

ТЕХНІКА ТА ПРИСТРОЇ НВЧ ДІАПАЗОНУ. АНТЕННА ТЕХНІКА

УДК 621.372.543.2

СМУГОВИЙ ФІЛЬТР НА ОСНОВІ МІКРОСМУЖКОВИХ РЕЗОНАТОРІВ З ЧВЕРТЬХВИЛЬОВИМИ ЗВ'ЯЗКАМИ

*Шкапа В. В, магістрант; Коцержинський Б. О., д.т.н., професор
Національний технічний університет України
"Київський політехнічний інститут", м. Київ, Україна*

Частотно-селективні пристрої є невід'ємною складовою будь-якої системи зв'язку. При цьому, зі зростанням їх складності, вимоги до електричних та масо-габаритних показників частотно-селективних пристроїв постійно посилюються. В сучасній приймальній та передавальній радіоапаратурі широкого застосування набули мікросмужкові фільтри через свої невеликі масо-габаритні параметри, просту реалізацію і невелику собівартість.

У даній роботі представлені методика розрахунку та процес оптимізації смугового фільтра на основі мікросмужкових резонаторів з чвертьхвильовими зв'язками. Проводиться порівняння отриманих експериментальних та теоретичних даних.

Теоретичні відомості

Вибір фільтра на резонаторах з паралельно ввімкненими розімкненими мікросмужковими шлейфами був зроблений після огляду та порівняльного аналізу існуючих, описаних у технічній літературі [1, 2] мікросмужкових смугопропускаючих фільтрів (СПФ), за таких вимог: малогабаритність, простота виготовлення, малі втрати у смузі пропускання, наявність комп'ютерних засобів розрахунку.

Структура окремого резонатора показана на рис. 1. Резонатор створюють два шлейфи: розімкнутий шлейф довжиною l_1 , коротшою за чверть довжини хвилі $\lambda_{50}/4$ у мікросмужковій лінії передачі (МСЛП), з вхідною ємнісною провідністю, та шлейф, довший за $\lambda_{50}/4$ з вхідною індуктивною провідністю. У площині ввімкнення шлейфів у МСЛП резонатор поводить себе як паралельний резонансний контур з резонансною частотою ω_0 і реактивною провідністю B (рис. 2).

Розрахунок резонатора за допомогою методу еквівалентних схем дає можливість оцінити його розміри для подальшого проведення синтезу фільтра.

Провідність B дорівнює сумі вхідних еквівалентних провідностей шлейфів:

$$B = Y_0 \cdot \operatorname{tg}(\beta l_1) + Y_0 \cdot \operatorname{tg}(\beta l_2) \quad (1)$$

де Y_0 - хвильова провідність шлейфів та основної МСЛП, $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_{s0}}$ - фазова стала хвилі в МСЛП шлейфа, $\lambda_{s0} = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{\text{еф}}}}$ - довжина хвилі в МСЛП, $\epsilon_{\text{еф}}$ - ефективна діелектрична проникність МСЛП.

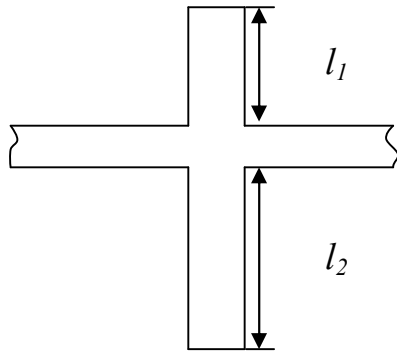


Рис. 1.

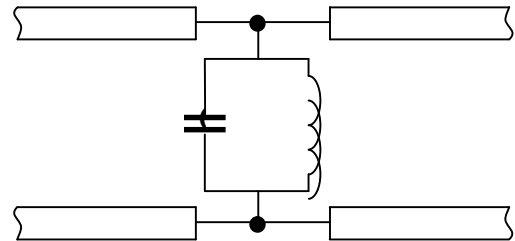


Рис. 2.

