Синтез смугових фільтрів міліметрового діапазону довжин хвиль на поверхнево-інтегрованих хвилеводах

Омеляненко 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

В роботі представлені результати розробки смуговопропускаючих фільтрів міліметрового діапазону довжин хвиль, виготовлених за SIW-технологією. Основна увага приділена недостатньо висвітленій в сучасній літературі процедурі синтезу таких фільтрів, що дає можливість знайти всі розміри елементів топології фільтрів (так званий dimensional synthesis). Показано, що застосування стандартної процедури для синтезу смугових SIW-фільтрів призводить до незадовільних результатів. Виявлені причини цього дозволили внести необхідні корективи до методу розрахунку. Хоча зазначена розробка процедури синтезу виконується на прикладі розповсюдженої топології смугового фільтра (фільтра на індуктивних штирях), розглянута структура вигідно відрізняється від стандартної для цього випадку тим, що роль крайніх неоднорідностей фільтра тут виконують вузли збудження SIW зі сторони вхідної і вихідної мікросмужкових ліній. Це дозволяє значно зменшити розміри фільтра, рівень його втрат, а також покращити топологічну гнучкість при інтегруванні SIW-фільтра до системи, використовуючи лінійну або кутову реалізацію його топології. Результати теоретичних розрахунків співставлені з даними, отриманими при вимірюванні параметрів виготовлених зразків, а останні – з відомими даними щодо параметрів хвилевідно-планарних фільтрів зі схожими характеристиками. Показано, що хоча останні і мають кращі характеристики щодо мінімальних втрат, SIW-фільтри, виготовлені на сучасних діелектричних матеріалах, співставні з ними по цьому параметру, але значно переважають їх по технологічності, компактності і економічній привабливості.

Ключові слова: SIW; смуговопропускаючий фільтр; міліметровий діапазон довжин хвиль; процедура синтезу

DOI: 10.20535/RADAP.2025.100.5-13

Вступ

Хвилевідно-планарні фільтри, побудовані на планарних метало-діелектричних структурах в Еплощині прямокутного хвилевода, до останнього часу були, фактично, єдиним шляхом реалізації таких пристроїв у вигляді гібридних інтегральних схем (ГІС), що працюють в міліметровому діапазоні довжин хвиль і при цьому мають прийнятні характеристики втрат і вибірковості [1]. Запропоновані варіанти топології зазначених фільтрів дозволили створити інтегральні конструкції пристроїв з покращеними характеристиками вибірковості [2,3], розширеними смугами загородження [4] і незначними втратами в смузі частот пропускання на частотах вище 20ГГц. Однак універсальність зазначеного підходу до проєктування ГІС фільтрів зумовлює загальний недолік цих конструкцій – наявність фактично об'ємної хвилевідної камери, що є невід'ємним елементом хвилевідно-планарної ГІС цього типу. I хоча основні елементи фільтра виконуються методами інтегральної технології, параметри зазначеної камери, як правило, сильно впливають на характеристики таких ГІС фільтрів. При цьому значно підвищуються вимоги до робіт з об'ємної технології, що збільшує вартість пристроїв, а сама наявність обємних елементів конструкції погіршує масогабаритні характеристики і гнучкість конструкцій, що містять хвилевідно-планарні фільтри, як їхні елементи.

Необхідність використання об'ємних камер у хвилевідно-планарних ГІС зумовлена типом використаних в них електродинамічних систем – хвилевідно-щілинної, хвилевідно-копланарної, частково-заповненого або полого хвилеводів, які мають достатньо низькі втрати в міліметровому діапазоні довжин хвиль. При цьому власна добротність резонаторів фільтрів сягає сотень, а, відповідно, втрати смугових фільтрів з типовими значеннями відносної ширини смуги пропускання порядку 2-4% і середніми вимогами до вибірковості становлять не більше 1-2 дБ, що вважається

