

УДК 621.396, 621.3.049

Синтез хвилеводно-планарних фільтрів на резонаторах зі ступінчастою зміною імпедансу

Омеляненко М. Ю., Романенко Т. В., Жук С. Я.

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

E-mail: hohner_@ukr.net

В роботі представлені результати розробки хвилеводно-планарних фільтрів на неоднорідних резонаторах, запропонованих авторами нещодавно. Ретельно досліджена природа характерного для цих фільтрів полюса характеристики загасання, який суттєво покращує вибіркові властивості у смузі частот загородження. Виявлені фактори, які впливають на частоту зазначеного полюса. В роботі викладена запропонована методика прямого синтезу фільтра, що дозволяє отримати розміри елементів топології які, в гіршому випадку, потребують лише незначних змін в процедурі їх оптимізації. Детально досліджений вплив втрат на характеристики фільтра, для чого виміряно добротність його резонаторів у восьмиміліметровому діапазоні довжин хвиль. Згідно з розрахунками був виготовлений і досліджений чотирьохрезонаторний фільтр з центральною частотою $f_0 = 30$ ГГц і смугою частот пропускання $\Delta f = 2$ ГГц. Виміряні характеристики фільтра задовільно збігаються з результатами симуляції його характеристики. При цьому втрати в смузі частот пропускання не перевищують 1 дБ – величину, яка лише на $0,4 \div 0,5$ дБ перевищує втрати аналогічного фільтра на однорідних резонаторах. В цілому, отримані в роботі результати показують, що цей новий клас хвилеводно-планарних фільтрів з успіхом може замінити відомі фільтри хвилеводно-планарної конструкції в тих випадках, коли необхідно суттєво (до 30 %) зменшити їх розміри і покращити селективні властивості шляхом значного розширення смуги частот загородження і збільшення внесеного в ній загасання.

Ключові слова: смугасто-пропускаючі фільтри; міліметровий діапазон; гібридно-інтегральні схеми НВЧ; резонатори із ступінчастою зміною імпедансу

DOI: [10.20535/RADAP.2021.86.14-21](https://doi.org/10.20535/RADAP.2021.86.14-21)

Вступ

Хвилеводно-планарні фільтри на резонаторах з ступінчастою зміною імпедансу (SIR-фільтри), які були запропоновані недавно в [1, 2], є простим та ефективним підходом до рішення задачі значного розширення смуги загородження фільтрів на метало-діелектричних структурах в Е-площині прямокутного хвилеводу. Дійсно, мета тут досягається шляхом мінімальної зміни вихідної топології фільтра на індуктивних смужках, а сам фільтр зберігає конфігурацію типу "in-line" (рис. 1). Застосування таких фільтрів у складі реальної апаратури вимагає вирішення ряду питань, пов'язаних з особливостями їх характеристик. Так, в [1] відзначалось, що крім очікуваного розширення смуги частот загородження, ці фільтри характеризуються аномально високим загасанням в ній. Це пов'язане з виникненням полюса характеристики загасання в зазначеній смузі, яке не може бути пояснено в рамках простої моделі SIR, побудованої в термінах теорії кіл. Хоча в роботах [1, 2] були наведені декілька розрахованих і виміряних характеристик SIR і фільтрів на їх основі, які демонстрували наявність зазначених полю-

сів, детально ані причини їх появи, ні фактори, які впливають на їх локалізацію, не досліджувались. Разом з тим, результати таких досліджень могли б дати можливість покращити селективність фільтрів на бажаних частотах. По-друге, використана в [1, 2] методика синтезу, яка будується на результатах розрахунку Т-матриці стрибка ширини щілини, не є вичерпною. Вона не враховує особливості реалізації SIR з максимальним рознесенням резонансних частот, оскільки за цих умов неоднорідності, які обмежують високоомну частину резонатора, не можна вважати ізольованими. Це призводить до суттєвого відхилення характеристики фільтра з отриманими розмірами від тієї, що вимагалася. Остаточний розрахунок топології фільтра при цьому потребує використання процедури оптимізації розмірів. Разом з тим, розробці адекватних методик прямого синтезу, які б дозволили отримати кінцеві розміри елементів конструкції, завжди приділялася значна увага, оскільки наявність надійних результатів синтезу значно знижувала коштовність розробки фільтрів. Це в повній мірі стосується хвилеводно-планарних фільтрів, оскільки особливості їх конструкції включають будь-які дії з настроювання зразків. Не-

обхідно підкреслити, що розробка таких методів синтезу зазвичай потребувала застосування індивідуального розгляду, який би враховував особливості реалізації того чи іншого класу НВЧ фільтрів [3, 4]. Те ж саме стосується синтезу запропонованих в [1, 2] хвелеводно-планарних SIR-фільтрів. Нарешті, застосування запропонованих фільтрів у міліметровому діапазоні довжин хвиль вимагає врахування дисипативних втрат, оскільки добротність неоднорідних резонаторів, до складу яких входить секція хвелеводно-щілинної лінії (ХЩЛ) з порівняно великим загасанням, невелика. Дана робота присвячена послідовному вирішенню зазначених вище проблем.

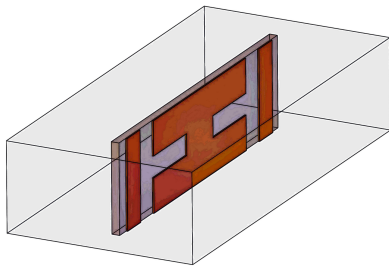


Рис. 1. Дворезонаторний хвелеводно-планарний фільтр на резонаторах з ступінчастою зміною імпедансу

1 Механізм формування полюсу характеристики робочого загасання SIR

Структурним елементом запропонованого в [1, 2] фільтра є SIR. Резонатор (рис. 2) являє собою обмежену двома індуктивними неоднорідностями (смужками металу) лінію, яка складається з двох секцій ХЩЛ. Ширина щілини w_2 однієї з секцій вибрана рівною висоті хвелеводу b ; ширина щілини другої (w_1) значно менша b . Як було показано в [1, 2], відношення резонансних частот f_0 основного і f_1 першого вищого типів коливань хвелеводно-планарного SIR набуває максимуму при малій величині δ відношення довжин високоомної (l_2) і низькоомної (l_1) секцій, $\delta = \frac{l_2}{l_1}$.

