю групу складають не тільки лінії передачі, що виготовляються методами інтегральної технології (хвилеводно-щілинна, хвилеводно-копланарна, зважена смужкова, тощо), а й сам прямокутний хвилевід, втрати в коротких відрізках якого дуже малі. У зв'язку зі сказаним сама гібридно-інтегральна технологія обертається гібридно-інтегральною хвилеводно-планарною, а реалізація ефективних зв'язків між різними лініями передачі стає критично важливою. При цьому особлива роль відводиться переходу між прямокутним хвилеводом і планарними лініями, які, незважаючи на величезну відмінність у локалізації полів цих хвилеведучих структур, повинні забезпечувати широку смугу частот узгодження та якомога менші об'єми. Ця стаття присвячена створенню ефективних зв'язків між різними лініями передачі, що використовуються у гібридно-інтегральних хвилеводно-планарних системах. Основну увагу приділено розробці переходів на різні інтегральні лінії передачі з прямокутного хвилеводу. Розглянуто існуючі та запропоновані нові конструкції таких переходів, які при довжині  $(0.2 - 0.3)\lambda_0$  мають смугу прийнятної узгодження, порівнянню з досяжною у значних за розмірами переходах з параметрами, що плавно змінюються. Запропоновано використовувати розроблені переходи для компактних з'єднань хвилеводів зі складною взаємною орієнтацією. Отримані результати перевірено експериментально.

*Ключові слова:* лінії передачі; міліметровий діапазон; гібридно-інтегральна схема; хвилеводно-планарна технологія; мікросмужкова лінія; прямокутний хвилевід

DOI: [10.20535/RADAP.2023.91.18-27](https://doi.org/10.20535/RADAP.2023.91.18-27)

## Вступ

Гібридно-інтегральна технологія конструювання та виробництва сьогодні є основним способом реалізації НВЧ систем. Навіть у разі значної агрегації функцій в об'ємі монолітних інтегральних схем (МІС) розробникам доводиться на певних етапах обробки НВЧ сигналів використовувати гібридну технологію. Принаймні це стосується систем міліметрового діапазону довжин хвиль, де реалізація необхідних характеристик таких вузлів, як, наприклад, смужових фільтрів, селекторів поляризації та інше у монолітному виконанні часто неможлива. Сама гібридно-інтегральна технологія в міліметровому діапазоні істотно відрізняється від традиційної, заснованої на застосуванні мікросмужкової лінії (МСЛ) як електродинамічної основи для побудови схем. Часто заснована на використанні гнучких полімерних підкладок з двосторонньою металізацією, ця технологія оперує різнома-

ніттям ліній передачі, що мають значно менші, ніж у МСЛ, втрати - це хвилеводно-щілинна лінія (ХЩЛ), хвилеводно-копланарна лінія (ХКЛ), зважена смужкова, копланарно-смуужкова лінія (КСЛ) і сам прямокутний хвилевід. При цьому МСЛ зі значними втратами використовується, як правило, як основа для реалізації схем з транзисторами та МІС. Таку мікросмужкову гібридно-інтегральну схему з активними елементами доцільно обмежити двома переходами на прямокутний хвилевід, втрати в якому дуже невеликі. Цей простий приклад показує, що особливості поведінки ліній передачі в міліметровому діапазоні довжин хвиль перетворюють традиційну гібридно-інтегральну технологію на гібридно-інтегральну хвилеводно-планарну, де роль хвилеводу більше не зводиться до функцій екрану. По-перше, він використовується як електродинамічна система з малими втратами, на основі якої успішно реалізовані хвилеводно-планарні фільтри з параметрами, які не поступаються тим, що отримані в

об'ємних конструкціях [1], багатоканальні мультиплектори [2], пристрої селекції поляризації [3] і т.п. По-друге, прямокутний хвильвід використовується як середовище для ефективного поєднання ліній передачі, що входять до складу конструкції системи. У цій роботі викладено результати, що стосуються цього другого аспекту використання хвильоводів у хвильоводно-планарних НВЧ системах. Розглянемо конструкції і параметри базових переходів.

## 1 Переходи прямокутний хвильвід (ПХ) - МСЛ

Як зазначалося вище, ГІС з активними елементами, по-перше, базується, як правило, на основі МСЛ, а по-друге, з метою виключення надлишкових втрат ця ГІС часто обмежується по довжині двома переходами на ПХ. До такого підходу спонукає і той факт, що транзистори середнього і високого рівня потужності мають розброс параметрів, вартість їх значна, а тому пристрої, що їх містять, вимагають індивідуального налаштування, яке найкраще виконати, маючи окремий вузол. Таким чином, переходи ПХ-МСЛ є важливим елементом хвильоводно-планарної технології, яким було присвячено значну кількість робіт [4–7], причому вимоги до застосування, які постійно змінюються, стимулюють появу нових конструкцій і сьогодні [8–10]. Усі переходи цього типу можна умовно розділити на великі групи: з плавною зміною топології і зондові. Для перших характерна значна (порядку  $1.5\lambda_0$ ) протяжність уздовж осі хвильоводу, за рахунок чого й досягається їхня широкосмуговість [4], [9]. У хвильоводно-планарних (ХП) ГІС міліметрового діапазону вони використовуються рідко саме через їхню велику протяжність і, як наслідок, значні втрати. У свою чергу, зондові переходи можна розділити на дві підгрупи: поперечно- і поздовжньо-зондові залежно від взаємної орієнтації вісей ПХ та МСЛ. До першої відносяться переходи, що забезпечують співвісну орієнтацію ліній; переходи другої з'єднують ПХ та МСЛ з ортогональними поздовжніми вісями. При цьому вже всередині кожної підгрупи переходи поділяються за ознакою взаємного розташування базових площин ПХ та підкладинки МСЛ. Нижче розглянемо конструкції та характеристики названих різновидів переходів.

### 1.1 Поздовжньо-зондові переходи ПХ-МСЛ

Хоча принцип побудови таких переходів, що отримали коротку назву "in-line", було запропоновано давно [11], перші зразки мали вузький діапазон частот прийнятної узгодженості (рівень зворотних втрат не менше 10дБ), який становив приблизно 7% середньої робочої частоти. Надалі характеристики

таких переходів покращувалися у нових конструкціях ряду авторів [12–14]. Результати розробки нами нових переходів та його характеристики представлені на Рис. 1-4; у Таблицях 1-4 дано їх розміри в мм. Частотні залежності зворотних втрат тут і нижче розраховувалися в пакеті програм електродинамічного моделювання "CST Microwave Studio". Втрати в металі і діелектрику не враховувалися. Розміри оптимізувалися з метою отримати максимально широку смугу частот узгодженості за рівнем зворотних втрат не менше ніж 10дБ.