прийнятним для зразків при масовому виробництві. Очевидно, альтернативним, щодо «хвилевіднопланарного», шляхом для побудови ГІС фільтрів є використання у якості електродинамічної основи мікросмужкової лінії (МСЛ). Хоча такий підхід переважно і використовується на частотах нижче 18ГГц, застосування його на вищих частотах призводить до вельми значних втрат: оскільки власна добротність резонаторів, виконаних на основі тих же матеріалів, становить лише кілька десятків, втрати фільтрів із зазначеними типовими характеристиками сягають 5 дБ і вище, що, як правило, неприпустимо. Дієвою альтернативою електродинамічним системам хвилевідно-планарного типу в сенсі використання для побудови смугових фільтрів міліметрового діапазону довжин хвиль виявився поверхнево-інтегрований хвилевід (в подальшому SIW, позначення від англ. Surface Integrated Waveguide). Створений зі суто практичного намагання максимально здешевити виробництво об'ємних хвилеводів [5], в подальшому він був інтегрованим в мікросмужкові системи, де і виявилася можливість його успішного застосування для реалізації зазначених фільтрів. Сказане ілюструють рисунки 1, 2, 3, на яких зображено залежності розрахованої власної добротності півхвильових резонаторів на основі пустого прямокутного хвилевода, того ж хвилевода з повністю заповненим діелектриком перерізом і SIW на підкладинці з того ж діелектрика, від висоти хвилеводів b. Розрахунки виконані для частоти f = 22 ГГц і розмірів, що становлять а = 11 мм; $a_{res} = 7$ мм; $b_1 = 4$ мм; $t_m = 0.017$ мм; діаметр металізованих отворів d = 0.4 мм, відстань між ними $\delta = 0.75$ мм. При цьому вважається, що діелектрична стала діелектрика $\varepsilon = 2.2$, тангенс кута втрат $\tan \delta = 0.0009$, висота шару діелектрика у SIW становить b, а всі металеві поверхні мають провідність $\sigma = 5,96 \cdot 10^7$ сім/м (мідь). Видно, що при застосуванні якісного діелектрика у якості підкладинки SIW власна добротність резонатора на основі цієї лінії передачі лише на третину нижча за добротність резонатора на прямокутному хвилеводі, заповненому тим же діелектричним матеріалом, причому ці значення в нього приблизно в два рази нижче за величину власної добротності пустого прямокутного хвилевода – суто об'ємного елемента, принаймні при реальних застосованих товщинах підкладинок SIW.

 Q_0



Рис. 1. Власна добротність півхвильового резонатора на основі пустого прямокутного хвилевода



Рис. 2. Власна добротність півхвильового резонатора на основі заповненого діелектриком прямокутного хвилевода

800 625 450 275 100 0 500 1000 1500 2000 *b*,мкм

Рис. 3. Власна добротність півхвильового резонатора на основі SIW

Результати співставлення отриманих значень з величинами, характерними для МСЛ, залежать від багатьох факторів, які впливають на власну добротність МСЛ-резонаторів. Основними чинниками тут являються вплив шорсткості поверхонь метала, неминуча нерівність країв сигнального провідника, що виникає при фотолітографічному травленні, а також радіаційні втрати. Зазначені фактори призводять до значень добротності МСЛ-резонаторів порядку декількох десятків у сантиметровому діапазоні, причому ця величина швидко спадає зі зростанням частоти [6]. Отже селективні пристрої на основі SIW, зберігаючи інтегральну технологію виготовлення, мають значні переваги, що підтверджуються результатами їх розробки в останні роки.

1 Синтез SIW-фільтрів з компактною структурою

Починаючи з перших варіантів побудови [7] за останні 5-10 років згідно з SIW-технологією були реалізовані фільтри з широкими смугами непропускання [9], багатомодові фільтри з покращеною селективністю [10], SIW-фільтри з покращеними масогабаритними характеристиками [11, 12] тощо. Незважаючи на зазначений широкий спектр розробок, синтезу SIW-фільтрів присвячено обмежену кількість робіт [14], а роботи, спрямовані на конструктивний синтез, призначений для знаходження розмірів всіх елементів топології фільтрів [13], взагалі відсутні. Тож розробка, як правило, виходить з загальних вимог щодо топології елементів фільтра, розміри яких в подальшому оптимізуються з метою наблизити його частотну характеристику до необхідної в пакеті програм електродинамічного аналізу.