Для побудови фільтра важливі такі параметри резонатора:

1. λ_{s0} - довжина хвилі у шлейфах на резонансній частоті ω_0 ($B=0$) визначає довжину резонатора $l_1 + l_2 = \frac{\lambda_{s0}}{2}$, ω_0 відповідає центральній частоті смуги пропускання фільтра;
2. навантажена добротність Q_H , що впливає на смугу пропускання фільтра:

$$Q_H = \frac{\omega_0}{4 \cdot Y_0} \cdot \left. \frac{\partial B}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{b}{2 \cdot Y_0}$$

де параметр крутизни реактивної провідності b у вузькій смузі частот навколо ω_0 , коли вплив дисперсії у МСЛП незначний, можна обчислити за виразом:

$$\frac{b}{Y_0} = \frac{\pi}{2} [1 + x \cdot \operatorname{tg}^2(\pi x)] + (1 - x) \operatorname{tg}^2(1 - x) \quad (2)$$

де

$$x = \frac{2l_1}{\lambda_{s0}}, \frac{2l_2}{\lambda_{s0}} = \frac{2}{\lambda_{s0}} \left(\frac{\lambda_{s0}}{2} - l_1 \right) = 1 - x.$$

Синтез фільтра

Фільтр розроблений за таким ТЗ: центральна частота смуги пропускання фільтра $f_0 = 11,3$ ГГц, ширина смуги $\Delta f = 0,8$ ГГц, нерівномірність АЧХ у смузі пропускання $L = 0,2$ (характеристика Чебишева), гарантоване затухання $L_{\alpha} = 30$ дБ на частоті $f = 9,9$ ГГц, допуск на зсув частот 1%.

Синтез фільтра проводиться у три етапи. На першому етапі спочатку по графікам для низькочастотного фільтра-прототипа Чебишева [1] визначається кількість резонаторних елементів $N=3$ для забезпечення заданого за-

гасання за параметром $p = 2 \frac{f_a - f_0}{f_0 \cdot \Delta f_0}$, потім знаходяться характеристики загасання фільтра Чебишева 4-го порядку з трьома резонаторами $g_0=1$, $g_1=1,2275$, $g_2=1,1525$, $g_3=1,2275$, $g_4=1$, які задають значення параметрів крутизни реактивної провідності b резонаторів. Розв'язання рівняння (2) відносно x у середовищі MathCad дає такі відносні розміри резонаторів: $x_{1,1}=x_{1,3}=0,4$, $x_{2,1}=x_{2,3}=0,6$, $x_{1,2}=0,394$, $x_{2,2}=0,606$. Абсолютні розміри ($l_{i,j} = x_{i,j} \cdot \frac{\lambda_{50}}{2}$): $l_{1,1}=l_{1,3}=3,86$ мм, $l_{2,1}=l_{2,3}=5,79$ мм, $l_{1,2}=3,8$ мм, $l_{2,2}=5,85$ мм, $l_r=4,83$ мм, товщина підкладки $d=0,254$ мм, ширина МСЛП $W=0,773$ мм (рис. 3).

Частотна характеристика коефіцієнту передачі отриманого фільтра зображена на рис. 4 (суцільна лінія). Вона розрахована шляхом перерахунку вхідних провідностей резонаторів B через чвертьхвильові відрізки МСЛП на вхід фільтра.

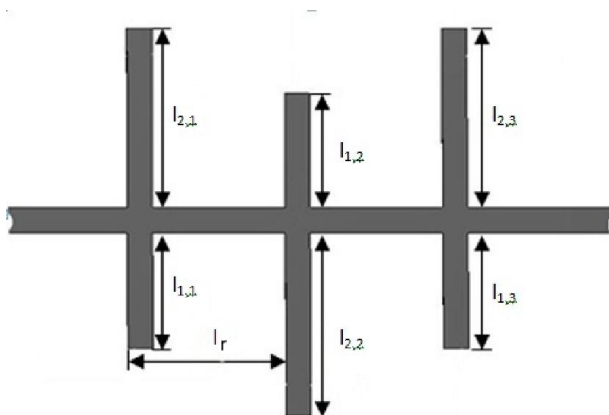


Рис. 3.