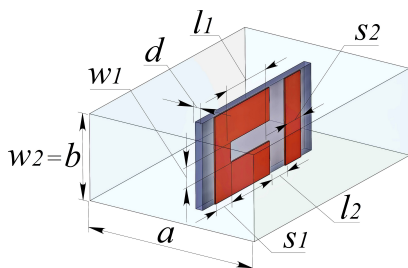


Рис. 2. Топологія резонатора хвелеводно-планарного SIR-фільтра.

$S_1 = 4$ мм, $S_2 = 4,65$ мм, $l_1 = 2,539$ мм, $l_2 = 0,2$ мм, $w_1 = 0,2$ мм, $a = 11$ мм, $b = 5,5$ мм, $d = 0,127$ мм

Крім того, там же було показано, що у смузі частот загордження $f_0 \leq f \leq f_1$ з'являється полюс характеристики робочого загасання. З метою виявлення природи утворення зазначеного полюса детально розглянемо особливості поведінки резонаторів в широкому діапазоні частот. На рис. 3 зображені результати симуляції частотних характеристик шести фільтрів з однаковою резонансною частотою f_0 , двома різними ширинами щілин w_1 і, відповідно, з трьома значеннями відношення δ (симуляція тут і далі в пакеті програм електродинамічного аналізу "CST Microwave Studio").

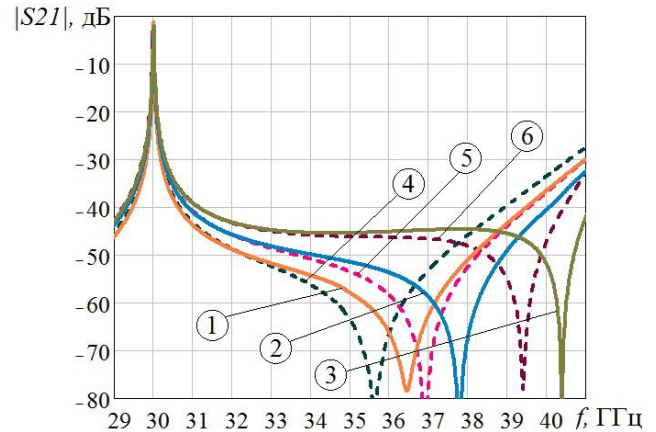


Рис. 3. Результати симуляції частотних характеристик хвелеводно-планарних фільтрів.

1. $S_1 = 4$ мм, $S_2 = 4,65$ мм, $l_1 = 2,539$ мм, $l_2 = 0,2$ мм, $w_1 = 0,2$ мм
2. $S_1 = 4$ мм, $S_2 = 4,2$ мм, $l_1 = 2,277$ мм, $l_2 = 0,8$ мм, $w_1 = 0,2$ мм
3. $S_1 = 4$ мм, $S_2 = 3,97$ мм, $l_1 = 2,046$ мм, $l_2 = 2$ мм, $w_1 = 0,2$ мм
4. $S_1 = 3,85$ мм, $S_2 = 4,55$ мм, $l_1 = 2,46$ мм, $l_2 = 0,2$ мм, $w_1 = 0,15$ мм
5. $S_1 = 3,85$ мм, $S_2 = 4,12$ мм, $l_1 = 2,241$ мм, $l_2 = 0,8$ мм, $w_1 = 0,15$ мм
6. $S_1 = 3,85$ мм, $S_2 = 3,95$ мм, $l_1 = 2,038$ мм, $l_2 = 2$ мм, $w_1 = 0,15$ мм

Суцільними лініями позначені результати розрахунків для значення $w_1 = 200$ $\mu\text{м}$, а штриховими – для $w_1 = 150$ $\mu\text{м}$. Резонатори розташовані на діелектричній підкладинці завтовшки $d = 127$ $\mu\text{м}$ з діелектричною сталою $\epsilon = 2,2$ і шаром металізації завтовшки $\xi = 17$ $\mu\text{м}$; переріз хвелеводної камери становить $a \times b = 7,2 \times 3,4$ мм. Інші розміри топології позначені на рис. 3. З наведених результатів видно, що чутливість частоти положення полюса до зміни довжини низькоомної секції l_1 значно менша за таку чутливість до зміни ширини щілини цієї секції. Дійсно, перша оцінюється величиною 360 МГц/50 $\mu\text{м}$, в той час як друга становить порядку 1000 МГц/50 $\mu\text{м}$. Це свідчить про незалежність факторів, які відповідальні за формування сітки власних частот резонатора і чинників, які зумовлюють появу полюса характеристики робочого загасання. З метою під-

твердити це припущення в роботі були детально вивчені властивості елемента структури резонатора, зображеного на рис. 2, який включає границю між секціями SIR, низькоомну секцію резонатора і індуктивну неоднорідність з розміром s_2 . Цей елемент структури резонатора виглядає як модифікована поздовжньою щілиною індуктивна смужка у прямокутному частково-заповненому хвилеводі, що є базовим елементом класичного хвилеводно-планарного фільтра на однорідних резонаторах. На рис. 4 зображені результати симуляції частотних характеристик загасання декількох зазначених елементів, розраховані для ряду значень довжин l_1 і двох значень ширин щілини w_1 .