З метою розробки програми синтезу розглянемо у якості вихідної найпростішу структуру смугового SIW-фільтра (Рис. 4), яка складається з вхідної (1) і вихідної (2) МСЛ, двох переходів (3,4) з МСЛ до SIW і чотирьох металізованих отворів різного діаметру і розташування (5), що формують трьохрезонаторний фільтр [7,8].



Рис. 4. Структура смугового SIW-фільтра

Хоча використання широкосмугових переходів (3, 4) дозволяє змінювати в широких межах вимоги до фільтра, їхня наявність збільшує габарити пристрою, а в міліметровому діапазоні ще й призводить до збільшення втрат. В зв'язку з цим більш ефективною є топологія фільтра з компактною структурою, показана на Рис. 5. Тут вона зображена для дворезонаторного фільтра. Видно, що фільтр складається з вхідного (1) і вихідного (2) вузлів збудження SIW зі сторони МСЛ, які одночасно слугують елементами інверторів, що утворюють перший і другий (останній) резонатори фільтра і двох металізованих отворів (3), які утворюють його центральний інвертор.



Рис. 5. Топологія фільтра з компактною структурою для дворезонаторного фільтра

На цьому ж рисунку показана схема побудови фільтра в термінах теорії кіл. Тут же збільшено зображена топологія зазначених першого і останнього інверторів фільтра. Наведена декомпозиція топології фільтра дозволяє виділити регулярні відрізки SIW і вважати їх складовими резонатора з заздалегідь відомими властивостями, зокрема фазовою сталою β. Після цього початковий розрахунок фільтра може бути проведений за класичною методикою [16]. Зокрема, для фільтра, що розглядається:

$$K_{01} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\Delta W}{g_0 g_1}}, \quad K_{12} = \frac{\pi}{2} \frac{\Delta W}{\sqrt{g_1 g_2}}, \quad K_{23} = K_{01},$$

де K_{ij} - коефіцієнт інверсії

$$K_{01} = \sqrt{\frac{1 - |\Gamma_1|}{1 + |\Gamma_1|}}; \quad K_{23} = \sqrt{\frac{1 - |\Gamma_3|}{1 + |\Gamma_3|}} \tag{1}$$

і Γ_i — коефіцієнти відбиття від формуючих неоднорідностей; $g_i - g$ -параметри низькочастотного фільтра-прототипа; ΔW — відносна ширина смуги частот пропускання. Довжини резонаторів l_r знаходяться зі співвідношення:

$$l_r = \frac{1}{2\beta} \left(\varphi_1 + \varphi_2\right), \quad \varphi_{1,2} = \arg\left(\Gamma_{1,2}\right). \tag{2}$$

Таким чином, для попереднього розрахунку фільтра необхідно вирішити задачі дифракції хвилі основного типу SIW на індуктивних штирях (3) (Рис. 5), розташованих на відстані $2\delta_p$ одне від одного симетрично відносно поздовжньої вісі хвилеводу і дифракції такої хвилі на стику сигнального провідника МСЛ з верхньою широкою стінкою SIW. Ці задачі можуть бути вирішені за допомогою пакета програм електродинамічного аналізу, а отримані дані використані з метою складання таблиці даних (look-up-table) для подальшого швидкого використання. Результати таких обчислень для частоти $f_0=22.5$ ГГц наведені, відповідно, на Рис. 6, 7.



Рис. 6. Залежність коефіцієнта відбиття першого і останнього інверторів фільтра від довжини щілини l_s



Рис. 7. Залежність коефіцієнта відбиття центрального інвертора від відстані між металізованими отворами δ_{s}

Розрахунки виконані для значень d=0.4 мм (для усіх металізованих отворів), w_s =0.15 мм; δ_s =0.4 мм; a_{rez} =7 мм; w=0.76 мм. При цьому товщина діелектричної підкладинки d_r =254 мкм, а її діелектрична стала ε =2.2. Розрахунки проводились в пакеті програм "CST Microwave Studio".