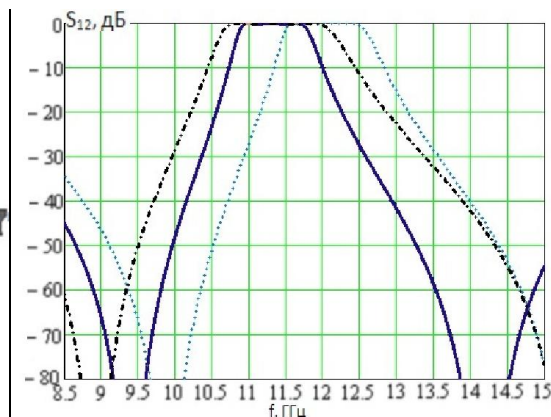


Рис. 4.

У даній математичній моделі не враховуються реактивності, які вносяться за рахунок розгалуження МСЛП та її кінців, зв'язків резонаторів і основної МСЛП. Зміна розмірів шлейфів суттєво впливає на АЧХ фільтра. Одночасне зменшення довжин шлейфів приводить до збільшення резонансної частоти резонатора, тобто до зсуву АЧХ на більш високі частоти при приблизному збереженні смуги пропускання (штрихова лінія на рис.4 для $\delta l = 0.3$ мм). Поперечний зсув резонатора відносно основної МСЛП впливає на зв'язок резонатора із МСЛП та змінює навантажену добротність (2). В результаті розширюється смуга пропускання при незначному зсуві центральної частоти (штрих-пунктирна лінія на рис.4, зсув на 0.3 мм у напрямку збільшення l_2).

На другому етапі уточнюються розміри структури у системі автоматизованого проектування (САПР) «MicroWave Office». Використовується модель, яка враховує реактивності, що вносяться за ра-

хунок розгалуження МСЛП та її кінців. Для розмірів, отриманих для спрощеної моделі, АЧХ фільтра зсувається на 0,6 ГГц у низькочастотну область (пунктирна лінія на рис. 5). Як було показано вище, для зсуву АЧХ у високочастотну область треба зменшувати довжину резонатора. В результаті проведених розрахунків потрібна АЧХ досягнута зменшенням довжин шлейфів резонаторів на 0,22 мм.

Остаточні розміри фільтра отримані у САПР «MicroWave Studio», що базується на методі FDTD. У створеній моделі враховуються електромагнітні зв'язки між резонаторами та МСЛП та більш точно враховуються неоднорідності. АЧХ фільтра з попередніми розмірами зсувається на 0,2 ГГц в низькочастотну область (штрихова лінія на рис.6), що знов потребує зменшення розмірів та ще перевертання центрального резонатора для зменшення зв'язків та покращення виду АЧХ. Для корекції частотної характеристики довжини шлейфів зменшені на 0,095 мм.

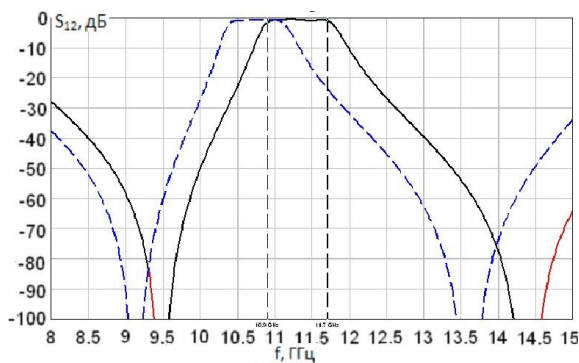


Рис. 5.

