

7. Шустов М. А. Приборы, методы и среды регистрации и обработки информации на основе бистабильных и промежуточных состояний [Электронный ресурс] : дис. доктора техн. наук : 01.04.01 : защищена 14.06.07 : утв. 18.01.08 / Шустов Михаил Анатольевич. – М. : РГБ, 2007. – 286 с.: илл. – Режим доступа: <http://diss.rsi.ru/07/0806/070806026.pdf>. – Загл. с экрана.
8. Гулин С. П. Анализ спектра отклика нелинейности, представленной функцией динамического насыщения, при многочастотном воздействии / С. П. Гулин. – Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2008. – № 1. – С. 31–37.
9. Гулин С. П. Расчет спектра отклика нелинейности, представленной логарифмической функцией динамического насыщения, при многочастотном воздействии // С. П. Гулин, А. С. Гулин. – Радиотехника. – 2009. – № 159. – С. 373–376.
10. Люк Ю. Специальные математические функции и их аппроксимации : перевод с англ. / Ю. Люк. – М. : Мир, 1980. – 608 с.

Надійшла 19.08.2009
Після доробки 15.09.2009

Гулін С. П., Гулін О. С.

ХАРАКТЕРИЗАЦІЯ РЕЗИСТИВНИХ НЕЛІНІЙНИХ СХЕМНИХ ЕЛЕМЕНТІВ РАДІОТЕХНІЧНИХ І ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ КОНЦЕПЦІЇ КЕРОВАНОГО ДИНАМІЧНОГО НАСИЧЕННЯ

На основі концепції керованого динамічного насичення (ККДН) запропоновано алгоритми характеристики резистивних нелінійних схемних елементів (НСЕ). Інкрементальні співвідношення «вхід – вихід» НСЕ являють собою гіпергеометричні ряди Гаусса, отримані за допомогою функції

динамічного насичення (ФДН). Ці співвідношення дозволяють уніфікувати алгоритм формування математичної моделі конвергентної нелінійної інерційної системи (НІС) в термінах функціональних рядів Вольтерри – Гаусса (ФРВГ) і розрахувати спектральні характеристики її відгуку на багаточастотну дію.

Ключові слова: характеристика, резистивні нелінійні елементи, концепція, кероване динамічне насичення, апроксимація, функціональні ряди Вольтерри – Гаусса, відгук, багаточастотна дія.

Gulin S. P., Gulin A. S.

CHARACTERIZATION OF RESISTIVE NONLINEAR CIRCUIT ELEMENTS OF RADIO AND TELECOMMUNICATION SYSTEMS ON THE BASIS OF THE CONTROLLED DYNAMIC SATURATION CONCEPT

Algorithms of resistive nonlinear circuit elements (NSE) characterization are proposed based on the concept of controlled dynamic saturation. Incremental ratios «input – output» of NSE are hypergeometric Gauss series achieved using the dynamic saturation function (DSF). These ratios permit to unify the algorithm of convergent nonlinear inertial system (NIS) mathematical model formation in terms of Volterra – Gauss functional series and to calculate spectral characteristics of its response to multifrequency influence.

Key words: characterization, resistive nonlinear, concept, controlled dynamic saturation, approximation, Volterra – Gauss functional series, response, multifrequency influence.

УДК 621.372.852

Карпуков Л. М.¹, Корольков Р. Ю.²

¹Д-р техн. наук, заведуючий кафедрой Запорожского национального технического университета

²Старший преподаватель Запорожского национального технического университета

МЕТОД СИНТЕЗА МИКРОВОЛНОВЫХ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМИ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫМИ ШЛЕЙФАМИ

Введена функция фильтрации для полосно-пропускающих фильтров с симметричной структурой, составленной из четвертьволновых отрезков линий и короткозамкнутых шлейфов. Разработан метод получения по функции фильтрации полиномиальных зависимостей для числителей и знаменателя параметров рассеяния фильтра. Предложен способ нахождения волновых сопротивлений звеньев фильтра по его параметрам рассеяния. Приведен пример расчета фильтра по методике, реализующей предложенные соотношения.

Ключевые слова: волновое сопротивление, короткозамкнутый шлейф, полосно-пропускающий фильтр, симметричная структура, фильтр-прототип, четвертьволновой отрезок линии.