Зазначимо тут, що наведені результати дозволяють зробити висновки щодо властивостей розглядуваних елементів, які утворюють SIW-резонатор. Так, з Рис. 5 видно, що значення коефіцієнта відбиття може варіюватися в значних межах при зміні довжини щілини l_s , що цілком відповідає фізичній картині, яка має місце: мале значення довжини *l*_s забезпечує закорочення вхідної МСЛ металізованими отворами, які знаходяться на відстані δ_s від щілини. Збільшення довжини щілини зменшує шунтуючий вплив зазначених отворів, що, відповідно, супроводжується зменшенням коефіцієнта відбиття. Очевидно, що діапазон зміни коефіцієнта відбиття при цьому може регулюватися відстанню δ_s металізованих отворів від щілин. Таким чином, запропонована схема об'єднання вузла збудження SIW з першим (і останнім) елементами фільтра є дієвим рішенням, що дозволяє розрахувати фільтри з різними вимогами щодо їх характеристик. Коефіцієнт відбиття від центрального інвертора також змінюється в широких межах при зміні відстані $2\delta_n$ між індуктивними штирями, причому діапазон зміни може бути розширеним при збільшенні діаметра цих штирів.

Важливим питанням є знаходження фазової сталої регулярного SIW заданої конфігурації. В роботі [15] стверджується, що параметри SIW можуть бути з достатньою точністю наближені дисперсійними співвідношеннями для прямокутного хвилевода з розміром широкої стінки, що дорівнює:

$$\dot{a} = a - \frac{d^2}{0.95\delta} \ . \tag{3}$$

Тут δ — відстань між металізованими отворами, d — діаметр цих отворів, а величина a — ширина стінки вихідного прямокутного хвилевода. Адекватність такого підходу демонструє Рис. 8, де наведені частотні залежності фазової сталої SIW з зазначеними розмірами, розраховані по співвідношенню (4) – суцільна крива і в пакеті програм "CST Microwave Studio" – штрихова лінія.

$$\beta = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\varepsilon - \left(\frac{c}{2f\acute{a}}\right)} \tag{4}$$



Рис. 8. Частотні залежності фазової сталої SIW

Видно, що розбіжність точних і наближених результатів в широкому діапазоні частот становить менше 1%. Це дає можливість швидко розрахувати довжини резонаторів, спираючись на результати розрахунків, подібних представленим на Рис. 6, 7.

Особливості синтезу SIW-фільтрів продемонструємо на прикладі розрахунку дворезонаторного фільтра з такими характеристиками:

- центральна частота, $f_0 \dots 22.5$ ГГц;
- ширина смуги пропускання, $\triangle f \dots 1.3$ ГГц;
- тип характеристики ... Чебишева;
- амплітуда пульсацій в смузі частот пропускання $L_{ar} \dots 0.2$ дБ.

Згідно зі співвідношеннями (1),(2) і значеннями g-параметрів для дворезонаторного фільтра Чебишева з рівнем пульсацій 0.2 дБ знаходимо значення параметрів інверторів: $K_{01} = K_{23} = 0.29572; K_{22} =$ 0.10013, звідки знаходимо відповідні значеня модулів коефіцієнтів відбиття: $\Gamma_1 = 0.83916$; $\Gamma_2 = 0.9775$. Користуючись даними Рис. 6, 7, знаходимо довжини щілин і відстань між індуктивними штирями в крайніх і центральному інверторах: $l_{se} = 1.05$ мм; *δ*_p=1 мм. З тих же графіків знаходимо відповідні фази коефіцієнтів відбиття: $\varphi_1 = 120^\circ$; $\varphi_2 = 177^\circ$. Звідси, враховуючи значення $\beta = 5.23022$ см $^{-1}$, знаходимо довжини резонаторів $l_r = 4.9555$ мм. На Рис. 9 (штрихова крива) зображено частотну характеристику фільтра зі знайденими розмірами, розраховану в пакеті програм "CST Microwave Studio".



