

Барабаш О. В., Ліщиновська Н. О. Державний університет телекомунікацій, Київ
Бойко Ю. П. Київський національний університет імені Тараса Шевченка, Київ

СИНТЕЗ КОНСТРУКЦІЙ РЕЗОНАТОРА ЗА КРИТЕРІЄМ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ МАКСИМАЛЬНОЇ ДОБРОТНОСТІ

Розглянуто та встановлено зв'язок між добротністю резонатора і його амплітудно-частотною характеристикою. У результаті досліджено і отримано аналітичні вирази для хвильового опору, що дозволяють синтезувати резонатори з максимальною добротністю. Показано, що при реалізації конструкції резонатора зміна хвильового опору досягається зміною конструктивних параметрів резонатора по його довжині.

Ключові слова: резонансні системи, синтез конструкцій резонатора, відрізки однорідних і неоднорідних ліній, резонансна частота, лінії передачі, добротність, опір.

Barabash O. V., Lishchynovska N. O. State University of Telecommunications, Kyiv
Boiko Yu. P. Taras Shevchenko National University of Kyiv, Kyiv

SYNTHESIS OF RESONATOR DESIGNS ACCORDING TO THE CRITERION OF ENSURING THE MAXIMUM CORRECTNESS

The study is linking Q oscillation system and its frequency response. At the same time also studied construction algorithm of changing design parameters for the cavity length and its criteria of maximum Q -factor. Relationship between the quality factor of the resonator will determine the design parameters dependent on the length of transmission lines and the necessary frequency response.

Resonators are an important part of the frequency-filtering devices whose characteristics depend on the characteristics of the transmitting and receiving devices. Filter characteristics greatly influence the quality of the resonator and characterized by steep slopes amplitude-frequency characteristics of the filter. The higher quality response slope inclination increases and selective filter properties improved. An obstacle in the development of quality resonators filter is lost in the construction of the resonator loss conductors and insulator. Thus, the problem of synthesis of the resonator is reduced to geometrical parameters of irregular lines, which can be divided into two stages. The first stage – at the required frequency characteristics to find the corresponding values of zeros and poles.

Thus, the synthesis of the resonator with the highest possible quality factor proposed method allows to form objective function. Depending on the minimum possible number of variable parameters increases the efficiency of the synthesis of the resonator. It is shown that the implementation of a design change of the resonator impedance is achieved by changing the design parameters of the resonator along its length.

Keywords: resonant systems, synthesis of resonator designs, segments of homogeneous and inhomogeneous lines, resonant frequency, transmission lines, quality factor, resistance.

Барабаш О. В., Лищиновская Н. О. Государственный университет телекоммуникаций, Киев
Бойко Ю. П. Киевский национальный университет имени Тараса Шевченка, Киев

СИНТЕЗ КОНСТРУКЦІЙ РЕЗОНАТОРА ПО КРИТЕРІЮ ОБЕСПЕЧЕННЯ МАКСИМАЛЬНОЇ ДОБРОТНОСТІ

Рассмотрена и установлена связь между добротностью резонатора и его амплитудно-частотной характеристикой. В результате исследованы и получены аналитические выражения для волнового сопротивления, позволяющие синтезировать резонаторы с максимальной добротностью.

© Барабаш О. В., Ліщиновська Н. О., Бойко Ю. П., 2018

Показано, что при реализации конструкции резонатора изменение волнового сопротивления достигается изменением конструктивных параметров резонатора по его длине.

Ключевые слова: резонансные системы, синтез конструкций резонатора, отрезки однородных и неоднородных линий, резонансная частота, линии передачи, добротность, сопротивление.

1. Вступ

Резонансні системи (резонатори) є важливою складовою частиною пристроїв частотної фільтрації, від властивостей яких залежать характеристики приймально-передавальних пристроїв. На характеристики фільтрів, як відомо [1], сильно впливає добротність резонатора, від якої залежить крутизна схилів амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) усього фільтру: з ростом добротності крутизна схилів АЧХ зростає і селективні властивості фільтру поліпшуються. Перешкодою у розробці фільтрів з високодобротними резонаторами є втрати в конструкції самого резонатора, втрати в провідниках і в діелектрику.