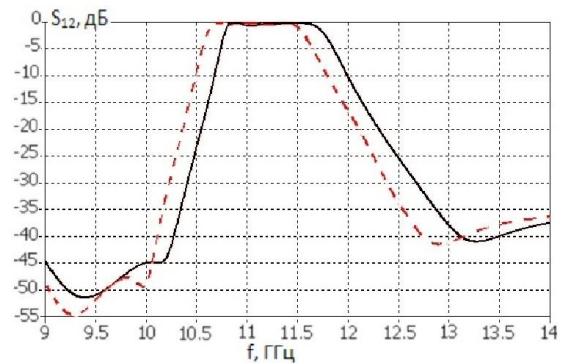


Рис. 6.

Остаточні розміри структури: $l_{1,1}=l_{1,3}=3,55$ мм, $l_{2,1}=l_{2,3}=5,48$ мм, $l_{1,2}=3,49$ мм, $l_{2,2}=5,53$ мм, $l_r=4,83$ мм. Частотна характеристика коефіцієнту передачі моделі фільтра зображена на рис. 5 (суцільна лінія). Центральна частота смуги пропускання $f_0 = 11,28$ ГГц, ширина смуги $\Delta f = 1,03$ ГГц, нерівномірність у смузі пропускання $L = 0,63$ дБ.

Результати експерименту

Фільтр був виготовлений методом фотолітографії на підложці RO 5880 фірми Rogers Co товщиною 0,254 мм і відносною діелектричною проникністю 2,2. Для вимірювань фільтр розміщувався у спеціальній вимірювальній камері з узгодженими переходами на хвилевод на вході та виході. Результати вимірювань у порівнянні з характеристиками моделі показані на рис. 7. Центральна частота смуги пропускання дорівнює $f_0 = 11,285$ ГГц, її відхилення від заданої у ТЗ на 0,13%. Смуга пропускання становить $\Delta f = 0,99$ ГГц. Нерівномірність L у смузі пропускання — 1 дБ.

Розширення смуги пропускання пояснюється наявністю електромагнітних зв'язків між резонаторами фільтра [3].

Збільшення загасання у смузі пропускання пояснюється неврахованими втратами у підкладинці фільтра і втратами у переходах вимірювальної камери.

Як видно з рис. 7 частотні характеристики коефіцієнтів пропускання синтезованого і виготовленого фільтрів практично збігаються, що говорить про ефективність використаної методики синтезу фільтра.

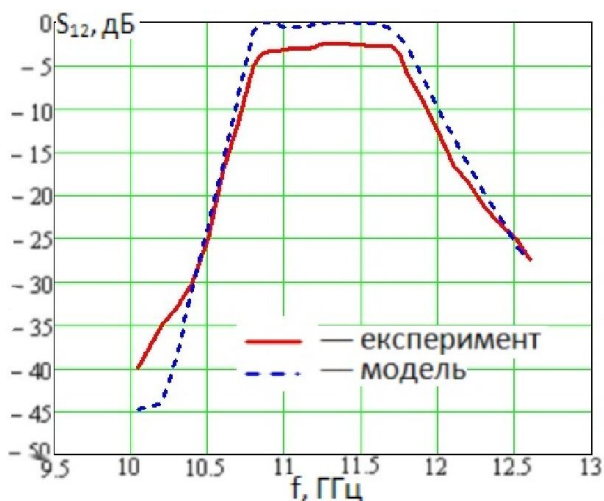


Рис.7.

Розробка смугового фільтра К діапазону частот

Після підтвердження ефективності методики синтезу СПФ для Х діапазону частот зроблена спроба розробки фільтра з більш високою робочою частотою. За основу взяте наступне ТЗ: центральна частота смуги пропускання фільтра $f_0 = 26$ ГГц, смуга пропускання $\Delta f = 0,8$ ГГц, нерівномірність АЧХ у смузі пропускання $L = 0,2$ (характеристика Чебишева), гарантоване загасання $L_a = 30$ дБ на частоті $f = 24,6$ ГГц, допуск на зсув частот 1%.