знайденими розмірами

Детальний аналіз показує, що центральна частота розрахованого фільтра становить 22.08 ГГц, рівень пульсацій складає 0.4 дБ, а смуга частот пропускання по зазначеному рівню пульсацій дорівнює 0.85 ГГц. Бачимо, що відносні похибки по параметрам центральної частоти і ширини смуги частот пропускання значні (біля 2% і 35%, відповідно). Як відомо [16], найбільш вірогідною причиною таких спотворень характеристики є суттєва відмінність знайденої довжини резонатора від половини довжини хвилі (в розглядуваному випадку вона становить 6.01 мм). Згідно з ітераційним підходом знаходимо скореговані параметри крутизни резонаторів \tilde{X} :

$$\widetilde{X} = \frac{1}{\cos^2\left(\frac{\pi + \varphi_1}{2}\right)\lambda_{g0}} \frac{\pi l}{\lambda_{g0}} - \frac{V_{gr}}{4\lambda_{g0}} \left[\frac{1}{\cos^2\left(\frac{\pi + \varphi_1}{2}\right)} \frac{\partial\varphi_1}{\partial f} + \frac{1}{\cos^2\left(\frac{\pi + \varphi_1}{2}\right)} \frac{\partial\varphi_2}{\partial f}\right],\tag{5}$$

де V_{gr} – групова швидкість хвилі, λ_{g0} – довжина хвилі у SIW на центральній частоті. Зазначимо, що частотні похідні в (5) обчислюються у кінцевих різницях. Відповідно до (5), знаходимо $\widetilde{X} = 2.57772$, звідки:

$$K_{01} = K_{23} = \sqrt{\frac{\widetilde{X} \bigtriangleup W}{g_0 g_1}} = 0.37846; \quad \Gamma_1 = 0.74943;$$
$$K_{12} = \frac{\widetilde{X} \bigtriangleup W}{\sqrt{g_1 g_2}} = 0.17767; \quad \Gamma_2 = 0.9388.$$

Відповідно, знаходимо прокориговані розміри і фазові кути

> $l_{se} = 1.63 \text{ mm}; \quad \varphi_1 = 88^\circ;$ $\delta_p = 1.37 \text{ mm}; \quad \varphi_2 = 169^\circ.$

Скоригована довжина резонатора становить $l_r = 4.23$ мм. Розрахована частотна характеристика фільтра з зазначеними розмірами зображена на Рис. 9, штрих-пунктирна крива. В цьому разі похибка щодо центральної частоти становить порядка 1.3%, в той час як відхилення по ширині смуги частот, виміряної по рівню втрат в смузі частот пропускання $L_{ar} = 0.3$ дБ, становить менше 1%. Такі результати змушують окремо дослідити причини зсуву частоти. На Рис. 10 зображені частотні характеристики трьох резонаторів – виокремленого резонатора SIW-фільтра з прокоригованими розмірами (суцільна крива), а також двох резонаторів на парах, кожна з яких утворена з однакових елементів, що складають резонатори фільтра (штрихова крива відноситься до резонатора на парі індуктивних штирів, штрих-пунктирна – до резонатора на парі крайніх елементів фільтра).



Рис. 10. Частотні характеристики трьох резонаторів побудованих на SIW

Довжини цих останніх двох резонаторів розраховувалися так, щоб їхні резонансні частоти дорівнювали б величині f₀. Бачимо, що резонансні частоти всіх зазначених резонаторів майже однакові і всі зсунуті від f_0 приблизно на 2.6%. Це, по-перше, пояснює зсув центральної частоти розрахованого фільтра. Незмінність зсуву від структури резонатора впевнено свідчить про некоректність розрахунку його довжини по співвідношенням (2). В свою чергу це може бути пояснене лише тим, що представлення SIW у вигляді еквівалентного прямокутного хвилевода справедливе лише для регулярного SIW і втрачає свою адекватність у випадку порушення його однорідності елементами резонаторів фільтра, оскільки в цьому випадку необхідно враховувати властивості SIW, як періодичної структури. Разом з тим, зазначене наближення є абсолютно продуктивним при розрахунку смугових фільтрів, що розглядаються, оскільки дає можливість просто, хоча і наближено, розраховувати довжини резонаторів, не звертаючись до детальних електродинамічних розрахунків. Важливо підкреслити, що фільтр, який повністю задовольнив вимоги до нього (Рис. 9, суцільна крива) відрізнявся від фільтра, побудованого в ітераційній процедурі, лише довжиною резонаторів, а це докорінно змінює процес оптимізації його розмірів. Застосування описаного метода синтезу призводить до топології, оптимізація якої зводиться лише до пропорційної зміни довжини відрізків регулярних SIW, що входять до складу резонаторів фільтра.