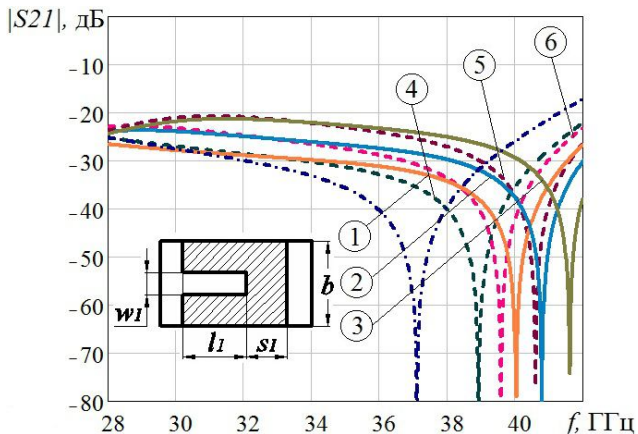


Рис. 4. Результати симуляції частотних характеристик загасання елементів хвилеводно-планарного фільтра.

1. $S_1 = 4$ мм, $l_1 = 2,539$ мм, $w_1 = 0,2$ мм
2. $S_1 = 4$ мм, $l_1 = 2,277$ мм, $w_1 = 0,2$ мм
3. $S_1 = 4$ мм, $l_1 = 2,046$ мм, $w_1 = 0,2$ мм
4. $S_1 = 3,85$ мм, $l_1 = 2,46$ мм, $w_1 = 0,15$ мм
5. $S_1 = 3,85$ мм, $l_1 = 2,241$ мм, $w_1 = 0,15$ мм
6. $S_1 = 3,85$ мм, $l_1 = 2,038$ мм, $w_1 = 0,15$ мм

Видно, що характеристики містять полюси загасання, що підтверджує припущення про незалежну природу їх виникнення. Пояснення її впливає з запропонованої спрощеної еквівалентної схеми розглядуваного елемента, зображеної на рис. 5.

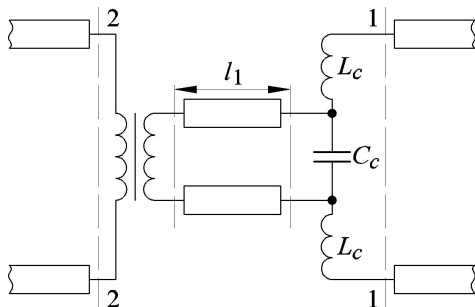


Рис. 5. Еквівалентна схема елемента структури резонатора

Значимо, що зображені референсні площини 1-1 і 2-2 необов'язково співпадають з фізичними гра-

ницями елемента, як це допускається при розгляді НВЧ вузлів [5]. Індуктивності L_c пов'язані з протіканням струму вздовж границі розділу секцій резонатора, а ємність C_c відображає накопичення заряду на гребнях ХЩЛ в районі неї. Розрахунки показують, що вхідна провідність лінії довжиною l_1 в площині стику секцій на частотах виникнення полюсу є ємнісною, яка сумується з провідністю ємності C_c і разом з індуктивністю L_c утворює послідовний контур, що шунтує лінію передачі. Виходячи з сказаного, здавалося б, що, збільшуючи довжину l_1 , можна необмежено зменшувати частоту виникнення полюсу. Разом з тим, розрахунки показують, що розглядувана еквівалентна схема носить якісний характер, а показана на ній індуктивність L_c не є сталою, а змінюється при зміні частоти. Це призводить до того, що залежність частоти полюса від довжини l_1 не монотонна, а має мінімум. Отже, збільшуючи довжину l_1 частоту полюса суттєво зменшити не вдається. У якості підтвердження розглянутого механізму впливу на частоту полюса на рис. 4 штрих-пунктирною лінією зображено характеристику елемента, в гребені ХЩЛ якого над і під щілиною завширшки $w_1 = 150$ $\mu\text{м}$ виконано два прямокутні пази розмірами 400×400 $\mu\text{м}$, які збільшують протяжність шляху струму вздовж гребеня ХЩЛ і, відповідно, збільшують величину індуктивності L_c . Крім того, з цього ж рисунку видно, що значно зменшити частоту полюса можна також шляхом зменшення ширини щілини w_1 , однак цей шлях швидко досягає технологічних обмежень. Зменшення ширини щілини також значно погіршує власну добротність резонатора, що негативно впливає на рівень втрат реальних фільтрів у смузі частот пропускання.

Таким чином, причиною виникнення полюса характеристики робочого загасання є резонанс, який виникає у низькоомній частині SIR. Оскільки частота полюсу слабо залежить від довжини низькоомної частини секції резонатора, вона повинна бути обра-на, виходячи виключно з міркувань максимального рознесення частот основного і першого вищого типів резонансу SIR. При цьому деякого перестроювання частоти полюсу можна досягнути шляхом зміни ширини щілини низькоомної секції, або шляхом розміщення додаткових коротких щілин у гребнях ХЩЛ на границі з високоомною секцією резонатора.

2 Синтез хвилеводно-планарного фільтра на резонаторах зі ступінчастою зміною імпедансу

Синтезу фільтрів на резонаторах зі ступінчастою зміною імпедансу було присвячено значну кількість робіт [6–12]. Проблеми, які виникають при

розробці методики синтезу хвильоводно-планарних SIR-фільтрів, зручно проілюструвати на конкретному прикладі топології дворезонаторного фільтра, зображеної на рис. 6.