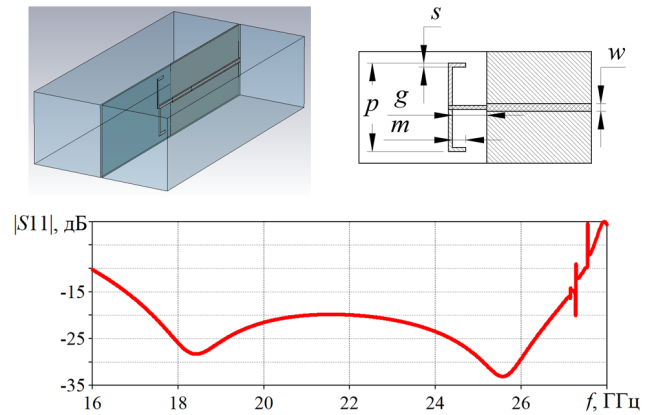


Рис. 1

Табл. 1

$p$	$g$	$m$	$s$	$w$
4.36	1.7	0.66	0.2	0.377

Конструкції, подібні до зображеної на Рис. 1, отримали в літературі [12–14] назву переходів з квазі-Яги антеною. Як правило [14], у подібних пристроях елементи антени формуються двома сигнальними провідниками МСЛ, один з яких, перед тим, як приєднатися до синфазного суматора, утворює петлю, що створює необхідну 180-градусну фазову затримку. У зображеній конструкції необхідні для роботи фазові співвідношення, як видно, забезпечуються відразу ж. Це значно розширює частотний діапазон роботи та скорочує розміри переходу - в даному випадку вони становлять близько  $0.14\lambda_0$  [14] (тут і далі  $\lambda_0$  - довжина хвилі на середній частоті діапазону). Значному скороченню розмірів даного переходу сприяє відсутність додаткових елементів (директорів), що використовуються [12], [14] для розширення робочої смуги частот.

До переваг запропонованої нами конструкції переходу, зображеної на Рис. 2, додається те, що оптимізації в ній підлягають всього два розміри - зазору "m" між зондом, утвореним сигнальним провідником МСЛ та широкою стінкою хвильоводу, та виступу "g" земляного провідника лінії.

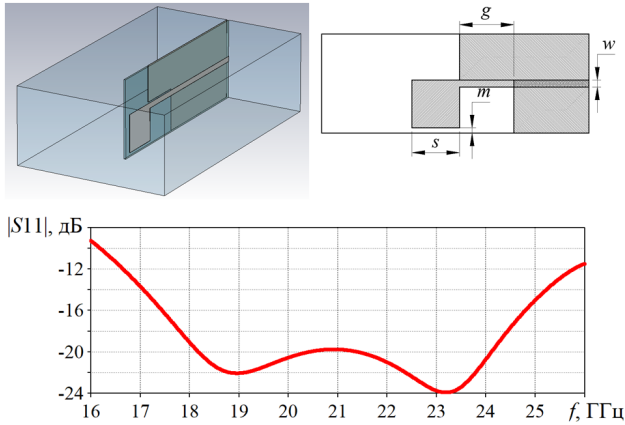


Рис. 2

Табл. 2

$w$	$g$	$m$ ,	$s$ ,
0.377	3	0.2865	$7 \cdot w$

Протяжність "s" зонда вздовж осі хвильоводу обрана кратною ширині сигнального провідника МСЛ ( $s=7 \cdot w$ ). Значна ширина смуги частот прийнятного узгодження, що перевищує робочий діапазон частот хвильоводу, формується за рахунок трансформатора опору, утвореного зміщенням, асиметрично щодо земляного, розташуванням сигнального провідника МСЛ. Типова довжина переходу дорівнює  $0.4\lambda_0$ , а смуга частот узгодження за десятидецибелним рівнем зворотних втрат становить близько 50%. Максимум зворотних втрат може бути зміщений у необхідний піддіапазон – це легко зробити, маючи на увазі сказане щодо оптимізації розмірів та характеру частотної характеристики. Перехід може бути зорієнтований на роботу у необхідному піддіапазоні. При цьому приблизно в 30% смугі частот гарантовані зворотні втрати становитимуть не менше 20 дБ.

Значний розмір зонда попередньої конструкції переходу, що становить близько половини його повного розміру, може бути зменшений шляхом зміщення зонда і осі самої МСЛ до однієї з широких стінок хвильоводу так, як це зроблено в топології, зображеній на Рис. 3. Істотне скорочення розмірів (тепер довжина переходу складає порядку  $0.19\lambda_0$ ) досягається в цьому випадку деяким звуженням смуги прийнятного узгодження (тепер вона становить близько 40%), що, як і раніше, перевищує робочий діапазон частот хвильоводу. Зауважимо, що поздовжньо-зондовий перехід зі зміщеною МСЛ, описаний в [12], значно перевищує даний за розмірами, складністю топології і має середній рівень зворотних втрат у смугі частот 8.0 - 12.0 ГГц порядку 12 дБ. Запропонований перехід, як і раніше, легко проектується (оптимізації підлягають лише два розміри) і розраховується так, щоб максимум зворотних втрат припадав на необхідну ділянку частотного діапазону.

Необхідно відзначити, що наведені конструкції за сукупністю характеристик: смуги частот, досяжному в ній мінімуму величини КСХ і лінійним розмірам належать до кращих серед тих, які нам відомі з опублікованих даних про переходи такого виду [8].