2. Аналіз досліджень і публікацій

В даний час в якості резонаторів широко використовуються різні відрізки однорідних і неоднорідних ліній [1-5]. При цьому при реалізації конструкції резонатора зміна хвильового опору лінії досягається зміною будь-яких конструктивних параметрів. Наприклад, у разі мікрополоскового резонатора зміна хвильового опору по довжині досягається зміною ширини токонесучої смужки [5, 6]. В цьому випадку добротність при заданих технічних характеристиках матеріалу виходить неконтрольованою величиною, а не тою, якою мала б бути. Дана обставина сильно перешкоджає розробці фільтрів з підвищеною вибірковістю. Тому стаття є актуальною для розв'язання вищезгаданої проблеми у розробці фільтрів з підвищеною вибірковістю.

3. Мета дослідження

Метою дослідження є встановлення зв'язку між добротністю резонатора і його АЧХ і побудова алгоритму обчислення змін конструктивних параметрів резонатора по його довжині за критерієм забезпечення максимальної добротності. Встановлення зв'язку з цим дозволить по необхідній АЧХ обґрунтовано визначити залежність конструктивних параметрів по довжині лінії передачі.

4. Результати дослідження

Для вирішення сформульованої задачі скористаємося спектральною теорією лінійних диференціальних операторів [7, 8], відповідно до якої набір власних чисел телеграфних рівнянь неоднорідної лінії визначає резонансні частоти резонатора ω_k , $k=0,1,2,\dots$ і називається спектром. Перш за все необхідно вказати умови, яким повинен відповідати числовий набір ω_k , щоб він був спектром. З результатів [7, 8] випливає, що необхідною і достатньою умовою існування одновимірного ланцюга з кінцевим часом затримки, яким є резонатор, є виконання умови

$$0 < \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{k}{\omega_k} < \infty. \quad (1)$$

Дане обмеження є узагальненим і не дозволяє дати загальну характеристику ланцюга. Додаткові обмеження, що накладаються на спектр ω_k , при яких існує лінія з кінцевим значенням хвильового опору на початку і в кінці, тобто з $0 < W(0) < \infty$, $0 < W(t_3) < \infty$ наведені в [8].

В якості резонаторів будемо використовувати короткозамкнуті або розімкнуті на кінцях відрізки нерегулярних ліній передачі. Умови фізичної можливості бути реалізованим, яким повинні задовольняти спектри короткозамкнутої і розімкнутої ліній, відомі і описані в [9].

Нехай початок відліку лінії знаходиться в точці $\tau = 0$, а кінець в точці $\tau = t_3$. Тоді, щоб вхідний опір лінії з $0 < W(t_3) < \infty$, потрібно виконати умови, наведені в [8]. Аналогічно і для короткозамкнутої лінії. Синтез цих відрізків може бути виконаний з позицій досить повно розробленої теорії чотириполіусників [9, 10]

Припустимо, що в лінії відсутні втрати і структура поля близька до структури поля TEM хвилі. Відрізки таких ліній є оборотними реактивними чотириполіусниками [9, 10].

Головними параметрами, що визначають резонатор, є нулі і полюси вхідного опору Z_{ex} . Їх використання при синтезі обумовлено двома факторами:

1) вони однозначно і в повній мірі визначають частотні і електродинамічні характеристики резонатора, які в свою чергу дозволяють знайти геометричні розміри пристроїв;

2) спектральні характеристики відрізка нерегулярної лінії пов'язані з його хвильовим опором $W(\tau)$ за допомогою мінімально можливої кількості параметрів, в якості яких використовуються нулі і полюси вхідного опору $Z_{ex}(p)$.

Таким чином, завдання синтезу резонатора зводиться до знаходження геометричних параметрів нерегулярної лінії, яку можна розбити на два етапи:

1) за необхідними частотними характеристиками знайти відповідні значення нулів і полюсів $Z_{ex}(p)$;

2) за нулями та полюсами однозначно визначити геометричні розміри нерегулярної лінії.

Основними параметрами, що визначають властивості резонатора, є резонансна частота ω_0 , частота першого паразитного коливання ω_1 (розрядка спектру ω_1 / ω_0), а також добротність коливальної системи Q .