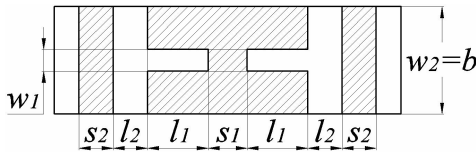


Рис. 6. Топологія дворезонаторного хвильоводно-планарного SIR-фільтра

Згідно з традиційним формулюванням задачі, в результаті синтезу мають бути знайдені розміри секцій резонаторів l_1 і l_2 , а також розміри елементів їх зв'язку s_1, s_2 з зовнішніми лініями і між собою, відповідно. Оскільки за вимогою максимального рознесення резонансних частот високоомна секція має бути набагато коротшою за низькоомну (тобто, відповідно, значно меншою і за довжину хвилі), неоднорідності з розміром s_2 вже не можуть вважатися ізолюваними від границь секцій резонаторів. Це ставить під сумнів можливість застосування стандартної процедури синтезу, оскільки, згідно з нею, всі елементи топології фільтра мають знаходитися незалежно. Запропонований в даній статті метод полягає в такій трансформації представлення складових фільтра, при якій резонатор складався б з однорідної лінії передачі, а близько розташовані неоднорідності увійшли б до складу інверторів опору. Така трансформація чотирьохрезонаторного фільтра, показана на рис. 7.

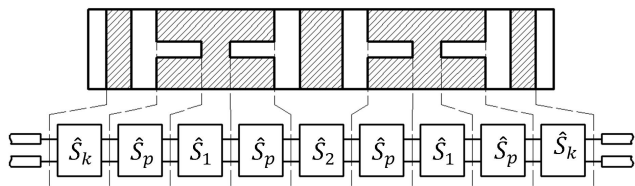


Рис. 7. Результати трансформації представлення складових хвильоводно-планарного SIR-фільтра

Видно, що згідно з таким представленням тепер резонатор являє собою секцію однорідної лінії (ХЩЛ), обмежену двома реактивними неоднорідностями з матрицями розсіювання \hat{S}_1 і \hat{S}_2 . Задля стислості в подальшому такий резонатор називається ХЩЛ-резонатором. Таким чином, тепер принципово процедура синтезу може бути зведена до відомої [3]. Для розрахунку фільтра при цьому будуть потрібні, в залежності від кількості резонаторів у фільтрі, результати розрахунків матриць розсіювання елементів зв'язку між ХЩЛ-резонаторами, зображених на рис. 8а, 8б, і матриць розсіювання кінцевих елементів фільтра типу зображених на рис. 8в, 8г.

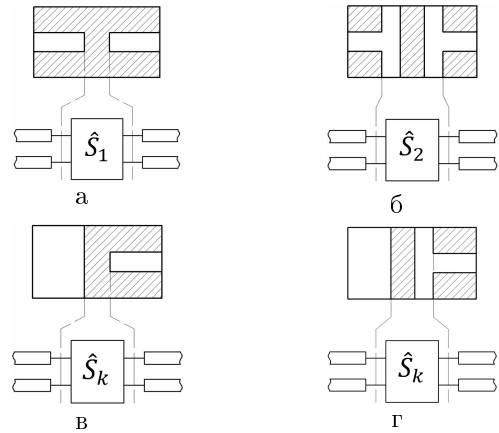


Рис. 8. Неоднорідності фільтра, які потребують знаходження їх \hat{S} -матриць

Обчислення можуть бути виконані аналітично, як, наприклад, у [13], або в одному з пакетів програм електродинамічного моделювання. В подальшому, як відзначалось раніше, синтез фільтрів проводиться згідно методики, викладеної в [3, 4] і побудованої на використанні інверторів провідності. Оскільки для розрахунку коефіцієнтів інверсії необхідне знання нормованої крутизни реактивних провідностей резонаторів у вигляді секцій ХЩЛ з невідомою довжиною l_1 , у нульовому наближенні ці довжини приймаються рівними чверті довжини хвилі, для яких зазначені параметри відомі і рівні $\frac{\pi}{4}$. Відповідно зі знайденими коефіцієнтами інверсії знаходяться модулі коефіцієнтів відбиття від формуючих резонатор неоднорідностей (рис. 8), а за результатами електродинамічного аналізу – їх розміри. Довжина i -го ХЩЛ-резонатора l_{i1} у першому наближенні знаходиться з умови резонансу

$$\beta l_{i1} = \frac{1}{2} [\varphi_{11}^{(i)} + \varphi_{11}^{(i+1)}], \quad (1)$$

де β – фазова стала в лінії резонатора, а $\varphi_{11}^{(i)}, \varphi_{11}^{(i+1)}$ – фази коефіцієнтів відбиття від формуючих неоднорідностей, обчислені з боку лінії резонатора. Для подальших обчислень крутизна провідності знаходилася з моделі ХЩЛ-резонатора, зображеної на рис. 9.

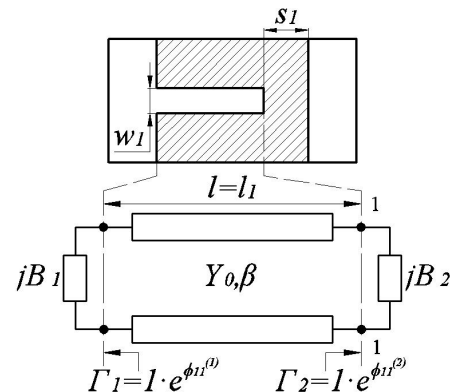


Рис. 9. ХЩЛ-резонатор і його еквівалентна схема

Згідно з цією моделлю маємо, що

$$\overleftarrow{B} = -Y_0 \tan\left(\frac{\varphi_{11}^{(1)}}{2}\right), \quad \overrightarrow{B} = -Y_0 \tan\left(\frac{\varphi_{11}^{(2)} - 2\beta l}{2}\right),$$