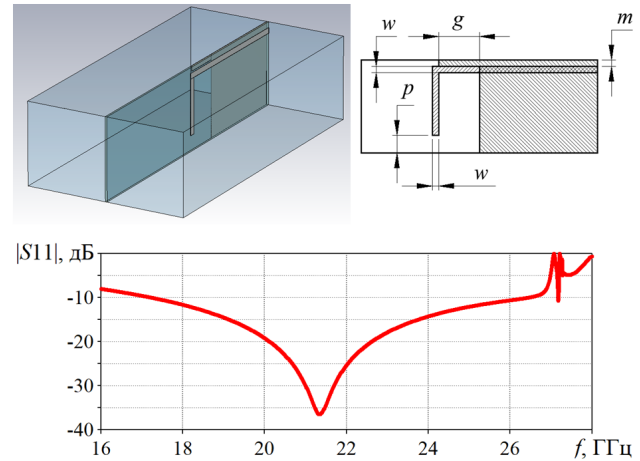


Рис. 3

Табл. 3

$w$ , мм	$p$ , мм	$g$ , мм	$m$ , мм
0.377	1.05	2.423	0.373

Розглянуті переходи характеризуються розташуванням підкладинки МСЛ в Е-площині ПХ. На Рис. 4 представлена конструкція співвісного переходу з підкладинкою, розташованою в Н-площині хвильоводу. Перехід був запропонований в [15] і використаний в конструкції ХП селектора поляризації трансівера міліметрового діапазону.

Зауважимо, що, хоча необхідність у подібному поєднанні ПХ і МСЛ виникає досить часто, до цього часу авторам відомо (крім описаної в [15]) лише кілька робіт, в яких повідомлено про реалізуючих його конструкціях переходів [9], [16]. З представлених даних видно, що смуга частот даного переходу за рівнем зворотних втрат мінус 10 дБ лише трохи менше робочої смуги частот хвильоводу, причому в 27% смугі частот зворотні втрати перевищують 15дБ ( $КСВ < 1.45$ ). За вказаними характеристиками розроблений перехід не поступається згаданим конструкціям, значно перевершуючи їх за компактністю та технологією виготовлення, оскільки ті містять об'ємні хвильоводні трансформатори опору.

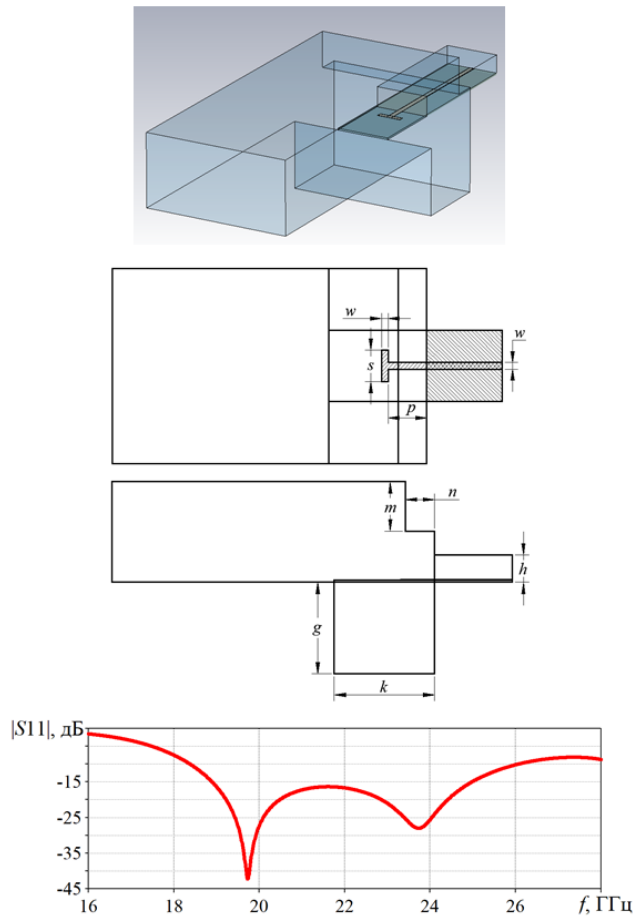


Рис. 4

Табл. 4

$w$	$s$	$p$	$m$	$n$	$g$	$k$	$h$
0.377	1.8	1.473	2.7	1.6	5	5.5	1.5

## 1.2 Поперечно-зондові переходи ПХ-МСЛ

У поперечно-зондових переходах вісі ПХ та МСЛ ортогональні. При цьому вісь МСЛ може бути ортогональна площині широкої або вузької стінки ПХ, а площина підкладки МСЛ може лежати в площині поперечного перерізу ПХ, або бути їй ортогональна. Конструкції, характеристики та розміри таких переходів дано на Рис. 5-7 та в Таблицях 5-7. Конструкція переходу, зображена на Рис. 5, є одною з найпоширеніших. Початкова його конфігурація, запропонована в [17], згодом зазнала безліч змін [18,19], метою яких було розширення частотного діапазону та збільшення досяжного в ньому рівня зворотних втрат (їх рівень у [17] становив порядку 13дБ). Вона часто використовується для реалізації безконтактного та надійного зв'язку функціонально незалежних НВЧ вузлів, наприклад, плати гетеродинів з платою приймача трансівера, для організації зв'язку приймача з опромінювачем антени. У цьому разі і проявляється його недолік: вся система вияв-

ляється розвинуеною у двох площинах, що може бути небажаним.

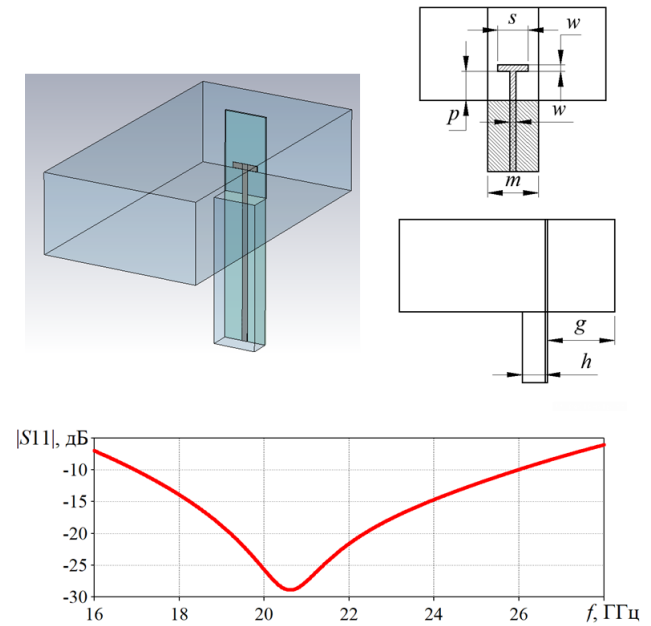


Рис. 5

Табл. 5

$h$	$g$	$p$	$m$	$s$	$w$
1.5	4	1.723	3	1.8	0.377

Розглянута конфігурація з Т-подібним зондом, утвореним сигнальним провідником МСЛ, має широку смугу частот прийнятної узгодженості, що перевищує діапазон робочих частот хвильоводу і смугу частот за рівнем зворотних втрат більше 15 дБ не менше 27%, яка легко може бути зміщена в ділянку необхідного діапазону. Потрібно наголосити, що розмір "m" – ширина вікна для підкладки МСЛ у ПХ – визначає частоту резонансних сплесків на характеристиці зворотних втрат і має суворо контролюватись при проектуванні та виготовленні конструкції.

