

Л. М. Карпуков, Р. Ю. Корольков

МЕТОД РАСЧЕТА МИКРОВОЛНОВЫХ СТУПЕНЧАТЫХ ФИЛЬТРОВ НА СОРАЗМЕРНЫХ ОТРЕЗКАХ ЛИНИЙ

Предложен матричный метод расчета ступенчатых микроволновых фильтров. Метод основан на использовании матриц специального вида, составляемых из полиномов комплексной частоты, соответствующих знаменателю и числителю параметров рассеяния фильтра. Представлены результаты расчета фильтров с максимально-плоской и равноволновой характеристиками затухания.

ВВЕДЕНИЕ

Конструкции на основе линии передачи со ступенчатым изменением волнового сопротивления находят широкое применение в микроволновых устройствах, обеспечивающих функции фильтров нижних частот, полосно-пропускающих и полосно-заграждающих фильтров, фильтров гармоник, трансформаторов сопротивлений, согласующих цепей, корректоров частотных характеристик [1–3].

При расчете микроволновых устройств на ступенчатых линиях используются процедуры синтеза, в которых в качестве схемы-прототипа берется ступенчатый фильтр нижних частот с нормированной к единице частотой среза [1–3]. Процедуры синтеза включают в себя аппроксимацию частотной зависимости затухания, вносимого фильтром, функциями, удовлетворяющими условию физической реализуемости, с последующим составлением схемы фильтра, реализующей эти функции. Составление схемы микроволнового фильтра и определение значений параметров ее элементов производится по матрице рассеяния фильтра, полученной на этапе аппроксимации. Для определения значений параметров элементов фильтров со структурой в виде каскадного соединения четырехполюсников в настоящее время используется аппарат классических матриц передач [1–5]. Применение в расчетах фильтров классических матриц передачи (А-матриц) или волновых матриц передачи (Т-матриц) усложняет вычисления, требуя перевода матриц одного типа в другой. В данной статье задача расчета параметров четырехполюсников, составляющих структуру фильтра, решается с помощью специального вида матриц. Элементами этих матриц являются полиномы числителя и знаменателя передаточных функций параметров рассеяния. Простота и эффективность применения этого вида матриц проиллюстрирована на расчете ступенчатых фильтров низких частот с максимально-плоской и равноволновой характеристиками затухания.

пенчатых фильтров низких частот с максимально-плоской и равноволновой характеристиками затухания.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В инженерной практике при расчете микроволновых фильтров широко применяются максимально-плоская и равноволновая аппроксимации частотных характеристик затухания.

Для ступенчатого низкочастотного фильтра-прототипа с максимально-плоской характеристикой, реализуемого на соизмерных отрезках линий, частотная зависимость коэффициента передачи по мощности определяется выражением [3]

$$|S_{12}|^2 = \frac{1}{1 + [\sin(\omega)/\alpha]^{2n}}, \quad (1)$$

где $\alpha = \sin(\omega_c)$, ω_c – частота среза, n – порядок фильтра.

Передаточные функции от комплексной частоты $p = j\omega$ для параметров рассеяния фильтра, вытекающие из (1), имеют вид

$$S_{11}(p) = \frac{A_{11}(p)}{B(p)} = \frac{(1-z)^n}{\prod_{i=1}^n (a_i - b_i z)}, \quad (2)$$

$$S_{12}(p) = \frac{A_{12}(p)}{B(p)} = \frac{(2\alpha)^n z^{n/2}}{\prod_{i=1}^n (a_i - b_i z)}, \quad (3)$$

где $a_i = \sqrt{1 - \alpha^2} e^{2j\theta_i} - j\alpha e^{j\theta_i}$, $b_i = \sqrt{1 - \alpha^2} e^{2j\theta_i} + j\alpha e^{j\theta_i}$, $\theta_i = (2i - 1)\pi/(2n)$, $z = e^{-2p}$.

Коэффициент передачи по мощности ступенчатого фильтра-прототипа с равноволновой характеристикой затухания определяется функцией [3]

$$|S_{12}|^2 = \frac{1}{1 + T_n[\sin(\omega)/\alpha]^2}, \quad (4)$$

где n – порядок фильтра, $T(x) = \cos(n \arccos(x))$ – полином Чебышева n -го порядка.