де \overleftarrow{B} і \overrightarrow{B} – імітанси справа і зліва площини 1-1. Звідси, виходячи з визначення параметра крутизни провідності [4]

$$b = \frac{1}{2\lambda_{g0}} \frac{\partial B}{\partial (1/\lambda_g)} \Big|_{\lambda_g = \lambda_{g0}},$$

де $B = \overleftarrow{B} + \overrightarrow{B}$, а λ_{g0} – довжина хвилі в ХЩЛ на резонансній частоті, легко знаходимо, що

$$b = Y_0 \frac{1}{\cos \frac{\varphi_{11}^{(1)}}{2}} \left[\frac{\pi}{\lambda_{g0}} l - \frac{V_g}{4\lambda_{g0}} \frac{\partial}{\partial f} (\varphi_{11}^{(1)} + \varphi_{11}^{(2)}) \Big|_{\omega = \omega_0} \right], \quad (2)$$

де V_g – групова швидкість хвилі у ХЩЛ.

На рис. 10 зображені типові залежності фаз коефіцієнтів відбиття, обчислених зі сторони ХЩЛ, для лівої $\varphi_{11}^{(1)}$ і правої $\varphi_{11}^{(2)}$, відповідно до рис. 9, границь ХЩЛ в залежності від частоти.

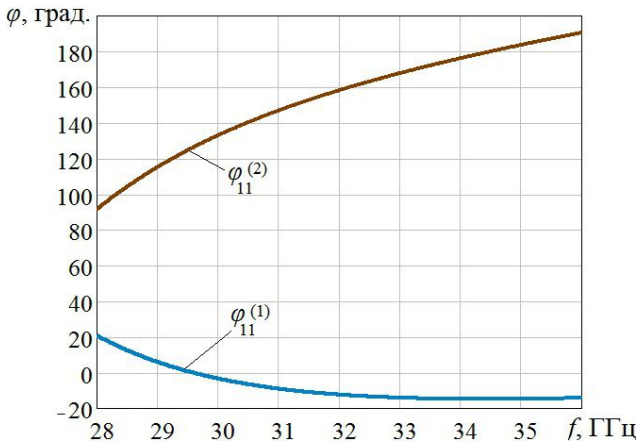


Рис. 10. Залежність фаз коефіцієнтів відбиття від частоти.

$s_1 = 4$ мм, $w_1 = 200$ μ м (відповідно до рис. 9), параметри підкладки і розміри хвилеводної камери ті ж самі, що для рис. 2

Видно, що для розглядуваного резонатора у новому представленні фаза коефіцієнта відбиття $\varphi_{11}^{(2)}$ близька до 180° , а $\varphi_{11}^{(1)}$ – до 0° . Отже, як і відмічалось, в першому наближенні цей резонатор є чвертьхвильовий. Вважаючи, що в співвідношенні (2) $\varphi_{11}^{(1)} \approx 0$, для значення нормованого параметра крутизни провідності i -го резонатора остаточно маємо:

$$b_i = \frac{\pi}{\lambda_{g0}} l_i - \frac{V_g}{4\lambda_{g0}} \frac{\partial}{\partial f} (\varphi_{11}^{(i)} + \varphi_{11}^{(i+1)}) \Big|_{\omega = \omega_0}. \quad (3)$$

При реальних розрахунках похідна обчислюється через скінченні різниці. Знання величин (3) дозволяє обчислити нові значення коефіцієнтів інверсії,

нові коефіцієнти відбиття і розміри неоднорідностей, а знайдені фази коефіцієнтів відбиття від них – нові значення довжин ліній ХЩЛ-резонаторів згідно з (1). Розрахунки показують, що такий ітераційний процес швидко сходиться. Для прикладу тут розглянутий синтез чотирьохрезонаторного фільтра Чебишова зі смугою частот пропускання від $f_{min} = 29$ ГГц до $f_{max} = 31$ ГГц і рівнем зворотних втрат в цій смузі $L_r = 13,5$ дБ. Відповідно до вимог значного рознесення резонансних частот, обираємо $l_2 = 0,5$ мм для всіх резонаторів, параметри підкладки і розміри хвилеводної камери такі ж, як на рис. 2. Топологія фільтра зображена на рис. 11.

В табл. 1 наведені розміри елементів топології фільтра, отримані в результаті синтезу та в результаті їх оптимізації. На рис. 12, 13 представлені результати симуляції частотної залежності робочого загасання синтезованого (суцільна крива) та оптимізованого фільтра (штрихова крива). Видно, що зсув центральної частоти синтезованого фільтра становить 0,35 %, відхилення ширини смуги частот пропускання від заданої порядку 0,1 %, а значна відмінність рівня пульсацій (1 дБ замість 0,2 дБ згідно вимог до фільтра) вимагала оптимізації розмірів, яка однак була виконана швидко у зв'язку з хорошим наближенням, отриманим в результаті синтезу.

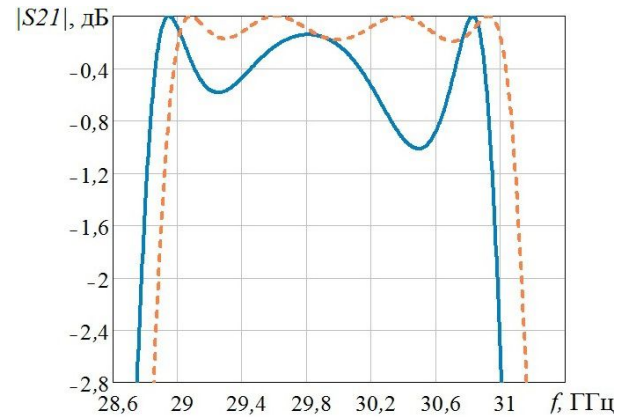


Рис. 12. Результати симуляції частотної залежності робочого загасання синтезованого фільтра