Перехід, конструкція та параметри якого зображені на Рис. 6, відрізняється від попереднього поворотом на 90° площині підкладки МСЛ. Розміри переходу дані в Таблиці 6. Частотна характеристика цього переходу подібна до попередньої. Іноді [7], з метою уникнути впливу неточності установки покладайки із зондом у хвильоводі, роль короткозамкненої стінки хвильоводу виконує розташована на тій же підкладці металева смужка, що закорочує його широкі стінки. Перехід зручний при поєднанні планарних структур в Е-площині ПХ.

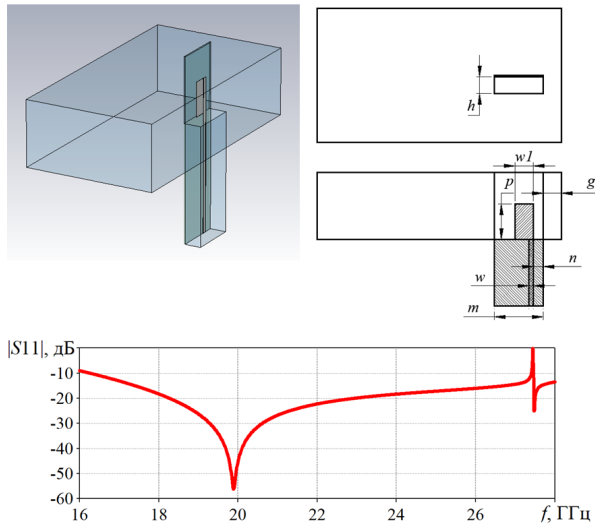


Рис. 6

Табл. 6

$h$	$w1$	$w$	$m$	$n$	$g$	$p$
1.5	1.508	0.377	4	$0.8 \cdot d$	1.5	2.9

Конструкція поперечно-зондового переходу з віссю МСЛ, ортогональною вузькій стінці хвилеводу, і базовою площиною підкладинки, що лежить в площині поперечного перерізу ПХ, зображена на Рис. 7. Розміри наведено в Табл. 7.

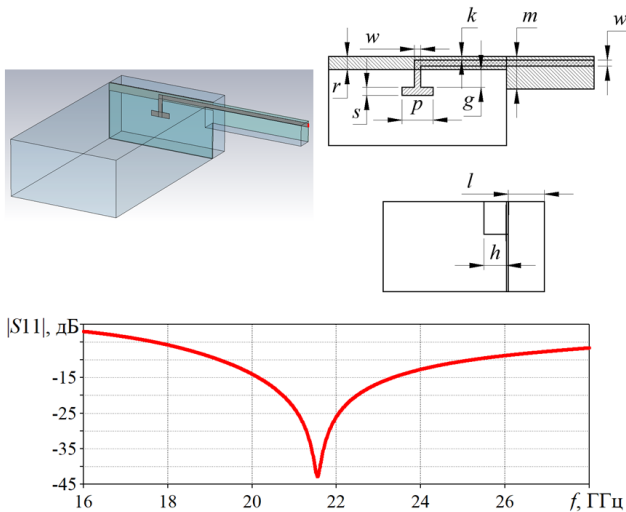


Рис. 7

Табл. 7

$r$	$s$	$w$	$p$	$k$	$g$	$m$	$h$	$l$
0.8	0.5	0.377	1.9	0.2	$1.1 \cdot d$	2	1.5	2.18

Хоча досягнута ширина смуги частот узгодження за рівнем зворотних втрат 10 дБ менше діапазону робочих частот хвилеводу і становить близько 26% (за рівнем 15 дБ близько 16%), цей результат значно перевершує дані про перехід з такою самою взаємною орієнтацією ПХ і МСЛ, опубліковані в [10].

## 2 Переходи ПХ – КСЛ

Особливості копланарної смужкової лінії (іноді її називають диференціальною МСЛ) роблять її незамінною при проектуванні цілого ряду пристроїв [20–23]. Хоча для збудження використаної в них непарної моди (з протифазними електричними полями в сигнальних провідниках) були запропоновані переходи МСЛ - КСЛ [21], вони значно поступаються запропонованим авторами в [24] переходам ПХ - КСЛ за розмірами та втратами. А якщо врахувати те, що переходи ПХ – МСЛ можуть за протяжністю становити близько  $0.2\lambda_0$ , то, ймовірно, вигідніше у разі необхідності переходу на КСЛ від МСЛ як проміжну ланку використовувати ПХ. При цьому обидва переходи можуть бути виконані на одній підкладці – у цьому випадку секція ПХ виявляється частково заповненою матеріалом діелектрика. Конструкція переходу ПХ - КСЛ, його характеристики та розміри наведені на Рис. 8 та в Табл. 8.

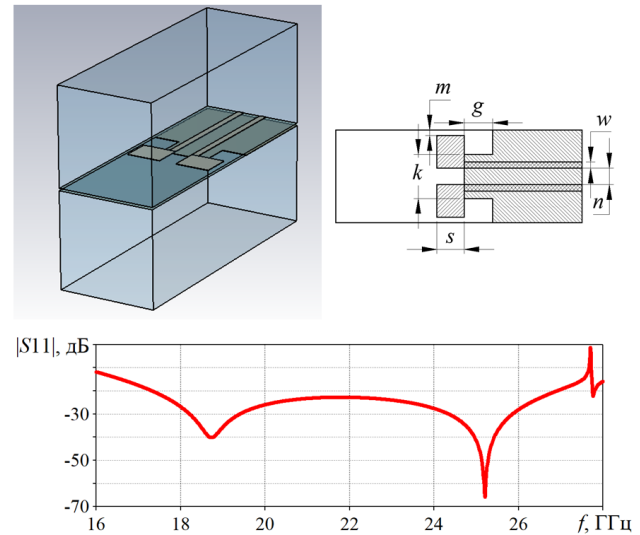


Рис. 8

Табл. 8

$w$	$n$	$g$	$m$	$k$	$s$
0.377	0.975	1.695	0.33	2.625	1.6125

Видно, що запропонований перехід, довжина якого становить всього  $0.24\lambda_0$ , у всьому робочому діапазоні частот хвилеводу демонструє рівень зворотних втрат понад 20 дБ. Наслідком цього є надзвичайно мале вносиме загасання. Це, зокрема, використовується у суматорах потужності на основі КСЛ, де низький рівень втрат дозволяє значно підвищити ККД схеми підсумовування [24].