Від нулів та полюсів для зручності перейдемо до полюсів і відніманню вхідного опору. Відомо, що вихідний опір оборотного чотириполіусника (вхідний опір чотириполіусника з боку вихідних зажимів), короткозамкнутого або розімкнутого на кінці з опором навантаження $Z_H(p) = 0$ чи $Z_H(p) = \infty$ відповідно, описується у виразі [9]:

$$Z_{вих}(p) = Z_{22}(p) - \frac{Z_{12}^2(p)}{Z_{11}(p) + Z_H(p)}, \quad (2)$$

де $Z_{11}(p)$, $Z_{12}(p)$, $Z_{22}(p)$ – елементи матриці опору $[Z]$ оборотного реактивного чотириполіусника (в даному випадку нерегулярної лінії).

Оскільки $Z_{22}(p)$ однозначно визначається полюсами та відніманнями $Z_{22}(p)$, то згідно (2), частотні характеристики відрізка нерегулярної лінії і закон зміни його хвильового опору $W(\tau)$ також визначається полюсами та відніманнями $Z_{22}(p)$. Відповідно, спектральні характеристики нерегулярної лінії зв'язані з $W(\tau)$ за допомогою мінімально можливої кількості параметрів, в якості яких використовуються полюси і відніманнями $Z_{22}(p)$.

Виходячи з цього, вхідний опір короткозамкнутого або розімкнутого відрізка лінії передачі представимо у вигляді:

$$Z_{\text{вхл}}(p) = Z_{\text{вхол}}(p) - \sum_{i=1}^n \frac{W(0)2pt_3}{p^2 t_3^2 + \omega_i^2} + \sum_{i=1}^n \frac{W(0)\alpha_i p t_3}{p^2 t_3^2 + \beta_i^2}, \quad (3)$$

де $W(0)$ – хвильовий опір на початку лінії;

t_3 – час затримки відрізка лінії передачі;

$p = j\omega$ – комплексна частотна змінна.

Для розімкнутого відрізка регулярної лінії з хвильовим опором вхідний опір

$$Z_{\text{вхол}}(p) = W(0)cthpt_3. \quad (4)$$

У даному випадку:

$$\pm j \frac{\omega_1}{t_3} = \pm j \frac{i\pi}{t_3} \text{ – пари комплексно сполучених полюсів функції } Z_{22}(p) \text{ відрізка регулярної}$$

лінії передачі з часом затримки t_3 ;

$$\pm j \frac{\beta_i}{t_3}, \pm j \frac{\alpha_i W(0)}{t_3} \text{ – пари комплексно сполучених полюсів функції } Z_{22}(p) \text{ відрізка}$$

нерегулярної лінії передачі з часом затримки t_3 .

Для короткозамкнутого на кінці відрізка відповідно маємо:

$$Z_{\text{вхол}}(p) = W(0)thpt_3. \quad (5)$$

У даному випадку $\pm j \frac{\omega_1}{t_3} = \pm j \frac{i\pi}{2t_3}$.

Ці вирази отримані з відповідних виразів для елементів матриці опорів відрізка однорідної лінії з хвильовим опором $W(0)$ та часом затримки t_3 .

З (3) випливає, що вхідний опір резонатора однозначно визначається наступними параметрами:

– хвильовим опором на початку лінії $W(0)$;

– значенням змінних α_i, β_i ($i=1,2,\dots,n$), пов'язаних згідно (3), з відніманнями та полюсами

вхідного опору $Z_{22}(p)$ відрізка регулярної лінії.

З іншого боку опору (3) відповідає спектральна функція диференціального рівняння нерегулярної лінії передачі, яка відповідає хвильовому опорю [2]:

$$W(\tau') = W(0) \left[\frac{\Delta(\tau')}{\Delta_1(\tau')} \right]^2, \quad (6)$$

де $\tau' = \frac{\tau}{t_3}$ – нормований поточний час затримки;

$\Delta(\tau')$ – знаменник n -го порядку з елементами головної діагоналі

$$\Delta_{ii} = \frac{1}{\alpha_i \cos^2 \beta_i \tau'} \left(1 + \frac{\alpha_i}{2\beta_i} \left(\frac{\cos 2\tau' \beta_i}{2} + \tau' \beta_i \right) \right), \quad i=1,2,\dots,n.$$