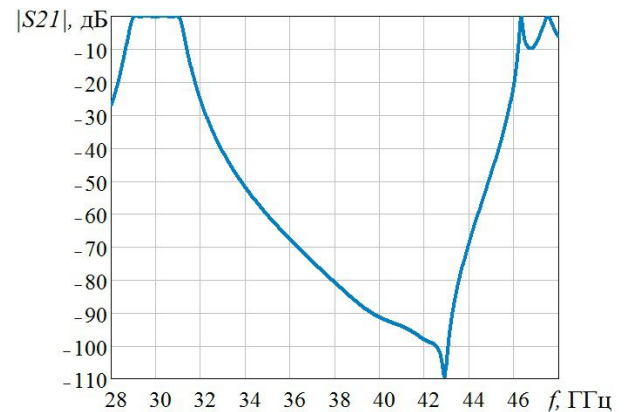


Рис. 13. Результати симуляції частотної залежності робочого загасання синтезованого фільтра в широкій смузі частот

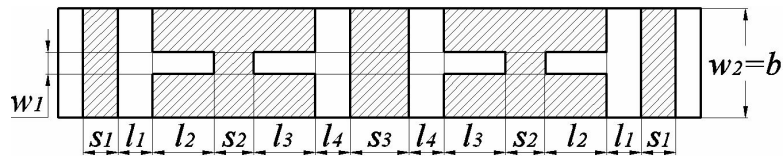


Рис. 11. Топологія чотирьохрезонаторного SIR-фільтра

Табл. 1 Розміри елементів топології фільтра, отримані в результаті синтезу та в результаті їх оптимізації

Розмір, мм	S_1	S_2	S_3	$l_1 = l_4$	l_2	l_3	w_1
Результати синтезу	0,3334	1,2047	1,6569	0,5	2,5561	2,5561	0,4
Результати оптимізації	0,3800	1,0652	1,8469	0,5	2,5561	2,4102	0,4

Відмітимо також, що зазначене відхилення характеристики пояснюється частотною залежністю формуємих резонатор неоднорідностей, яка проявляється у зв'язку з наявністю полюса загасання. Розрахунки показують, що розбіжності зменшуються для фільтрів з більш низькою центральною частотою.

3 Вплив втрат на характеристики хвильоводно-планарних SIR-фільтрів

Незначна добротність резонаторів, до складу яких входить секція ХЦЛ, може поставити під питання можливість практичного використання розглядуваних фільтрів в складі приймально-передавальних пристроїв міліметрового діапазону довжин хвиль. Добре відомо [14], що власна добротність резонаторів на відрізках однорідних ХЦЛ швидко падає з частотою і зі зменшенням ширини щілини лінії. Відомо також, що вимірні значення добротності значно менші за теоретичні, розраховані на базі паспортних значень параметрів діелектричних підкладок металізованих полімерних матеріалів [15]. В зв'язку з цим у даній роботі власна добротність SIR була виміряна безпосередньо. Результати вимірювань добротності резонаторів з різними ширинами щілин w_1 ХЦЛ-секцій наведені у табл. 2.

Це — очікуваний результат, який по-різному проявляється у різних за топологією планарних пристроях і пояснюється технологією виготовлення металізованих полімерних матеріалів. Результати вимірювання частотної характеристики розрахованого чотирьохрезонаторного фільтра з оптимізованими розмірами (табл. 2) зображені точками на рис. 14. Тут же представлені два результати симуляції характеристик цього фільтра, при виконанні яких використані значення тангенсу кута втрат діелектрика $\tan \delta = 0,0009$ (паспортне значення), крива 1, і значення $\tan \delta = 0,005$, крива 2. Останній результат добре збігається з результатами вимірювань. В цілому ж можна стверджувати,

що за сукупністю характеристик запропонований фільтр відповідає вимогам, які зазвичай висуваються до втрат фільтрів приймально-передавальних пристроїв міліметрового діапазону довжин хвиль.

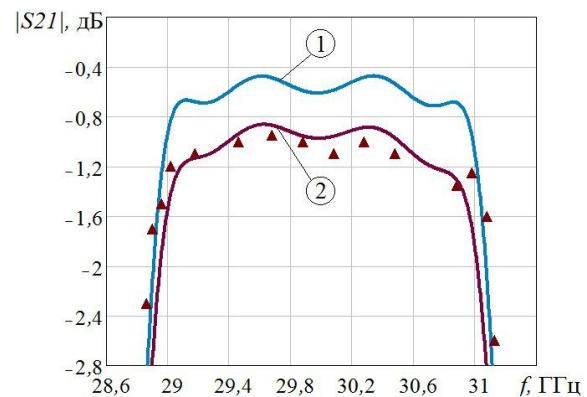


Рис. 14. Експериментальна та розрахована частотна характеристика чотирьохрезонаторного фільтра

Висновки

Значне покращення селективних характеристик хвильоводно-планарного SIR-фільтра порівняно з традиційними хвильоводно-планарними фільтрами на однорідних резонаторах в значній мірі пов'язане з полюсом характеристики загасання у смузі частот непропускання фільтра. З'ясовано, що виникнення зазначеного полюса зумовлене резонансною поведінкою одного з елементів резонатора фільтра, який містить його низькоомну частину. Така особливість дає змогу, в значній мірі, незалежно налаштувати резонансну частоту резонатора і частоту виникнення полюса характеристики його загасання. Запропонована методика прямого синтезу фільтра гарантує отримання розмірів його елементів, які становлять хороше наближення до оптимальних. Експериментально отримані значення власної добротності SIR різної топології у восьмиміліметровому діапазоні довжин хвиль. Ці значення виявилися достатньо високими для побудови смугопропускаючих хвильоводно-планарних SIR-фільтрів з низьким рівнем втрат.