## 3 Переходи ПХ – ХЩЛ

Оскільки правильно розрахований плавний перехід такого типу має незначну довжину та широку смугу узгодження, ці переходи, мабуть, займають

чільне місце в конструкціях з хвильоводно-щілинною лінією. Справді, плавний перехід Дольфа-Чебишева перекидає смугу частот хвильоводу з рівнем КСХ < 1.3 за його довжини порядку  $(0.75 \div 0.80)\lambda_0$ . Оскільки втрати в ХЩЛ малі, такі переходи часто задовольняють розробників за сукупністю параметрів. Разом з тим, скорочення розмірів при необхідності відсутності вимог до такої широкої смуги частот можна досягти, використовуючи односекційний чвертьхвильовий трансформатор. Топологія пристрою, його характеристика та розміри приведені на Рис. 9 та у Таблиці 9.

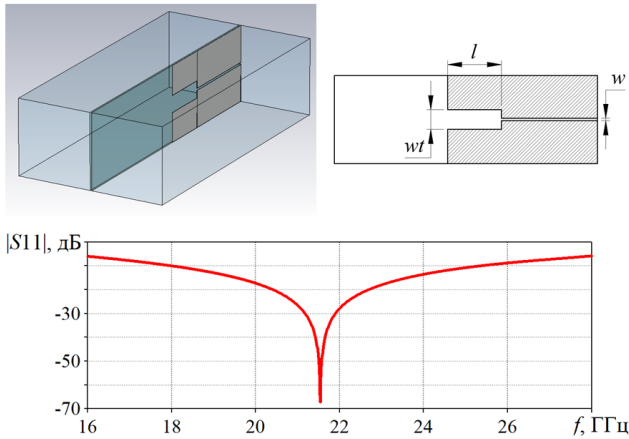


Рис. 9

Табл. 9

w, мм	l, мм	wt, мм
0.15	3.35	1.23

Як бачимо, при відносній ширині щілини  $w/l=0.028$  смуга частот за рівнем зворотних втрат 20 дБ становить близько 12%, прийнятне узгодження є у всьому робочому діапазоні частот хвильоводу, а протяжність переходу становить лише  $0.25\lambda_0$ .

#### 4 Переходи ПХ –ХКЛ

Розроблено велику кількість хвильоводно-планарних ГІС, в яких використовуються обидва типи хвиль ХКЛ (парна та непарна). Переходи, що селективно збуджують парний тип (з однаковою поляризацією електричного поля в щілинах ХКЛ), зазвичай будуються за схемою ПХ - ХЩЛ - ХКЛ, причому ХЩЛ, як проміжна ланка, має довжину всього кілька часток  $\lambda_0$ . Перехід ХЩЛ - ХКЛ можна розрахувати виключно з міркувань вирівнювання опорів  $Z_{0p}, v$ , обох ліній передачі, оскільки локалізація полів в областях малих щілин велика, і реактивна потужність, що накопичується дуже мала. Переходи для селективного збудження непарної (квазі-Т) моди в ХКЛ з ПХ поділяються на дві групи: співвісні та поперечні. Співвісні конструкції зазвичай містять проміжну лінію між ПХ та ХКЛ – це може бути МСЛ або ХЩЛ. Безпосереднє збудження зондом у цих пристроях використовується

рідко [13] через небезпеку збудження парної моди, усунення якої потребує встановлення додаткових елементів та ускладнення конструкції. Приклад конструкції з проміжною МСЛ секцією та її характеристики наведені на Рис. 10, розміри вказані у Таблиці 10.

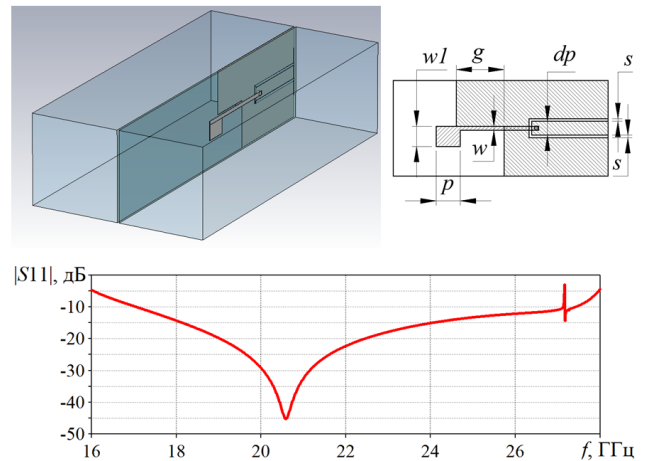


Рис. 10

Табл. 10

w	w1	dp	s	p	g
0.233	1.665	0.8	0.15	1.398	2.75

Очевидно, отримання прийнятного узгодження у всьому робочому діапазоні частот не зустрічає труднощів. При цьому повна довжина переходу становить менше  $0.45\lambda_0$ . Конструкції та характеристики переходів поперечного типу з базовою площиною підкладки МСЛ у площині поперечного перерізу ПХ та ортогональну цій площині показані на Рис. 11, 12 та в Таблицях 11, 12, відповідно. Обидва переходи мають надзвичайно широкі смуги частот узгодження (не менше 38% за рівнем зворотних втрат 15 дБ). Розмір "h" в конструкції Рис. 12 навмисно обраний значним, що призвело до резонансних слідів (які обговорювалися раніше) на характеристиці зворотних втрат. Зменшення цього розміру дозволяє уникнути подібних явищ.