2 Синтез SIW-фільтрів з кутовою топологією

Запропонована структура SIW-фільтра, в якій вузли збудження SIW збоку МСЛ виконують роль крайніх інверторів фільтра, дозволяє значно підвищити його компактність і топологічну гнучкість при включенні до складу багатофункціональних ГІС НВЧ діапазону. На Рис. 11 зображений SIW-фільтр з кутовою топологією, в якому один з його входів (в подальшому кутовий) розташований під кутом 90° до іншого. На цьому рисунку через l_{r1}, l_{r2} позначені довжини регулярних SIW у першому і другому резонаторах, через l_{s1}, l_{s2} – довжини збуджуючих відрізків МСЛ в першому і другому резонаторах, а через l_{sh} – позначено довжину відрізка SIW між кутовим входом і короткозамкненим кінцем другого резонатора.



Рис. 11. Кутова топологія SIW фільтра

Непозначені елементи топології фільтра на Рис. 11 мають той же зміст, що і елементи фільтра з лінійною топологією. На Рис. 12 зображена залежність модуля і фази коефіцієнта відбиття кутового входу фільтра від довжини l_{s2} при фіксованій відстані $l_{sh} = 2.53$ мм на частоті $f_0 = 22.5$ ГГц. Для фільтра з кутовою топологією і такими ж вимогами, що і для розглянутого вище дворезонаторного фільтра, в першому наближенні маємо $l_{s2} = 2$ мм; $l_{r2} = 2.65$ мм.



Рис. 12. Залежність коефіцієнта відбиття кутового входу фільтра від довжини l_{s2}

Розміри, що стосуються першого резонатора, ті ж самі, що були отримані для фільтра з лінійною топологією в початковому наближенні. Відповідна частотна характеристика зображена на Рис. 13 (штрихова крива).



Рис. 13. Чатотні характеристики дворезонаторних SIW-фільтрів

В цьому випадку зсув центральної частоти фільтра також відбувається в сторону низьких частот (3сув на 2.1%), а смуга частот пропускання (по рівню пульсацій характеристики $L_{ar} = 1$ дБ) вужча за потрібну на 36%. За характером та величиною результати дуже схожі на результати попереднього розрахунку лінійного SIW-фільтра. Уточнення розмірів за застосованою раніше методикою дає наступні розміри елементів топології фільтра: l_{s1} = $1.5 \text{ mm}, \ l_{s2} = 3 \text{ mm}, \ l_{r1} = 4.438 \text{ mm}, \ l_{r2} = 2.65 \text{ mm},$ $\delta = 1.42$ мм. Частотна характеристика цього фільтра зображена на Рис. 13, штрих-пунктирна крива. Видно, що відхилення центральної частоти становить, як і раніше, близько 2%, а відхилення смуги частот, виміряної по рівню втрат $L_{ar} = 0.3$ дБ, становить лише 0.9%. Як і у випадку SIW-фільтра з лінійною топологією, корекція центральної частоти здійснюється виключно шляхом зміни довжин резонаторів таким чином, що в фільтрі з корегованими розмірами $l_{r1} = 4.227$ мм, $l_{r2} = 2.390$ мм. Частотна характеристика цього фільтра подана на Рис. 13, суцільна крива. Видно, що фільтр практично повністю відповідає вимогам до нього. Таким чином, запропонована методика синтезу дозволяє швидко розрахувати SIW-фільтр з кутовою топологією входів. При цьому, як і у випадку SIW-фільтра з лінійною топологією, запропонована методика розрахунку призводить до отримання всіх розмірів елементів топології за виключенням довжин резонаторів, які можуть бути швидко знайдені в процедурі оптимізації.

3 Експериментальні результати

Розраховані вище лінійний і кутовий SIWфільтри були виготовлені (фото на Рис. 14) і досліджені експериментально. Для уникнення впливу з'єднань у коаксіальних вимірювальних трактах на результати досліджень вимірювання проводилися у хвилевідному тракті, перехід на який виконано за допомогою ретельно спроектованих повздовжньозондових переходів від МСЛ на прямокутний хвилевід.

Результати вимірювань подані на Рис. 15, 16, де для порівняння наведені і результати розрахунків їх характеристик.