Інші елементи:

$$\Delta_{ij} = \frac{\beta_i \sin \beta_i \tau' \cdot \cos \beta_j \tau' - \beta_j \sin \beta_j \tau' \cdot \cos \beta_i \tau'}{\cos \beta_i \tau' \cdot \cos \beta_j \tau' \cdot (\beta_i^2 - \beta_j^2)}, \quad i \neq j.$$

Для визначника знаменника (6) елементи головної діагоналі

$$\Delta_{ii} = \frac{1}{\alpha_i \cos^2 \beta_i \tau'} \left(1 + \frac{\alpha_i}{2\beta_i} \left(\frac{-\cos 2\tau' \beta_i}{2} + \tau' \beta_i \right) \right), \quad i=1,2,\dots,n.$$

Інші елементи:

$$\Delta_{ij} = \frac{\beta_i \sin \beta_j \tau' \cdot \cos \beta_i \tau' - \beta_j \sin \beta_i \tau' \cdot \cos \beta_j \tau'}{\cos \beta_i \tau' \cdot \cos \beta_j \tau' \cdot (\beta_i^2 - \beta_j^2)}, \quad i \neq j.$$

За хвильовим опором лінії можуть бути розраховані її геометричні розміри [1, 10, 11], за якими через характеристики погонного загасання визначається добротність резонатора.

Хвильовий опір $W(\tau')$ може бути реалізовано у вигляді різних конструкцій: хвильоводної, коаксильної, мікрополоскової та інших, в залежності від конструкції пристроїв, в яких використовуються резонатори.

Розглянемо питання реалізації оптимальних нерегулярних резонаторів у вигляді мікрополоскової лінії передачі, яка найбільш повно задовольняє вимогам комплексної мікромініатюризації і тому в даний час найбільш широко використовується в різних пристроях радіотехніки [10-12].

Основні особливості розрахунку геометричних розмірів розглянутих резонаторів по хвильовому опору пов'язані з тим, що хвильовий опір $W(\tau)$ змінюється за плавним або ступінчастим законом. Складність зміни хвильового опору вимагає використання електродинамічних методів для розрахунку топології резонатора, що призводить до великих труднощів, пов'язаних головним чином з величезним обсягом обчислень [10].

5. Обговорення результатів проведеного дослідження

Вирішення зазначеного завдання спрощується, якщо плавний закон зміни хвильового опору резонатора апроксимувати ступінчастим законом, тобто відрізок плавної лінії замінити відрізком багатоступінчастої лінії, побудову якої показано на рис. 1.

При цьому безперервна зміна хвильового опору $W(\tau)$ в інтервалі τ_j, τ_{j+1} замінюється сходинкою, утвореною відрізками однорідних ліній з хвильовими опорами

$$W_j = W(\tau_j), \quad (7)$$

$$\tau_j = \Delta t (j-1), \quad j=1,2,\dots,m, \quad (8)$$

$$\Delta t = \frac{t_3}{m-1}, \quad (9)$$

де m – число точок розбиття плавного резонатора.