ВВЕДЕНИЕ

Постоянный рост требований к качеству характеристик микроволновых фильтров определяет необходимость совершенствования существующих и разработки новых методов их проектирования. Традиционная методика проектирования микроволновых

фильтров основывается на теории синтеза цепей с сосредоточенными параметрами [1, 2]. Согласно этой методике вначале производится расчет низкочастотного фильтра-прототипа на элементах с сосредоточенными постоянными. Затем с помощью частотного преобразования, введенного Ричардсоном [1]

для цепей с распределенными параметрами, составленными из соразмерных отрезков линий передачи, осуществляется переход от частотной характеристики фильтра-прототипа к характеристике проектируемого микроволнового фильтра. Заключительным этапом традиционного проектирования является физическая реализация структуры фильтра, требующая введения так называемых единичных элементов [1]. Единичные элементы являются избыточными в электрическом смысле, поскольку они должны обеспечивать соединение между собой резонаторов фильтра, не оказывая влияния на его амплитудную характеристику. Единичные элементы выполняются в виде четвертьволновых отрезков линий передачи, следовательно, удовлетворяют предъявляемым к ним требованиям только на центральной частоте. Поэтому традиционный метод проектирования микроволновых фильтров является по своей сути приближенным, а также не оптимальным, так как единичные элементы не участвуют в формировании частотных характеристик. Другое направление в теории проектирования микроволновых фильтров основывается на использовании цифровых фильтров в качестве прототипов [3, 4]. Процесс проектирования в этом случае состоит из двух этапов. На первом этапе в результате решения задачи аппроксимации заданной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра составляется передаточная функция цифрового фильтра-прототипа в z -области. На втором этапе по выбранной структуре фильтра определяются параметры его звеньев путем численного решения оптимизационной задачи, обеспечивающей наилучшее совпадение передаточных функций фильтра-прототипа и синтезируемого микроволнового фильтра. Развиваются также исследования по разработке методов оптимизации, обеспечивающих нахождение параметров элементов структуры микроволнового фильтра путем прямого решения задачи аппроксимации заданной формы АЧХ [5, 6].

Метод, предлагаемый в настоящей работе, не требует предварительного расчета фильтра-прототипа и решения трудоемких оптимизационных задач. Метод разработан для синтеза полосно-пропускающих микроволновых фильтров, имеющих симметричную структуру, составленную из резонаторов в виде четвертьволновых короткозамкнутых шлейфов, соединенных четвертьволновыми отрезками линий передачи. Предлагаемая процедура синтеза включает в себя следующие этапы: составление функции фильтрации, обеспечивающей заданную форму АЧХ фильтра; нахождение по функции фильтрации пара-

метров рассеяния фильтра, удовлетворяющих условию физической реализуемости; определение волновых сопротивлений шлейфов и отрезков линий по параметрам рассеяния фильтра.

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА И ФУНКЦИИ ФИЛЬТРАЦИИ

Структуры рассматриваемых фильтров состояются из звеньев в виде отрезков линий передачи и короткозамкнутых шлейфов, изображенных на рис. 1.

Представим характеристики звена фильтра следующим образом [7]:

$$M = \begin{bmatrix} A & -A_{11} \\ A_{11} & -B \end{bmatrix}, \quad A_{21}^2 = A_{11}^2 - AB. \quad (1)$$

Коэффициенты в этих формулах связаны с параметрами рассеяния:

$$S_{11} = \frac{A_{11}}{B}, \quad S_{21} = \frac{A_{21}}{B}, \quad A = \frac{A_{11}^2 - A_{21}^2}{B}.$$

Характеристики каскадного соединения n звеньев вычисляются перемножением характеристик их звеньев [7]:

$$\hat{M} = \begin{bmatrix} \hat{A} & -\hat{A}_{11} \\ \hat{A}_{11} & -\hat{B} \end{bmatrix} = \prod_{k=1}^n \begin{bmatrix} A_k & -A_{11k} \\ A_{11k} & -B_k \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$\hat{A}_{21} = (-1)^{n-1} \prod_{k=1}^n A_{21k}. \quad (3)$$