Рис. 14. Зовнішній вигляд лінійного і кутового SIW-фільтрів



Рис. 15. Виміряна частотна характеристика SIW-фільтра з лінійною топологією



Отримано рівень мінімальних втрат в смузі частот пропускання на рівні 1.2 дБ, що підтверджує доцільність використання SIW-технології для реалізації смугових фільтрів міліметрового діапазону довжин хвиль.

З метою співставлення з хвилевідно-планарною технологією побудови фільтрів міліметрового діапазону за цим підходом був синтезований дворезонаторний фільтр з тими ж вимогами, що висувалися вище при синтезі SIW-фільтра. Фільтр (Рис. 17) виконано на повздовжній індуктивній діафрагмі в Е-площині прямокутного хвилевода перерізом 11×5.5 мм; параметри металізованої діелектричної підкладинки такі ж самі, як у SIW.



Рис. 17. Топологія фільтра на повздовжніх індуктивних діафрагмах

Частотна характеристика зазначеного фільтра зображена на Рис. 18 суцільною лінією. Тут же для порівнювання наведена характеристика SIWфільтра (штрихова крива).





Фактично, різниця в характеристиках фільтра полягає лише в відмінності втрат виготовлених зразків в смузі частот пропускання, які складають біля 0.5 дБ для хвилевідно-планарного фільтра проти 1.2 дБ у фільтра на основі SIW. Щодо конструктивних характеристик, то тут переваги SIW-технології значущі, а саме об'єм даного SIW-фільтра ($\sim 39 \,\mathrm{mm}^3$) більше ніж на порядок менший за об'єм хвилевідно-планарного фільтра (982 мм³). Зазначена диспропорція є ще більш суттєвою в реальних НВЧ системах, оскільки хвилевідно-планарна технологія передбачає, як правило, необхідність застосування переходів на інтегральні лінії іншого типу (зокрема МСЛ), оскільки в суто її межах реалізація деяких функціональних вузлів неможлива.

Висновки

Прогрес у розробці і виробництві матеріалів для інтегральних схем НВЧ діапазону дозволяє використати SIW, як основу для реалізації смугових фільтрів міліметрового діапазону довжин хвиль з прийнятними характеристиками втрат. Синтез таких фільтрів має особливості, пов'язані зі структурою SIW, як періодичної системи, що призводить до неможливості точного розрахунку довжин резонаторів фільтра за відомими формулами для довжини хвилі у однорідній лінії передачі. Однак послідовне впровадження наведеної в роботі методики дає можливість швидко знайти основні розміри структури фільтра, а остаточний розрахунок звести до однієї корекції довжин ліній резонаторів. Хоча запровадження SIW-технологій для побудови призводить до деякого збільшення втрат фільтрів в смузі частот пропускання, технологічні і конструктивні переваги від її впровадження замість хвилевідно-планарної технології є більш ніж суттєвими, забезпечуючи зменшення займаного фільтром об'єму, а також топологічну гнучкість при конструюванні ГІС НВЧ діапазону.

References

- Ma, M., Huang, J., Yu, Z. & Gan T. (2003). A Novel E-Plane Waveguide Filter with Three Metal Irises. *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, Vol. 24, pp. 2181–2187. doi:10.1023/B:IJIM.0000009773.84968.d8.
- [2] Mohottige N., Glubokov O., Jankovic U. and Budimir D. (2016). Ultra Compact Inline E-Plane Waveguide Bandpass Filters Using Cross Coupling. *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 64, No. 8, pp. 2561-2571. doi:10.1109/TMTT.2016.2578329.
- [3] Kozakowski P. and Deleniv A. (2011). New resonator arrangement for reduced size E-plane filters. 2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, pp. 1-1. doi:10.1109/MWSYM.2011.5973388.
- [4] Zhuk S. Ya., Omelianenko M. Y., Romanenko T. V., Tureeva O. V. (2021). Synthesis of Extremely Wide Stopband E-plane Bandpass Filters. *Visnyk NTUU KPI Seriia - Radiotekhnika Radioaparatobuduvannia*, Vol. 84, pp. 22-29. doi:10.20535/RADAP.2021.84.22-29.
- Uchimura H., Takenoshita T., Fujii M. (1998). Development of a "laminated waveguide". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 46, No. 12, pp. 2438-2443. doi:10.1109/22.739232.
- [6] Gupta K. C. (1996). Microstrip Lines and Slotlines, 2nd Ed., Artech House, 547 p.