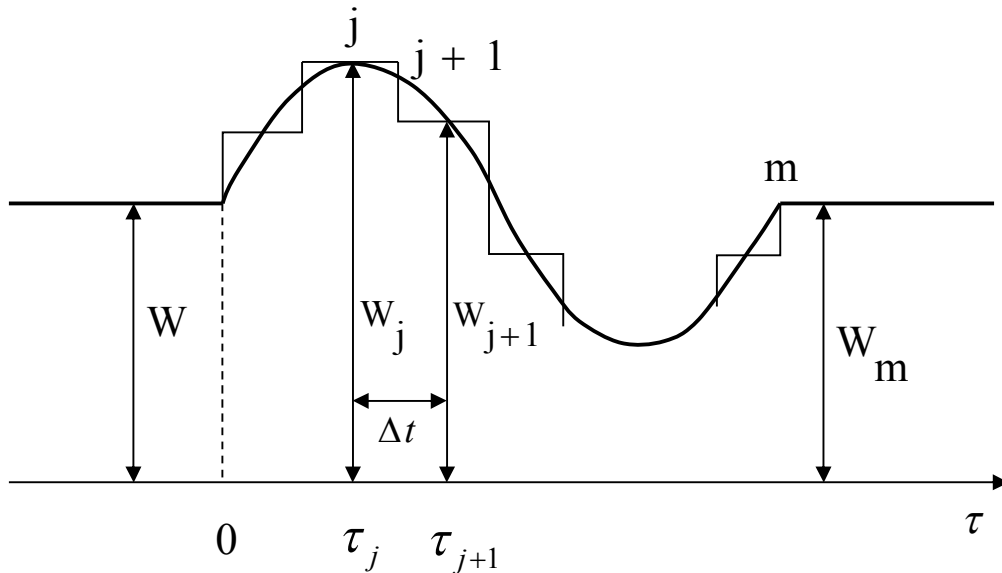


Рис. 1. Ступенева апроксимація плавного закону зміни хвильового опору нерегулярної лінії передачі

Час затримки цих відрізків однаковий та дорівнює $\Delta t / 2$. Така заміна дозволяє перейти від вихідної задачі до задачі розрахунку геометричних розмірів відрізків регулярних ліній, при яких реалізуються необхідний хвильовий опір W_j і час затримки $\Delta t / 2$. В даному випадку розрахунок топології резонатора можна виконати за відомими формулами [1, 6, 10, 11].

Заміна плавного резонатора ступінчастим призводить до певних похибок в розрахунках при визначенні геометричних розмірів. Однак ця помилка може бути зменшена до будь-якого наперед заданого значення шляхом збільшення числа сходинок в ступінчастому резонаторі.

Розрахунок топології резонатора виконується з урахуванням втрат в діелектрику і провідній смужці, а також з урахуванням можливості виникнення вищих типів коливань.

Вирази (7-9) використовуються для заміни плавного резонатора ступінчастим. Для забезпечення високої точності такої заміни кількість сходинок вибирається досить великим: від 100 до 200. У цьому випадку максимальна відміна частотних характеристик ступінчастого резонатора від характеристик плавного резонатора не перевищує похибки їх вимірювання.

Так як ступінчастий резонатор являє собою каскадне з'єднання відрізків регулярних ліній, то для розрахунку його характеристик з урахуванням втрат і неоднорідностей були використані відомі підходи [1, 3, 10].

За розрахованими геометричними розмірами ступінчастого резонатора виготовляють близький до плавного резонатор шляхом заміни сходинок, що з'єднують точки j та $j+1$, відрізками прямих ліній. Така заміна дозволяє зменшити трудомісткість виготовлення резонаторів практично не змінюючи його електричних характеристик.

6. Висновки

З викладеного випливає, що добротність резонатора на відрізку нерегулярної лінії передачі визначається наступними змінними параметрами: $W(0)$, t_3 , α_1 , β_1 . Отже, синтез резонатора з максимально можливою добротністю запропонованим методом дозволяє формувати цільову функцію, яка залежить від мінімально можливого числа варійованих параметрів, що призводить до підвищення ефективності синтезу резонатора.

Змінні параметри $W(0)$, t_3 , α_i , β_i об'єднаємо в вектор змінних параметрів

$$\bar{A} = \{W(0), t_3, \alpha_i, \beta_i, i=1, n\}, \quad (10)$$

значення якого обмежуються безліччю допустимих рішень

$$D \div \left\{ \bar{A} \mid W^H \leq W(0) \leq W^B, \quad t_3^H \leq t_3 \leq t_3^B, \quad 0 < \alpha_i \leq \alpha_i^e, \quad \beta_i^H < \beta_i \leq \beta_i^B, \quad i=(1, n) \right\}, \quad (11)$$

де W^H , W^B – відповідно нижня і верхня допустима межа зміни хвильового опору;

t_3^H , t_3^B – межі зміни часу затримки, які визначаються допустимими геометричними розмірами резонатора.

Вимога суворої позитивності α_i забезпечує позитивність і обмеженість хвильового опору $W(\tau)$ [2]. Обмеження у вигляді рівності служить для завдання певних значень хвильових опорів на кінцях лінії [2].

Інші обмеження, які мають вигляд нерівностей, дозволяють регулювати діапазон зміни хвильового опору резонатора в межах допустимих значень, які можуть бути реалізовані у вигляді тієї чи іншої конструкції. Час затримки резонатора t_3 вибирається виходячи з допустимої геометричної довжини. Часто, особливо на високих частотах, її намагаються вибрати максимально можливою. У цьому випадку, як було встановлено в результаті числових розрахунків, необхідна розрядка спектра і висока добротність досягається при максимальному перепаді хвильових опорів в резонаторі, під яким розуміється відношення максимального хвильового опору до його мінімального значення.