Табл. 2 Добротність резонаторів з різними ширинами щілин w_1 ХЩЛ-секцій

№	$w_1, \mu\text{m}$	Резонансна частота, ГГц	Q_0 , вимірне значення	Q_0 , результат симуляції
1	150	30,792	308	332
2	200	30,43	371	386
3	500	30,26	459	557

Перелік посилань

1. Omelianenko M. E-plane Stepped-Impedance Bandpass Filter with Wide Stopband / M. Omelianenko, T. Romanenko // IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kyiv, Ukraine. –2020. – pp. 838-841.
2. Omelianenko M. Yu. Stopband Characteristics Improvement of Waveguide Planar E-plane Filters / M. Yu. Omelianenko, T. V. Romanenko, S. Ya. Zhuk & O. V. Turieieva // Radioelectronics and Communications Systems. –2021. –Vol. 64, Iss. 2, pp. 53–63.
3. Маттей Д. Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Д. Л. Маттей, Л. Янг, Е. М. Т. Джонс // Связь. –1971. – 438 с.
4. Омельяненко М. Ю. Синтез интегральных фильтров на основе частично-заполненных волноводов / М. Ю. Омельяненко, В. И. Цымбал // Радиоэлектроника. – 1984. – № 5, С. 65 - 69.
5. Альтман Дж. Л. Устройства сверхвысоких частот / Дж.Л. Альтман // «Мир», Москва. –1968. – 487 с.
6. Makimoto M. Bandpass Filters Using Parallel Coupled Strip-Line Stepped Impedance Resonators / M. Makimoto, S. Yamashita // 1980 IEEE MTT-S International Microwave symposium Digest, Washington, DC, USA. – 1980. – pp. 141 - 143.
7. Chen Y. A Compact Step-Impedance Compline Filter With Symmetric Insertion-Loss Response and Wide Stopband Range / Y. Chen, S. Chang, C. Chang, T. Hong, W. Lo // 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco, CA. –2006. – pp. 1209 - 1212.
8. Bukuru D. Compact Quad-Band Bandpass Filter Using Quad-Mode Stepped Impedance Resonator and Multiple Coupling Circuits / D. Bukuru, K. Song, F. Zhang, Y. Zhu, M. Fan // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –2017. –Vol. 65, Iss. 3, pp. 783 - 791.
9. Bohra H. Microstrip Wideband Bandpass Filters Using Step Impedance Resonator Techniques / H. Bohra, M. Bohra // 2019 International journal of scientific & technology research. –2019. –Vol. 8, Iss. 12, pp. 1436 - 1441.
10. Liu L. A Miniaturized Wideband Bandpass Filter Using Quarter-Wavelength Stepped-Impedance Resonators / L. Liu, P. Zhang, M.-H. Weng, C.-Y. Tsai, R.-Y. Yang // Electronics. –2019. –Vol. 8, Iss. 12, P. 1540.
11. Min X.-L. Design of Bandpass Filter with High Selectivity Using Stepped Impedance Resonator / X.-L. Min, H. Zhang, T. Zhong, Q. Chen // 2016 Advances in Computer Science Research, 3rd International Conference on Wireless Communication and Sensor Networks (WCNS 2016). –2016. –Vol. 44, pp. 199 - 202.

12. Bukuru D. Compact dual-band bandpass filter using open stub-loaded stepped impedance resonator with cross-slots / D. Bukuru, K. Song, F. Zhang // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. –2017. – Vol. 9, Iss. 2, pp. 269 – 274.
13. Omar A. S. Filter Realizations with Fin-Lines / A. S. Omar, H. El Hennawy, K. Schoneman // 1983 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, MA, USA. –1983. – pp. 160 - 162.
14. Olley C. Currents and conduction losses in unilateral finline / C. Olley, T. Rozzi // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –1988. –Vol. 36, Iss. 1, pp. 86 – 95.
15. Kuroki F. Loss Reduction Technique of Printed Transmission Line at Millimeter-Wave Frequency / F. Kuroki, R. Tamaru, R. Masumoto, K. Miyamoto // 2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, Honolulu, HI. –2007. – pp. 1671 - 1674.

References

- [1] Omelianenko M., Romanenko T. (2020). E-plane Stepped-Impedance Bandpass Filter with Wide Stopband. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 64, Iss. 11, pp. 3568-3579. DOI: 10.1109/ELNANO50318.2020.9088888.
- [2] Omelianenko M. Yu., Romanenko T. V., Zhuk S. Ya. & Turieieva O. V. (2021). Stopband Characteristics Improvement of Waveguide Planar E-plane Filters. *Radioelectronics and Communications Systems*, Vol. 64, Iss. 2, pp. 53–63. DOI: <https://doi.org/10.3103/S0735272721020011>.
- [3] Matthaei G. L., Young L., Jones E. N. T. (1971). *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, And Coupling Structures*. Izdatel'stvo "Svyaz", Moscow, 438 p. [In Russian].
- [4] Omel'yanenko M. Yu., Cymbal V. I. (1984). Synthesis of integral filters based on partially filled waveguides [Синтез интегральних фільтрів на основі частично-заповнених волноводов]. *Radioelektronika*, Vol. 5, pp. 65-69. [In Russian].
- [5] Altman J. L. (1968). *Microwave circuits*. Izdatel'stvo "Mir", Moscow, 487 p. [In Russian].
- [6] Makimoto M., Yamashita S. (1980). Bandpass Filters Using Parallel Coupled Strip-Line Stepped Impedance Resonators. *1980 IEEE MTT-S International Microwave symposium Digest*, pp. 141-143. DOI: 10.1109/MWSYM.1980.1124210.
- [7] Chen Y., Chang S., Chang C., Hong T., Lo. W. (2006). A Compact Step-Impedance Compline Filter With Symmetric Insertion-Loss Response and Wide Stopband Range. *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1209-1212. DOI: 10.1109/MWSYM.2006.249427.