- [7] Deslandes D., Wu K. (2003). Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory* and Techniques, Vol. 51, No. 2, pp. 593-596. doi:10.1109/TMTT.2002.807820.
- [8] Deslandes D., Wu K. (2001). Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form. *IEEE Microwave* and Wireless Components Letters, Vol. 11, No. 2, pp. 68-70. doi:10.1109/7260.914305.
- [9] Zhu F., Hong W., Chen J. X., Wu K. (2013). Wide stopband substrate integrated waveguide filter using corner cavities. *Electronics Letters*, Vol. 49, Iss. 1, pp. 50-52. doi:10.1049/el.2012.3891.
- [10] Liu Q., Zhang D., Tang M., Deng H., Zhou D. (2021). A Class of Box-Like Bandpass Filters With Wide Stopband Based on New Dual-Mode Rectangular SIW Cavities. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 69, No. 1, pp. 101-110. doi:10.1109/TMTT.2020.3037497.
- [11] Cheng Y., Hong W., Wu K. (2007). Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) Directional Filter. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 17, No. 7, pp. 504-506. doi:10.1109/LMWC.2007.899309.
- [12] Zhang S., She J.-C., Tong M.-H., Hong J.-S. (2021). Mode selective bandpass filter with high selectivity based on thirty-second-mode circular SIW resonator. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 63, Iss. 7, pp. 1820-1825. doi:10.1002/mop.32831.
- [13] Vanin F. M., Schmitt D., Levy R. (2004). Dimensional synthesis for wide-band waveguide filters and diplexersr. *IEEE Transactions on Microwave Theory* and *Techniques*, Vol. 52, No. 11, pp. 2488-2495. doi:10.1109/TMTT.2004.837146.
- [14] Wang K., Wong S.-W., Sun G.-H., Chen Z. N., Zhu L., Chu Q.-X. (2016). Synthesis Method for Substrate-Integrated Waveguide Bandpass Filter With Even-Order Chebyshev Response. *IEEE Transactions on Components, Packaging* and Manufacturing Technolog, Vol. 6, No. 1, pp. 126-135. doi:10.1109/TCPMT.2015.2502420.
- [15] Cassivi Y., Perregrini L., Arcioni P., Bressan M., Wu K., Conciauro G. (2002). Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 12, No. 9, pp. 333-335. doi:10.1109/LMWC.2002.803188.
- [16] Matthaei G. L., Young L. and Jones E. M. T. (1964). Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures. McGraw-Hill, New York, 438 p.

Synthesis of SIW Filters in the Millimeter Wavelength Range

Omelyanenko M. Yu., Romanenko T. V., Tureeva O. V.

The paper presents the results of the development of bandpass filters of the millimeter wavelength range, manufactured using SIW technology. Most attention is paid to the insufficiently covered in modern literature procedure for the synthesis of such filters, which makes it possible to find all the dimensions of the filter topology elements (the so-called dimensional synthesis). It was shown that the use of the standard procedure for the synthesis of bandpass SIW filters leads to unsatisfactory results. The identified reasons for this allowed us to make the necessary adjustments to the calculation method. Although the specified development of the synthesis procedure is performed on the example of a common topology of a bandpass SIW filter on inductive pins, the considered structure differs favorably from the standard one for this case in that the role of the extreme inhomogeneities of the filter here is performed by the SIW excitation nodes from the input and output microstrip lines. This allows to significantly reduce the size of the filter, the level of its losses, and also to improve the topological flexibility when integrating the SIW filter into the system using a linear or angular implementation of its topology. The results of theoretical calculations are compared with the data obtained when measuring the parameters of the manufactured samples, and the latter with the known data on the parameters of waveguide-planar filters with similar characteristics. It is shown that although the latter have better characteristics in terms of minimum losses, SIW filters made on modern dielectric materials are comparable to them in this parameter, but significantly surpass them in terms of manufacturability, compactness and economic attractiveness.

Keywords: SIW; band-pass filter; millimeter wavelength range; dimensional synthesis