На підставі викладеного алгоритму була синтезована топологія мікрополоскового замкнутого на одній стороні резонатора (рис. 2).

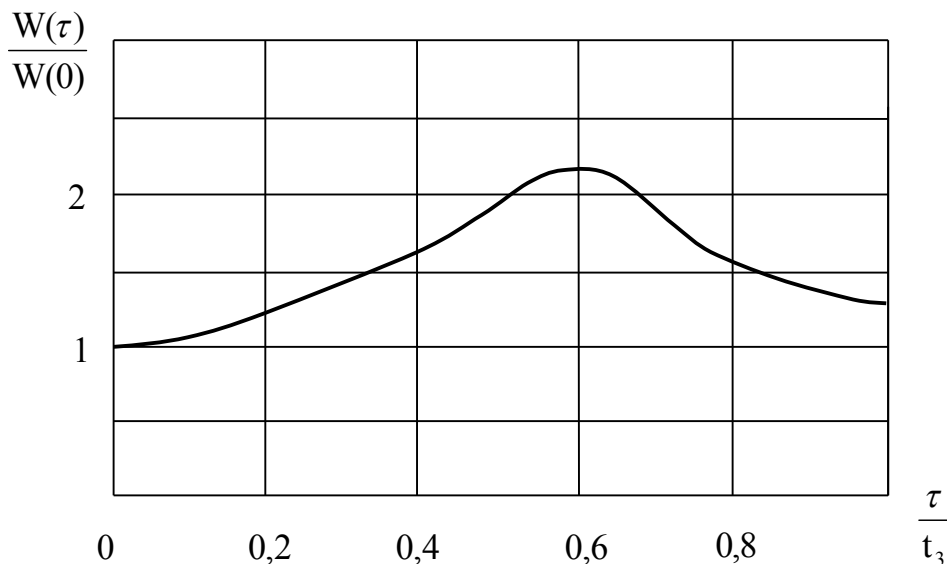


Рис. 2. Хвильовий опір мікрополоскового резонатора з максимальною добротністю

Реалізована максимальна добротність $Q = 325$ при наступних вихідних даних: резонансна частота 1 ГГц, розрядка спектра (відношення частоти сусідньої гармоніки до частоти основного тону коливань) дорівнює 4, час затримки резонатора, відносна діелектрична проникність підкладки $\epsilon_r = 9,6$; товщина підложки $h = 1$ мм; тангенс кута діелектричних втрат $\text{tg}\delta = 2,5 \cdot 10^{-4}$; товщина провідної полоски $b = 0,03$ мм.

При цьому зміна хвильового опору по довжині забезпечується зміною ширини токонесячої смужки. Результати оптимізації отримані при варіюванні двох незалежних змінних: положення першого полюса опору замкнутої однорідної лінії і віднімання опору в даному полюсі.

Список використаної літератури

1. Говард В. Высокоскоростная передача цифровых данных – высший курс черной магии / В. Говард., Г. Джонсон. – Москва: Вильямс, 2005. – 1024 с.
2. Литвиненко О. Н. Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике / О. Н. Литвиненко, В. И. Сошников. – Москва: Сов. радио, 1964. – 535 с.
3. Маттей Д. Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи святы. Т.1. / Д. Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс. – Москва: Связь, 1971. – 437 с.
4. Клименко Д. Н. Использование нерегулярных линий в полосно-пропускающих фильтрах в качестве резонансных элементов / Д. Н. Клименко, Л. Г. Плавский // Современные проблемы радиоэлектроники. – Красноярск: Сибирский федеральный ун-т, 2015. – 148 с.
5. Бударрагин Р. В. Расчет плавных переходов в коаксиальной линии передачи / Р. В. Бударрагин, А. А. Радионов, А. А. Титаренко // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2001. – №2. – С. 53–57.
6. Никольский В.В. Электродинамика и распространение радиоволн / В. В. Никольский, Т. И. Никольская. – Москва: Издательская группа URSS, 2014. – 544 с.
7. Ильин В. А. Спектральная теория дифференциальных операторов / В. А. Ильин. – Москва: Наука, 1991. – 368 с.
8. Левитан М. Л. Введение в спектральную теорию: самосопряжённые обыкновенные дифференциальные операторы / М. Л. Левитан, И. С. Саргсян. – Москва: Наука, 1990. – 671 с.
9. Теоретические основы электротехники. Справочник по теории электрических цепей. / [под ред. Ю. А. Бычкова, В. А. Золотницкого, Э. П. Чернышова]. – Санкт-Петербург: Питер, 2008. – 868 с.
10. Фальковский О. И. Техническая электродинамика / О. И. Фальковский. – Санкт-Петербург: «Лань», 2009. – 432 с.
11. Gerald C. Alexander, Andreas Weissshaas, Vijai K. Tripathi, Philip C. Magnusson, Philip Cooper. Transmission Lines and Wave Propagation. CRC Press, 2000. – 536 p.
12. Белов А. С. Подавление паразитных полос пропускания полосовых фильтров СВЧ, вызванных множеством собственных частот резонаторов. Ч.1. / А. С. Белов, Е. Ф. Грибов // Техника средств связи. Серия РТС. – 1988. – Вып. 1. – С. 18–24.