Для отрезка линии формулы (1) записываются в виде:

$$M_L = \begin{bmatrix} \Gamma_L^2 - z & -\Gamma_L(1-z) \\ \Gamma_L(1-z) & \Gamma_L^2 z - 1 \end{bmatrix},$$

$$A_{21L} = (1 - \Gamma_L^2) \sqrt{z}. \quad (4)$$

Для короткозамкнутого шлейфа:

$$M_S = \begin{bmatrix} 2(z - \Gamma_S) & (1 - \Gamma_S)(1 + z) \\ (\Gamma_S - 1)(1 + z) & 2(\Gamma_S z - 1) \end{bmatrix},$$

$$A_{21S} = (1 + \Gamma_S)(1 - z). \quad (5)$$

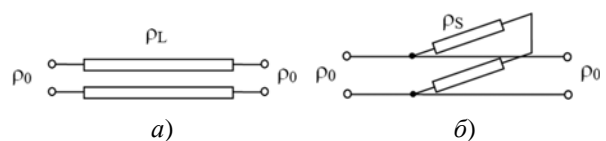


Рис. 1. Элементная база моделирования фильтров: а – отрезок линии передачи; б – короткозамкнутый шлейф

Здесь $\Gamma_L = (\rho - \rho_0)/(\rho + \rho_0)$ – коэффициент отражения от сочленения линий с волновыми сопротивлениями ρ и ρ_0 ; $\Gamma_S = (1 + 3\Gamma_L)/(3 + \Gamma_L)$; ρ_0 – волновое сопротивление нагрузки, ρ – волновое сопротивление отрезка линии или шлейфа; $z = e^{-2j\theta}$, $\theta = 2\pi L/\lambda$, L – длина отрезка линии или шлейфа, λ – длина волны, $j = \sqrt{-1}$.

Представим коэффициенты передачи и отражения фильтра по мощности выражением [1]:

$$|\hat{S}_{21}(\theta)|^2 = \frac{|\hat{A}_{21}(\theta)|^2}{|\hat{A}_{11}(\theta)|^2 + |\hat{A}_{21}(\theta)|^2} = \frac{1}{1 + F^2(\theta)}, \quad (6)$$

$$|\hat{S}_{11}(\theta)|^2 = 1 - |\hat{S}_{21}(\theta)|^2 = \frac{F^2(\theta)}{1 + F^2(\theta)}, \quad (7)$$

где $F(\theta) = |\hat{A}_{11}(\theta)|/|\hat{A}_{21}(\theta)|$ – функция фильтрации.

Для матрицы рассеяния фильтра с симметричной структурой выполняется условие [1]:

$$\frac{\hat{A}_{11}(\theta)}{\hat{A}_{21}(\theta)} = jF(\theta), \quad (8)$$

где $F(\theta)$ – вещественная функция.

Для фильтра, составленного из p отрезков линий и $q = p - 1$ шлейфов, функция фильтрации приобретает, с учетом соотношений (4), (5), следующий вид:

$$F(\theta) = -j \frac{C_n \prod_{k=1}^{p+q} (e^{-j2\theta} - \alpha_k)}{\prod_{k=1}^p (1 - \Gamma_{L_k}^2) \prod_{k=1}^q (1 + \Gamma_{S_k}) e^{-j p \theta} (1 - e^{-j2\theta})^q}, \quad (9)$$

где C_n – коэффициент полинома при старшей степени переменной $z = e^{-2j\theta}$ в числителе этой функции.

Вещественность функции $F(\theta)$ определяет условия, налагаемые на корни α_k числителя. Вещественные корни принимают значения ± 1 , комплексные корни образуют комплексно-сопряженные пары с модулем, равным 1. Количество корней со значением 1 равно $q - 1$. С учетом этих условий функция (9) запишется в виде:

– при p четном

$$F(\theta) = \frac{\gamma_1 \cos(\theta) \prod_{k=1}^r [\cos(\theta)^2 - \beta_k]}{\sqrt{1 - \cos(\theta)^2}}, \quad r = \frac{p}{2}; \quad (10)$$

– при p нечетном

$$F(\theta) = \frac{\gamma_2 \prod_{k=1}^r [\cos(\theta)^2 - \beta_k]}{\sqrt{1 - \cos(\theta)^2}}, \quad r = \frac{p+1}{2}. \quad (11)$$

Здесь γ_1, γ_2 – коэффициенты пропорциональности, $\beta_k = (1 + \text{Re}(\alpha_k))/2$, $\text{Re}(\alpha_k)$ – реальная часть k -й пары комплексно-сопряженных корней.

ПРОЦЕДУРА СИНТЕЗА ФИЛЬТРА

Синтез фильтра при выбранном числе шлейфов и отрезков линий начинается с формирования желаемой формы функции фильтрации, описываемой соотношениями (10) или (11). Например, для получения Чебышевской характеристики затухания фильтра достаточно к функциям (10), (11), записанным в виде

$$F(\theta) = \frac{\sum_{k=0}^r C_k \cos(\theta)^{2k}}{W(\theta)}, \quad (12)$$

применить 2-й полиномиальный алгоритм Ремеза.