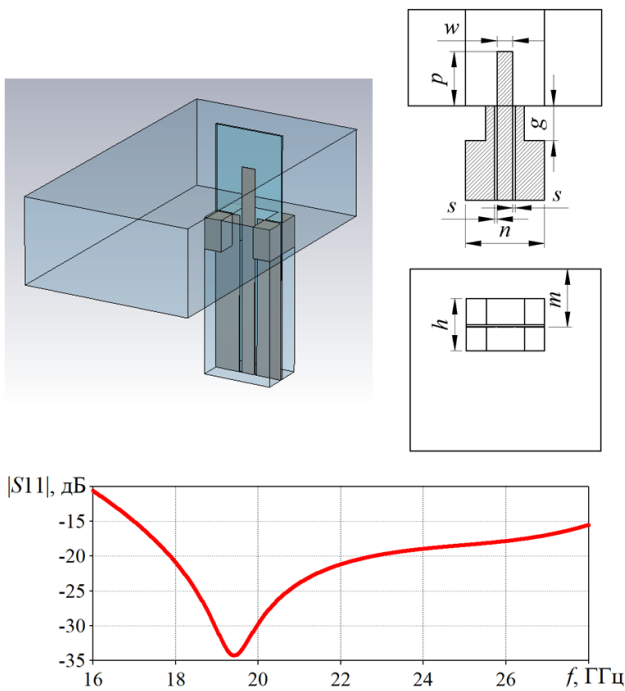


Рис. 11

Табл. 11

$p$	$w$	$g$	$s$	$n$	$h$	$m$
3.1	0.9	2	0.15	4.5	3	3.2

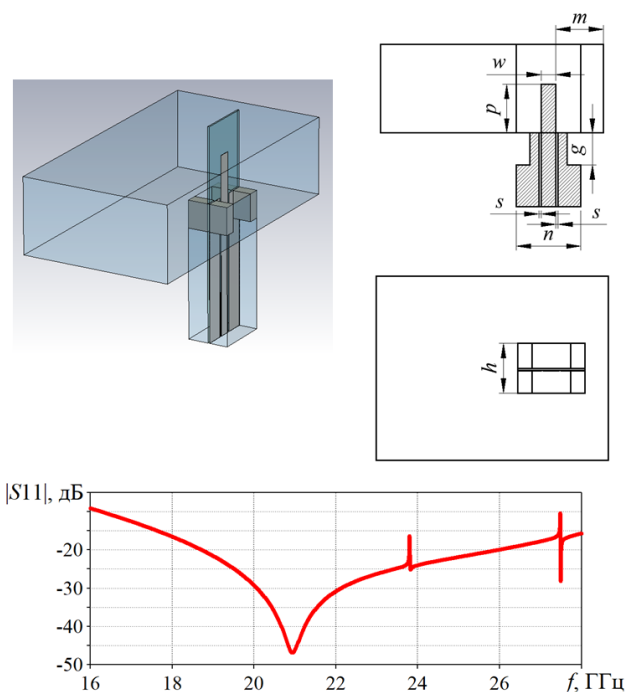


Рис. 12

Табл. 12

$p$	$w$	$m$	$g$	$s$	$n$	$h$
3	0.9	2.95	2	0.15	4	3

## 5 Використання переходів ПХ – МСЛ у компактних конструкціях переходів між прямокутними хвилеводами

При проектуванні складних НВЧ систем, що складаються з ряду функціонально самостійних пристроїв, часто виникає завдання з'єднання прямокутних хвилеводів з різними напрямками їх поздовжніх осей і орієнтацією їх базових площин. Як приклад наведемо задачу приєднання об'єднуючого циркулятора, всі входи якого розташовані в Н-площині прямокутного хвилеводу, до прийомопередавача НВЧ трансівера. Проблема виникає, якщо прийомопередавач виконаний у вигляді ГІС на єдиній підкладинці, як правило, розташованій в Е-площині прямокутного хвилеводу, а у розробника є вагомні підстави вважати, що вихід трансівера повинен лежати в площині ГІС. Звичайно, ця та подібні проблеми можуть бути вирішені з використанням стандартних вузлів хвилеводних трактів – скруток, поворотів тощо. Водночас такий підхід виключається, якщо вимоги до габаритів, маси та простоти виготовлення є пріоритетними. Як ілюстрацію розглянемо випадок з'єднання двох хвилеводів із взаємно ортогональними площинами широких стінок та взаємно ортогональними поздовжніми осями («скрутка» з поворотом на  $90^\circ$ ). Ця конфігурація показана на Рис. 13. Розміри наведено в Табл. 13. Видно, що для реалізації подібного топологічно складного з'єднання використано коротку секцію МСЛ із двома розглянутими раніше переходами – поздовжньо-зондового типу (Рис. 4) та поперечно-зондового типу з базовою площиною підкладинки, ортогональною площині поперечного перерізу ПХ (Рис. 6). Зважаючи на те, що даний перехід був призначений для роботи у восьмиміліметровому діапазоні довжин хвиль, де малий переріз хвилеводу не дозволяє знехтувати впливом кінцевих радіусів заокруглень при виготовленні елементів хвилеводних камер, зазначені радіуси були враховані при розрахунках топології. Крім того, як це зазначено раніше, з метою уникнути впливу неточності в установці підкладинки роль короткозамикача виконує друкований провідник між широкими стінками хвилеводу. Розміри оптимізувалися з метою забезпечити рівень зворотних втрат не менше ніж 25 дБ у смузі частот 36–38.5 ГГц. Отримані результати перевірялися експериментально (Рис. 14, 15).