References

1. Howard V., Johnson G. (2005) High-speed transmission of digital data-the highest degree of black magic. *Williams*. 1024 Print.
2. Lytvynenko O.N., Soshnikov V.I. (1964) Theory of inhomogeneous lines and their application in radio engineering. *Sov. Radio*. 535 Print.
3. Matthey D.L., Young E.M., John L.T. (1971) T. Filters microwave, matching the chains and chains of the saints. *Communication*. 437 Print.

4. Klimenko D.N., Plavsky L.G. (2015) Use of irregular lines in bandwidth filters as resonant elements. *Modern problems in radio electronics: Sat. scientific Art.* – Krasnoyarsk: *Siberian Federal Unitary Enterprise*. 148 Print.
5. Budaragin R.V., Radionov A.A., Titarenko A.A. (2001) Calculation of smooth transitions in a coaxial transmission line // *Physics of wave processes and radio engineering systems*, № 2, 53–57 Print.
6. Nikolsky V.V., Nikolskaya T.I. (2014) *Electrodynamics and the propagation of radio waves. Publishing group URSS*. 544 Print.
7. Ilyin V.A., Levitan M.L. (1991) *Spectral theory of differential operators. Science*. 368 Print.
8. Levitan M.L., Sargsyan I.S. (1990). *Introduction to the spectral theory: self-conjugate ordinary differential operators. Moscow: Science*. 671 Print.
9. Bychkova Y.A., Zolotnitsky V.A., Chernyshova E.P. (2008) *Theoretical foundations of electrical engineering. A guide to the theory of electrical circuits. [ed.] St. Petersburg: Peter*. 868 Print.
10. Falkovskii O.I. (2009) *Technical electrodynamics. St. Petersburg: "Lan"*. 432 Print.
11. Herald K. Alexander, Andreas Weissshaas, Vijay C. Tripathi, Philippe Magnusson, Philip Cooper. (2000) *Lines of transmission and propagation of waves. CRC Press*. 536 Print.
12. Belov A.S., Gribov E.F., (1988) Representation of parasitic bandwidths of bandwidth microwave filters caused by many of its own frequencies of resonators. Part 1 Communication techniques. *RTS series*. Vol. 1. 18–24 Print.

Автори статті (Authors of the article)

Барабаш Олег Володимирович – д.т.н. професор, завідувач кафедри вищої математики Державного університету телекомунікацій (Barabash Oleh Volodymyrovych – Dr.Sci. in Technics, prof., head of Department of Mathematics). Phone: +380 97 911 0854. E-mail: bar64@ukr.net.

Ліщиновська Наталія Олександрівна – аспірант Державного університету телекомунікацій (Lishchynovska Nataliia Oleksandrivna – aspirant). Phone: +380 96 930 7603. E-mail: natashalil@ex.ua

Бойко Юлія Петрівна – к.т.н., доцент кафедри прикладних інформаційних систем Київського національного університету імені Тараса Шевченка (Boiko Yuliia Petrivna – PhD in technics, associate professor of the Department of Applied Information Systems). Phone: +380987977170. E-mail: julia_boyko2010@ukr.net