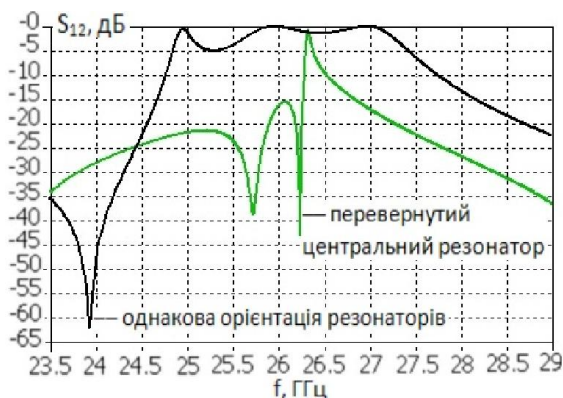


Рис.8.

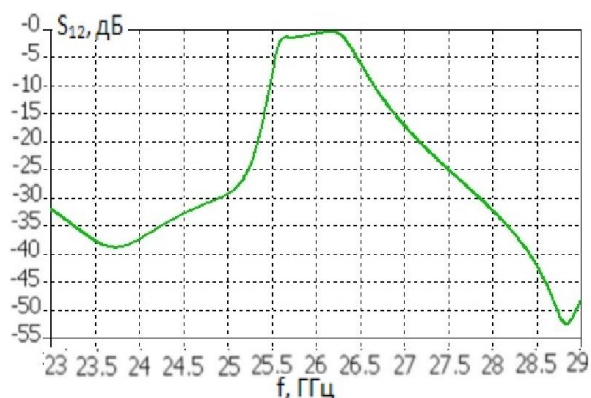


Рис.9.

На третьому етапі синтезу, при симулюванні моделі фільтра у САПР «MicroWave Studio», виявлено суттєве спотворення АЧХ фільтра (рис. 8) для випадків з однакою орієнтацією резонаторів та перевернутим центральним резонатором. Причиною цього є зростання взаємодії резонаторів [3], що є наслідком зменшення розмірів структури та появою нових типів хвиль при зростанні робочої частоти [5].

Вдосконалення топології фільтра проведено заворотом довших шлейфів кожного резонатора. Після оптимізації розмірів структури у САПР

«MicroWave Studio» фільтр з АЧХ, зображеною на рис. 9, та наступними розмірами (рис. 10): $l_{1,1}=l_{1,3}=1,449$ мм, $l_{1,2}=1,437$ мм, $l_{2,1}=l_{2,2}=l_{2,3}=0,466$ мм, $l_{3,1}=l_{3,3}=1,063$ мм, $l_{3,2}=1,075$ мм, $l_r=2,1$ мм. АЧХ фільтру має наступні параметри: центральна частота смуги пропускання $f_0 = 25,945$ ГГц, ширина смуги $\Delta f = 0,82$ ГГц, нерівномірність у смугі пропускання $L = 1,3$ дБ, загасання $L = 32$ дБ на частоті $f = 24,6$ ГГц, зсув частот не перевищує 1%.