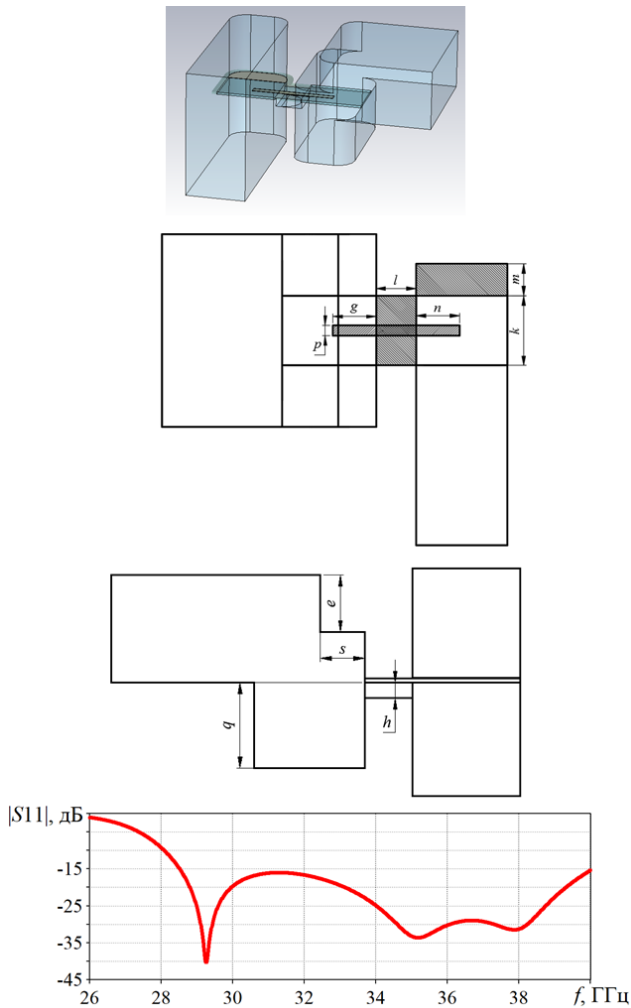


Рис. 13

Табл. 13

$p$	$g$	$l$	$h$	$n$	$m$	$k$	$s$	$e$	$q$
0.38	1.6	1.5	0.5	1.6	1.3	2	1.4	1.8	2.7

Деяка розбіжність розрахункових та експериментальних результатів пояснюється малим рівнем вимірюваної величини КСХ, при якому на результат впливають будь-які неточності у з'єднанні компонентів. Загалом, виготовлений зразок повністю відповідає вимогам малості коефіцієнта відбиття та вносимих втрат. Приведений приклад, з одного боку, підтверджує адекватність наведених розрахунків, а з іншого, показує, наскільки ефективним є запропонований метод використання отриманих результатів при вирішенні непростого завдання компактного з'єднання хвелеводів зі складною взаємною орієнтацією.

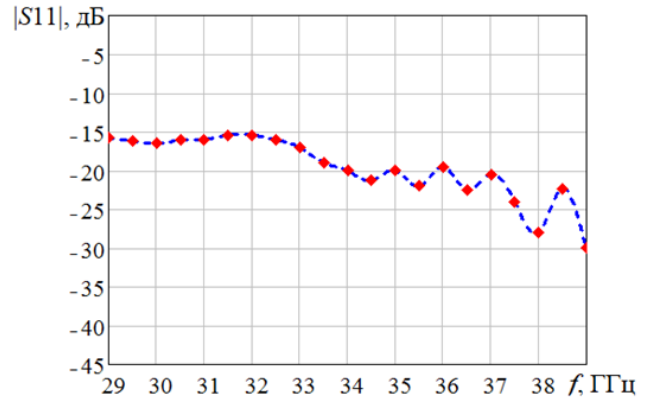


Рис. 14

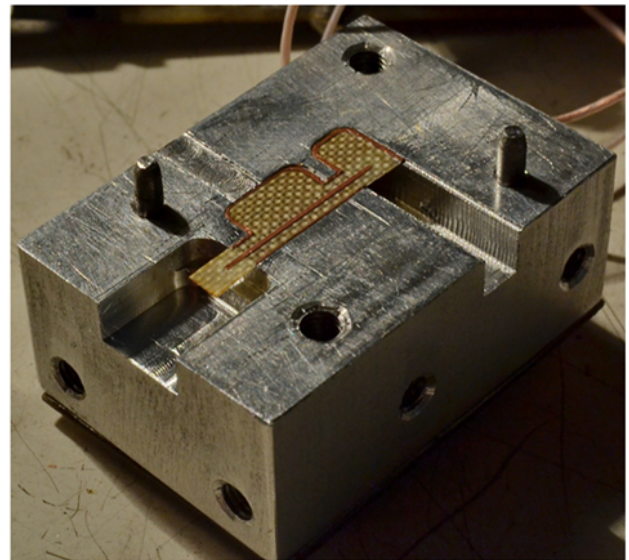


Рис. 15

## Висновки

У роботі розглянуто важливі вузли НВЧ систем, виконаних із залученням хвелеводно-планарної гібридно-інтегральної технології - переходи, що з'єднують прямокутний хвелевід і основні лінії передачі, що використовуються при цьому. Всі отримані результати відносяться до компактних пристроїв, у яких, незважаючи на малі розміри (від  $0.2\lambda_0$  до  $0.6\lambda_0$ ), вдалося отримати смуги частот узгодження того ж порядку, що і в пристроях з плавною зміною топології, але зі значно меншими розмірами та рівнем втрат. Запропоновано використовувати комбінації розглянутих конструкцій переходів у суто хвелеводних системах для з'єднань хвелеводних трактів з різною взаємною орієнтацією вісей та базових площин. В цьому випадку їх застосування забезпечує значне зменшення розмірів та скорочення витрат на виготовлення. Отримані результати експериментального дослідження підтвердили адекватність проведених розрахунків та правильність прийнятих рішень під час розробки переходів.