Здесь $W(\theta) = \sqrt{1 - \cos(\theta)^2}$ или $W(\theta) = \frac{\cos(\theta)}{\sqrt{1 - \cos(\theta)^2}}$ –

весовые функции.

По найденной функции фильтрации, в соответствии с (6), (8), составляется квадрат модуля знаменателя $|\hat{B}(\theta)|^2$ параметров рассеяния фильтра. Затем вычисляются корни η_k полученного таким образом полинома по переменной $\cos(\theta)^2$ с последующим переходом к корням $\xi_k = \pm \sqrt{\eta_k} \pm \sqrt{\eta_k - 1}$ полинома по переменной $z = e^{-2j\theta}$. Для физической реализуемости параметров рассеяния к функции $\hat{B}(z)$ относим корни, удовлетворяющие условию

$$|\xi_k| \geq 1. \quad (13)$$

Оставшиеся корни относим к функции $\hat{A}(z)$.

Для составления функций $\hat{A}_{11}(z)$, $\hat{A}_{21}(z)$, соответствующих числителю и знаменателю функции фильтрации (12), эта функция представляется в виде (10) или (11). Затем для получения функции фильтрации в форме (9) выполняется переход к корням $\alpha_k = -(1 - 2\beta_k) \pm \sqrt{(1 - 2\beta_k)^2 - 1}$ по переменной $z = e^{-2j\theta}$, после чего числитель и знаменатель дополняются общими сомножителями вида $e^{-j p \theta}, (e^{-j2\theta} - 1)^{q-1}$.

Заключительным этапом синтеза является выделение из матрицы $\hat{M}(z)$ фильтра матриц отдельных звеньев с определением их параметров в виде коэффициентов отражения Γ_L, Γ_S .

Расчет коэффициентов Γ_L, Γ_S производится по значениям коэффициентов отражения $\hat{S}_{11}(0)$ исходного и промежуточных соединений при $z = 0$.

Для отрезка линии, включенного в начале и конце соединения

$$\Gamma_L = \hat{S}_{11}(0). \quad (14)$$

Для шлейфа и отрезка линии, включенного в начале и конце соединения, по выбранному Γ_L находим

$$\Gamma_S = \frac{2\hat{S}_{11}(0) + \hat{S}_{11}(0)\Gamma_L + 1}{\hat{S}_{11}(0)\Gamma_L + 2\Gamma_L + 1}. \quad (15)$$

После нахождения коэффициентов Γ_L, Γ_S матрица $\hat{M}(z)$ исходного и промежуточных соединений умножается слева и справа на матрицы, обратные (4), (5).

На последнем шаге выделения матриц звеньев для случая, когда остается один шлейф:

$$\Gamma_S = 2\hat{S}_{11}(0) + 1. \quad (16)$$

В случае, когда остается два шлейфа, соединенных отрезком линии, определяется вначале Γ_L :

$$\Gamma_{L_{1,2}} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - \hat{S}_{11}^2(-1)}}{\hat{S}_{11}(-1)}, \quad (17)$$

где $\hat{S}_{11}(-1)$ коэффициент отражения соединения при $z = -1$. Затем по (15) вычисляется Γ_S . В (17) берется значение Γ_L , по модулю меньшее единицы.

ПРИМЕР СИНТЕЗА ФИЛЬТРА

Пусть фильтр состоит из $p = 5$ отрезков линий и $q = 4$ шлейфов, как показано на рис. 2.

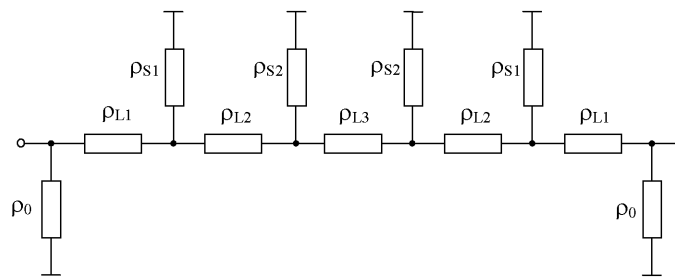


Рис. 2. Структура фильтра

При выбранной структуре фильтра функция фильтрации Чебышевского типа, полученная с использованием 2-го полиномиального алгоритма Ремеза для уровня пульсаций не более 0,025 дБ в полосе пропускания $\Delta\theta = 1,35$, имеет следующий вид:

$$F(\theta) = \frac{34,2[\cos(\theta)^2 - 0,0281] \cdot [\cos(\theta)^2 - 0,2050] \cdot [\cos(\theta)^2 - 0,3616]}{\sqrt{1 - \cos(\theta)^2}}.$$