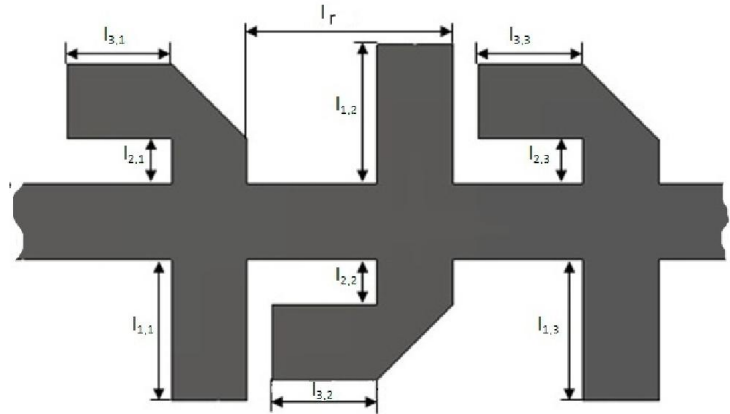


Рис. 10

Подібні результати можна отримати зменшуючи зв'язки між складовими фільтру шляхом збільшення відстаней між резонаторами та зменшення товщини підкладки. За попереднім ТЗ розроблено два фільтри: фільтр з відстанню між резонаторами, збільшеною до трьох чвертей довжини хвилі ($\frac{3\lambda_{50}}{4}$) та фільтр на основі тоншої підкладки.

Фільтр із топологією рис.3 та збільшеними відстанями між резонаторами має наступні розміри: $l_{1,1}=l_{1,3}=1,422$ мм, $l_{2,1}=l_{2,3}=1,936$ мм, $l_{1,2}=1,409$ мм, $l_{2,2}=1,949$ мм, $l_r=3,81$ мм, товщина підкладки $d=0,254$ мм, ширина МСЛП $W=0,773$ мм. Параметри його АЧХ (рис.11): центральна частота смуги пропускання $f_0 = 26$ ГГц, ширина смуги $\Delta f = 1$ ГГц, нерівномірність у смугі пропускання $L = 1,5$ дБ, загасання $L = 42$ дБ на частоті $f = 24,6$ ГГц, зсув частот не перевищує 1%.

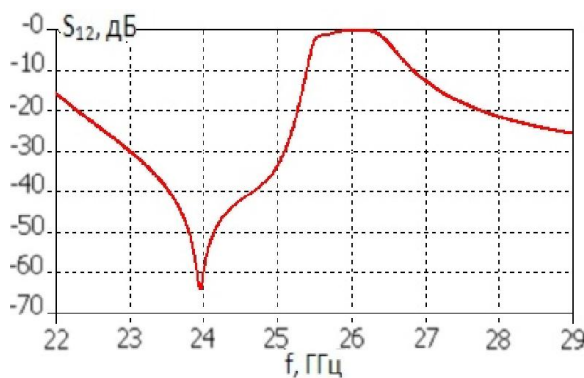


Рис. 11.

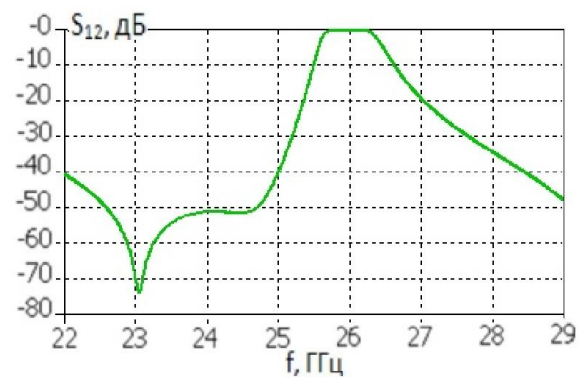


Рис. 12.

АЧХ фільтру стає стисненою, смуга загороджування зменшується. Збільшення довжини фільтру не завжди допустиме. Фільтр із використанням тоншої підкладки має такі розміри (рис. 3): $l_{1,1}=l_{1,3}=1,633$ мм,

$l_{2,1}=l_{2,3}=2,167$ мм, $l_{1,2}=1,621$ мм, $l_{2,2}=2,179$ мм, $l_1=2,21$ мм, товщина підкладки $d=0,127$ мм, ширина МСЛП $W=0,387$ мм. Його АЧХ (рис. 12) відповідає таким параметрам: центральна частота смуги пропускання $f_0 = 26,011$ ГГц, ширина смуги пропускання $\Delta f = 0,81$ ГГц, нерівномірність у смугі пропускання $L = 0,1$ дБ, загасання $L = 51$ дБ на частоті $f = 24,6$ ГГц, зсув частот не перевищує 1%. АЧХ має більшу крутизну, загасання у смугі загороджування значно перевищує задане в ТЗ.