## References

- [1] K.-D. Xu, S. Xia, Y.-J. Guo, J. Cui, A. Zhang and Q. Chen. (2021). W-Band E-Plane Waveguide Bandpass Filter Based on Meander Ring Resonator. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 31, no. 12, pp. 1267-1270. doi:10.1109/LMWC.2021.3103638.
- [2] E. Ofli, R. Vahldieck and S. Amari (2005). Novel E-plane filters and diplexers with elliptic response for millimeter-wave applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, no. 3, pp. 843-851. doi:10.1109/TMTT.2004.842506.
- [3] Groppi, C. E., Drouet D'Aubigny, C. Y., Lichtenberger, A. W., Lyons, C. M., and Walker, C. K. (2005). Broadband Finline Ortho-Mode Transducer for the 750-1150 GHz Band. *Sixteenth International Symposium on Space Terahertz Technology*, pp. 513-518.
- [4] Van Heuven J.H.C. (1974). A New Integrated Waveguide-Microstrip Transition. *1974 4th European Microwave Conference*, pp. 541-545. doi:10.1109/EUMA.1974.332108.
- [5] D. Rubin and D. Saul (1978). Millimeter Wave MIC Bandpass Filters and Multiplexers. *1978 IEEE-MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 208-210. doi:10.1109/MWSYM.1978.1123840.
- [6] Villegas, F., Stones, D. I., & Hung, H. A. (1999). A novel waveguide-to-microstrip transition for millimeter-wave module applications, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, pp. 48-55.
- [7] Xu, Zhengbin, et al. (2017). E-plane probe microstrip to waveguide transition with fin-line back-short structure for millimetre-wave application. *Electronics Letters*, Vol. 53, Iss. 23, pp. 1532-1534. doi:10.1049/el.2017.2048.
- [8] Varshney, Atul & Sharma, Vipul. (2020). A Comparative Study of Microwave Rectangular Waveguide-to-Microstrip Line Transition for Millimeterwave, Wireless Communications and Radar Applications. *Microwave Review*, Vol. 26, Iss. 2, pp. 21-37.
- [9] Marco S., Fanti A., Valente G., Montisci G., Ghiani R., and Mazzarella G. (2018). A Compact In-Line Waveguide-to-Microstrip Transition in the Q-Band for Radio Astronomy Applications. *Electronics*, Vol. 7, Iss. 2: 24. doi:10.3390/electronics7020024.
- [10] Zhou, I., Robert, J. R. (2022). Ultra-Wideband Narrow Wall Waveguide-to-Microstrip Transition Using Overlapped Patches. *Sensors*, Vol. 22, Iss. 8: 2964. doi:10.3390/s22082964.
- [11] Meier, Paul J. (1979). Printed-Circuit Balanced Mixer for the 4- and 5-mm Bands. *1979 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 84-86.
- [12] Reljić, Boro M. (2007). Novel MIC/MMIC Compatible Microstrip to Waveguide Transition for X Band without a Balun. *Mikrotalasna revija*.
- [13] Ho T.-Q. and Shih Y.-C. (1988). Analysis of microstrip line to waveguide end launchers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 36, Iss. 3, pp. 561-567. doi:10.1109/22.3549.
- [14] Kaneda N., Qian Y. and Itoh T. (1999). A broadband microstrip-to-waveguide transition using quasi-Yagi antenna. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, Iss. 12, pp. 2562-2567. doi:10.1109/22.809007.
- [15] Omelianenko, M., Pravda, V. I., Turieieva, O. et al. (2012). Fully planar subscriber station transceivers of broadband access systems in Ku- and Ka-bands. *Radioelectron. Commun. Syst.*, Vol. 55, pp. 49-64. doi:10.3103/S073527271202001X.
- [16] Pérez-Escudero, J. M.; Torres-García, A. E.; Gonzalo, R.; Ederra, I. (2018). A Simplified Design Inline Microstrip-to-Waveguide Transition. *Electronics*, Vol. 7, Iss. 10, 215. doi:10.3390/electronics7100215.
- [17] Shih Y.-C., Ton T.-N. and Bui L. Q. (1988). Waveguide-to-microstrip transitions for millimeter-wave applications. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 473-475. doi:10.1109/MWSYM.1988.22077.
- [18] Han, M.; Wang, C.; Liu, C.; Xiao, S.; Ma, J.; Sun, H. (2022). A Wideband Microstrip-to-Waveguide Transition Using E-Plane Probe with Parasitic Patch for W-Band Application. *Appl. Sci.*, Vol. 12, Iss. 23, 12162. doi:10.3390/app122312162.
- [19] Azzemi Ariffin, Dino Isa, Amin Malekmohammadi. (2016). Broadband Transition from Microstrip Line to Waveguide Using a Radial Probe and Extended GND Planes for Millimeter-Wave Applications. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 60, pp. 95-100. doi:10.2528/PIERL16040801.
- [20] Jinho Jeon, Youngwoo Kwon, Sunyoung Lee, Changyul Cheon and E. A. Sovero (2000). 1.6- and 3.3-W power-amplifier modules at 24 GHz using waveguide-based power-combining structures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, Iss. 12, pp. 2700-2708. doi:10.1109/22.899033.
- [21] Tu, Wen-Hua and Kai Chang (2006). Wide-band microstrip-to-coplanar stripline/slotline transitions. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, Iss. 3, pp. 1084-1089. DOI: 10.1109/TMTT.2005.864127
- [22] Deutschmann B. and Jacob A. F. (2019). A Full W-Band Waveguide-to-Differential Microstrip Transition. *2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pp. 335-338. DOI: 10.1109/MWSYM.2019.8700982.
- [23] Hügler P., Chaloun T. and Waldschmidt C. (2020). A Wideband Differential Microstrip-to-Waveguide Transition for Multilayer PCBs at 120 GHz. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 30, Iss. 2, pp. 170-172. doi:10.1109/LMWC.2019.2958208.
- [24] Omelianenko M. Yu., Romanenko T. V. (2019). Vysokoeffektivnyy volnovodno-planarnyy usilitel s prostranstvennyim slozheniem moschnosti v diapazone chastot 31-39 GGts [High efficiency waveguide-planar amplifier with spatial power combining for frequency range 31-39 GHz]. *Visti vyshchykh uchbovykh zakladiv. Radioelektronika [Radioelectronics and Communications Systems]*, Vol. 62, Iss. 5, pp. 243-50. doi:10.20535/S0021347019050017.

## Effective Combination of Transmission Lines in Waveguide-Planar Microwave Systems of the Millimeter Wavelength Range

*Omelianenko M. Yu., Romanenko T. V.,  
Turieieva O. V.*

In the millimeter wave band hybrid-integrated circuits take the form of waveguide-planar, which combines the advantages of planar technology and waveguides as low-loss systems. This makes it possible to successfully meet the high performance requirements of such devices as bandpass filters, multiplexers, etc. At the same time, elements that provide transitions between various integrated transmission lines and a waveguide become an important part of a complex microwave system, and the requirements for their characteristics - frequency band, losses, dimensions - become a challenge for designers. The article provides both an overview of the most successful designs aimed at solving this problem and a description of the transition

topology proposed by the authors. The main attention is paid to the transitions between a rectangular waveguide and a microstrip line - all possible configurations of the joints of these waveguide systems are considered. It is shown that a number of designs make it possible to achieve a return loss at least 15dB in a frequency band, exceeding the operating frequency range of the waveguide with characteristic transition sizes not exceeding  $(0.2-0.3)\lambda_0$ . It is proposed to use the results obtained to create efficient connections of the rectangular waveguides themselves with their complex mutual orientation. This solves many problems in the design of hybrid-integrated waveguide-planar microwave circuits, but can be successfully used in the development of purely waveguide systems, when the requirements of dimensions and cost in production are priority. The calculated data obtained in the article are compared with the results of an experimental study.

*Keywords:* transmission lines; millimeter range wavelength; hybrid-integrated circuit; waveguide-planar technology; microstrip line; rectangular waveguide