- [8] Bukuru D., Song K., Zhang F., Zhu Y., Fan. M. (2017). Compact Quad-Band Bandpass Filter Using Quad-Mode Stepped Impedance Resonator and Multiple Coupling Circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 65, Iss. 3, pp. 783-791. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2638814.
- [9] Bohra H., Bohra M. (2019). Microstrip Wideband Bandpass Filters Using Step Impedance Resonator Techniques. *International journal of scientific & technology research*, Vol. 8, Iss. 12, pp. 1436-1441.
- [10] Liu L., Zhang P., Weng M.-H., Tsai C.-Y., Yang R.-Y. (2019). A Miniaturized Wideband Bandpass Filter Using Quarter-Wavelength Stepped-Impedance Resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 8, Iss. 12, pp. 1540. DOI: 10.3390/electronics8121540.
- [11] Min X.-L., Zhang H., Zhong T., Chen Q. (2016). Design of Bandpass Filter with High Selectivity Using Stepped Impedance Resonator. *Advances in Computer Science Research, 3rd International Conference on Wireless Communication and Sensor Networks*, Vol. 44, pp. 199-202. DOI: 10.2991/icwscsn-16.2017.44
- [12] Bukuru D., Song K., Zhang F. (2017). Compact dual-band bandpass filter using open stub-loaded stepped impedance resonator with cross-slots. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Vol. 9, Iss. 2, pp. 269-274. DOI: 10.1017/S1759078715001786.
- [13] Omar A. S., Hennawy H. El, Schonemann K. (1983). Filter Realizations with Fin-Lines. *1983 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 160-162. DOI: 10.1109/MWSYM.1983.1130843.
- [14] Olley C., Rozzi T. (1988). Currents and conduction losses in unilateral finline. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 36, Iss. 1, pp. 86-95. DOI: 10.1109/22.3485.
- [15] Kuroki F., Tamaru R., Masumoto R., Miyamoto K. (2007). Loss Reduction Technique of Printed Transmission Line at Millimeter-Wave Frequency. *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 1671-1674. DOI: 10.1109/MWSYM.2007.380027.

Синтез волноводно-планарных фильтров на резонаторах со ступенчатым изменением импеданса

Омельяненко М. Ю., Романенко Т. В., Жук С. Я.

В работе представлены результаты разработки волноводно-планарных фильтров на неоднородных резонаторах, недавно предложенных авторами. Тщательно исследована природа характерного для этих фильтров полюса характеристики затухания, который существенно улучшает селективные свойства в полосе частот заграждения. Выявлены факторы, влияющие на частоту указанного полюса. В работе изложена предложенная методика прямого синтеза фильтра, которая позволяет получить размеры элементов топологии, которые, в худшем случае, требуют лишь незначительных изменений в процедуре их оптимизации. Подробно исследовано влияние потерь на характеристики фильтра, для чего

измерена добротность его резонаторов в восьмимиллиметровом диапазоне длин волн. Согласно расчетам был изготовлен и исследован четырехрезонаторный фильтр с центральной частотой $f_0 = 30$ ГГц и полосой частот пропускания $\Delta f = 2$ ГГц. Измеренные характеристики фильтра удовлетворительно совпадают с результатами симуляции его характеристики. При этом потери в полосе частот пропускания не превышают 1 дБ – величину, которая всего на 0,4÷0,5 дБ превышает потери аналогичного фильтра на однородных резонаторах. В целом, полученные в работе результаты показывают, что этот новый класс волноводно-планарных фильтров с успехом может заменить известные фильтры волноводно-планарной конструкции в тех случаях, когда необходимо существенно (до 30 %) уменьшить их размеры и улучшить селективные свойства путем значительного расширения полосы частот заграждения и увеличения внесенного в ней затухания.

Ключевые слова: полосно-пропускающие фильтры; миллиметровый диапазон; гибридно-интегральные схемы СВЧ; резонаторы со ступенчатым изменением импеданса

Synthesis of Waveguide-Planar Filters on Stepped-Impedance Resonators

Omelianenko M. Yu., Romanenko T. V., Zhuk S. Ya.

The paper presents the results of the development of E-plane filters with inhomogeneous resonators, proposed by the authors recently. The characteristic of the proposed filters demonstrates the attenuation poles, which significantly improves selective properties in stopband. The nature and behavior of it has been carefully discussed. The paper also presents the proposed method of direct filter synthesis, which allows to obtain the dimensions of the elements of the topology which, in the worst case, require only minor changes in the procedure of their optimization. The influence of losses on the characteristics of the filter was researched in detail. For this purpose the quality factor of filter resonators was measured in the eight-millimeter wavelength range. According to the calculations, a four-cavity filter with a central frequency $f_0 = 30$ GHz and a bandwidth of $\Delta f = 2$ GHz was manufactured and measured. The measured characteristics of the filter satisfactorily coincide with the results of simulation of its characteristics. The losses in the bandwidth do not exceed 1 dB - a value that is only 0.4÷0.5 dB higher than the loss of a similar filter with homogeneous resonators. In general, the results obtained in this work show that this new class of E-plane filters can successfully replace the known E-plane filters in cases where the significant (up to 30 %) reducing of their size and improvement of the selective properties is necessary. The use of proposed filters guarantees the by significant expanding of the stopband and increasing of the attenuation in it.

Key words: bandpass filters; millimeter waves; microwave hybrid integrated circuits; stepped-impedance resonators