Висновки

Розроблений смуговий фільтр на основі мікросмушкових резонаторів з чвертьхвильовими зв'язками у діапазоні 1 ГГц за методикою поступового синтезу через аналіз. Використані сучасні САПР НВЧ діапазону «MicroWave Office» і «MicroWave Studio». Порівняння експериментальних та розрахункових даних фільтра на 1 ГГц і успішна розробка фільтра на 26 ГГц підтверджують її ефективність.

Література

1. Матей Д., Янг Г., Джонс Е. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. т.1,2. М.: Радио и связь. 1971, 1972.
2. J.-S. Hong, M. J. Lancaster. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. New York: John Wiley & Sons, 2001.
3. Nicolaos G. Alexopoulos, Pisti B. Katehi, D. B. Rutledge. Optimization for Integrated Circuit Antennas // IEEE MTT Trans., - 1983.- v. MTT-31,- № 7, - pp. 550-557.
4. K. C. Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl, Prakash Phartia. Microstrip lines and slotlines. – 2nd ed. Boston: Artech House Inc, 1996.
5. Kuo-Cheng Chen, Ching-Kuang C. Tzuang. Leaky-modes leakage from planar circuits// Microwave Symposium Digest -1997,- v.2,- pp. 495 – 498.

Шкапа В. В., Коцержинський Б. О. Смуговий фільтр на основі мікросмушкових резонаторів з чвертьхвильовими зв'язками. Розглянута методика синтезу смугового фільтра на основі мікросмушкових резонаторів з чвертьхвильовими зв'язками. Складність електромагнітних полів неоднорідної МСЛП потребує використання декількох математичних моделей із поступовим врахуванням особливостей полів, при цьому результати розрахунків попередньої моделі стають початковими даними для наступної. Із збільшенням частоти та зменшенням розмірів фільтра більш впливовими стають зв'язки між його окремими складовими та виникають нові типи хвиль. За цією методикою був створений (синтезований і виготовлений) смуговий фільтр у діапазоні 1 ГГц та синтезований фільтр у діапазоні 26 ГГц.

Ключові слова: смуговий фільтр, мікросмушковий резонатор, синтез.

Шкапа В. В., Коцержинский Б.А. Полосовой фильтр на основе микрополосковых резонаторов с четвертьволновыми связями. Рассмотрена методика синтеза полосового фильтра на основе микрополосковых резонаторов с четвертьволновыми связями. Сложность электромагнитных полей неоднородной микрополосковой линии передачи требует использования нескольких математических моделей с постепенным учетом особенностей полей, при этом результаты расчетов предшествующей модели становятся начальными данными для следующей. С увеличением частоты и уменьшением размеров фильтра более влиятельными становятся связи между его отдельными

составляющими и возникают новые типы волн. По этой методике был созданный (синтезированный и изготовленный) фильтр в диапазоне 11 ГГц и синтезированный фильтр в диапазоне 26 ГГц.

Ключевые слова: полосовой фильтр, микрополосковый резонатор, синтез.

*Shkapa V. , Kotserzhynskyi B.. **Microstrip band-pass filter based on resonators with quarter-wave coupling.** The synthesis procedure of the microstrip band-pass filter based on resonators with quarter-wave coupling is considered. The nonuniform microstrip line electromagnetic field complexity demands using of some mathematical models with the step-by-step field specificity taking into account, when the previous model calculations results become the initial data for the next model. The component coupling increases and new type wave modes appear when the frequency rises and the filter dimensions decrease. According to the concerned procedure: the filter in the 11 GHz band was designed (synthesized and made) , the filter in the 26 GHz band was synthesized.*

Key words: band-pass filter, microstrip resonator, synthesis.