По функции фильтрации составлены числители и знаменатель параметров рассеяния фильтра:

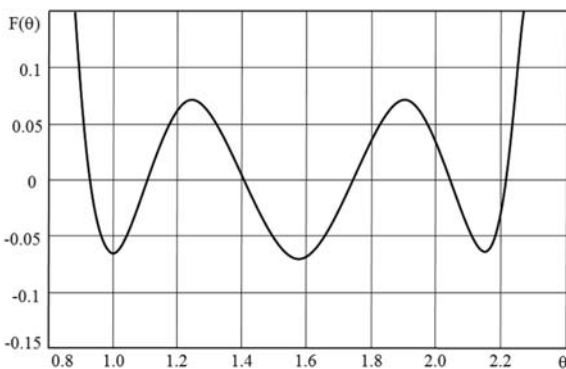
$$\hat{A}_{21} = e^{-j5\theta}(1 - e^{-j2\theta})^4,$$

$$\hat{A}_{11} = \frac{-34,2}{2^5}(e^{-j2\theta} - 1)^3 \prod_{k=0}^5 (e^{-j2\theta} - \alpha_k),$$

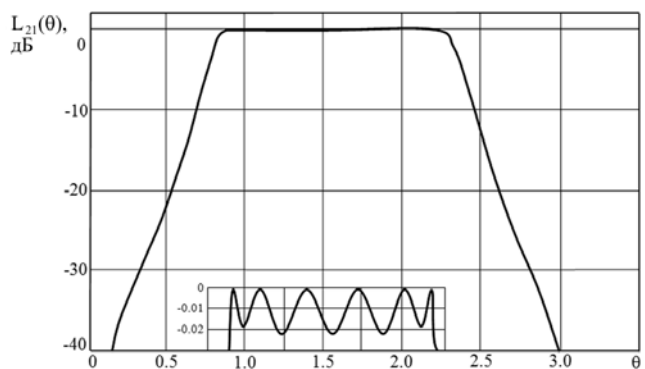
$$\hat{B} = \frac{-34,2}{2^5} \sqrt{\zeta}(e^{-j2\theta} - 1)^3 \prod_{k=0}^5 (e^{-j2\theta} - \xi_k), \quad \zeta = \prod_{k=0}^5 1/\xi_k,$$

где $\alpha = -0,9437 + j0,3308; -0,9437 - j0,3308; -0,59 + j0,8074; -0,59 - j0,8074; -0,2769 + j0,9609; -0,2769 - j0,9609; \xi = -1,935 + j0,7645; -1,935 - j0,7645; -0,861 + j1,5615; -0,861 - j1,5615; -0,0658 + j1,2559; -0,0658 - j1,2559$.

По параметрам рассеяния для волнового сопротивления $\rho_0 = 50$ Ом на входе и выходе фильтра



а)



б)

Рис. 3. Функция фильтрации (а) и рабочее затухание (б) фильтра

определены волновые сопротивления отрезков линий и шлейфов: $\rho_{L_1} = 32,35$; $\rho_{S_1} = 27,63$; $\rho_{L_2} = 19,98$; $\rho_{S_2} = 20,44$; $\rho_{L_3} = 17,76$ (Ом).

На рис. 3, а приведена рассчитанная функция фильтрации, а на рис. 3, б построена зависимость рабочего затухания $L_{21}(\theta) = 20 \lg(|\hat{A}_{21}(\theta)/\hat{B}(\theta)|)$ синтезированного фильтра.

Представленный пример синтеза фильтра иллюстрирует простоту и эффективность разработанного метода. В отличие от прямых оптимизационных методов решения задач аппроксимации [5, 6] предлагаемый метод обеспечивает однозначное решение задачи синтеза при минимальных вычислительных затратах. Метод не требует составления фильтра-прототипа, а также применения трудоемкой и неоднозначной оптимизационной процедуры, связанной с реализацией фильтра по заданной передаточной функции [3, 4]. Дополнительное достоинство метода состоит в возможности варьирования значениями волнового сопротивления отрезков линий или шлейфов для обеспечения конструктивной реализуемости фильтра.

ВЫВОДЫ

Разработанный метод синтеза позволяет получать оптимальные характеристики полосно-пропускающих фильтров, реализуемых на четвертьволновых отрезках линий и короткозамкнутых шлейфах. Особенности метода являются: использование оригинальной функции фильтрации, определяемой структурой проектируемого фильтра; оперирование исключительно с полиномиальными зависимостями числителя и знаменателя параметров рассеяния; простая и эффективная процедура выделения звеньев фильтра и расчета их параметров.

Представленный метод синтеза и полученные соотношения могут быть адаптированы к расчету фильтров различного типа, например, они могут быть использованы при разработке фильтров-прототипов для микроволновых фильтров, реализуемых на отрезках связанных линий.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Hong Jia-Sheng*. Microstrip filters for RF. Microwave applications / Hong Jia-Sheng, Lancaster M. J. – New York : John Wiley, 2001. – 476 p.
2. *Macchiarella G*. Design Techniques for Dual-Passband Filters / G. Macchiarella, S. Tamiazzo // IEEE Trans.

3. *Chih-Ming Tsai*. Planar Filter Design With Fully Controllable Second Passband / Chih-Ming Tsai, Hong-Ming Lee, Chin-Chuan Tsai // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2005. – Vol. 53, No. 11. – P. 3265–3271.
4. *Lin-Chuan Tsai*. Dual-Band Band-Pass Filters Using Equal-length Coupled-Serial-Shunted Lines and Z-Transform Technique / Lin-Chuan Tsai, Ching-Wen Hsue // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2004. – Vol. 52, No. 4. – P. 1111–1117.
5. *Ming-Iu Lai*. Compact Microstrip Dual-Band Bandpass Filters Design Using Genetic-Algorithm Techniques / Ming-Iu Lai, Shyh-Kang Jeng // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2006. – Vol. 54, No. 1. – P. 160–167.
6. *Белов Ю. И.* Использование генетического алгоритма для синтеза пассивных микрополосковых устройств / Ю. И. Белов, А. А. Морозов, С. Д. Ханов // Microwave & Telecommunication Technology: 16th Int. Crimean Conference (CriMiCo'2006), 11–15 сент. 2006 г. : тез. докл. – Севастополь, 2006. – С. 537–538.
7. *Карпуков Л. М.* Метод расчета микроволновых ступенчатых фильтров на соразмерных отрезках линий / Л. М. Карпуков, Р. Ю. Корольков // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2008. – № 1. – С. 13–16.

Надійшла 28.08.2009
Після доробки 07.09.2009

Карпуков Л. М., Корольков Р. Ю.

МЕТОД СИНТЕЗУ МІКРОХВИЛЬОВИХ СМУГО-ПРОПУСКАЮЧИХ ФІЛЬТРІВ З КОРОТКОЗАМКНЕНИМИ ЧВЕРТЬХВИЛЬОВИМИ ШЛЕЙФАМИ

Введено функцію фільтрації для смуго-пропускаючих фільтрів з симетричною структурою, складеною з чвертьхвильових відрізків ліній і короткозамкнених шлейфів. Розроблено метод отримання по функції фільтрації поліноміальних залежностей для чисельників і знаменника параметрів розсіяння фільтра. Запропоновано спосіб знаходження хвильових опорів ланок фільтра за його параметрами розсіяння. Наведено приклад розрахунку фільтра за методикою, що реалізує запропоновані співвідношення.

Ключові слова: короткозамкнений шлейф, смуго-пропускаючий фільтр, симетрична структура, фільтр-прототип, хвильовий опір, чвертьхвильовий відрізок лінії.

Karpukov L. M., Korolkov R. Y.

METHOD OF SYNTHESIS OF MICROWAVE PASS-BAND FILTERS WITH SHORTED QUARTER-WAVE STUBS

The function of filtration is entered for pass-band filters with a symmetric structure, composed of quarter-wave sections of lines and shorted stubs. The method of determination of polynomial dependences for numerators and denominator of filter dispersion parameters is developed. The method of filter sections wave resistance calculation by its scattering parameters is proposed. The example of filter calculation by the procedure realizing the proposed relationships is described.

Key words: wave resistance, shorted stub, pass-band filter, symmetric structure, filter-prototype, quarter-wave section of line.