Из этого выражения вытекают соотношения для параметров рассеяния

$$S_{11}(p) = \frac{A_{11}(p)}{B(p)} = \prod_{i=1}^n \frac{d_i - q_i z}{g_i - t_i z}; \quad (5)$$

$$S_{12}(p) = \frac{A_{12}(p)}{B(p)} = (2\alpha)^n z^{n/2} \prod_{i=1}^n \frac{v_i}{g_i - t_i z}, \quad (6)$$

где $d_i = \sqrt{1 - \alpha^2 \cos^2(\theta_i)} - j\alpha \cos(\theta_i)$, $q_i = \sqrt{1 - \alpha^2 \cos^2(\theta_i)} + j\alpha \cos(\theta_i)$, $\theta_i = (2i - 1)\pi / (2n)$, $g_i = \sqrt{1 - \alpha^2 \cos^2(\phi_i)} - j\alpha \cos(\phi_i)$, $t_i = \sqrt{1 - \alpha^2 \cos^2(\phi_i)} + j\alpha \cos(\phi_i)$, $v_i = \sqrt{\eta^2 + \sin^2(j\pi/n)}$, $\phi_i = a \sin(j\eta) + \theta_i$.

По соотношениям (2), (3) или (5), (6) определяются число звеньев и значения параметров элементов фильтра. Традиционно эта задача решается с использованием А- или Т-матриц передачи [1–5]. Более рациональным является оперирование непосредственно с матрицей рассеяния фильтра и его звеньев. В связи с этим представляет интерес использование для расчета фильтров метода анализа устройств СВЧ, предложенного в [6]. Этот метод позволяет представить матрицу рассеяния каскадного соединения четырехполюсников произведением матриц, специальным образом составленных из числителей и знаменателей элементов матриц рассеяния четырехполюсников, входящих в соединение.

МЕТОД РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ ФИЛЬТРА С КАСКАДНОЙ СТРУКТУРОЙ

Составим из матриц рассеяния каскадного соединения n четырехполюсников матрицу со следующей структурой [6]:

$$S = \begin{bmatrix} A_{11_1} & A_{12_1} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ A_{21_1} & A_{22_1} & -B_1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -B_2 & A_{11_2} & A_{12_2} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_{21_2} & A_{22_2} & -B_2 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -B_n & A_{11_n} & A_{12_n} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & A_{21_n} & A_{22_n} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где A_{kl_r} – числитель, B_r – знаменатель элемента S_{kl_r} матрицы рассеяния r -го четырехполюсника.

Вычеркивая строки и столбцы, соответствующие свободным плечам соединения, определим миноры,

образующие числители \widehat{A}_{kl} и знаменатель \widehat{B} элемента \widehat{S}_{kl} матрицы рассеяния соединения. Раскрывая миноры, непосредственно из (7) получим соотношения для числителей коэффициентов передачи:

$$\widehat{A}_{12} = (-1)^{n-1} \prod_{r=1}^n A_{12_r}; \quad (8)$$

$$\widehat{A}_{21} = (-1)^{n-1} \prod_{r=1}^n A_{21_r}. \quad (9)$$

Коэффициенты отражения будут определяться следующим соотношением:

$$\begin{bmatrix} \widehat{A} & -\widehat{A}_{11} \\ \widehat{A}_{22} & \widehat{B} \end{bmatrix} = \prod_{r=1}^n \begin{bmatrix} A_r & -A_{11_r} \\ A_{22_r} & B_r \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Здесь

$$\widehat{A} = \frac{\widehat{A}_{11} \widehat{A}_{22} - \widehat{A}_{12} \widehat{A}_{21}}{\widehat{B}}; \quad (11)$$

$$A_r = \frac{A_{11_r} A_{22_r} - A_{12_r} A_{21_r}}{B_r}. \quad (12)$$

Следует отметить, что по теореме Якоби [7] выражение (11) соответствует определителю матрицы (7), т. е. числитель в правой части выражения (11) должен содержать общий сомножитель, равный \widehat{B} . Аналогичное условие выполняется для выражения (12). В частности, при составлении матрицы рассеяния четырехполюсника по его эквивалентной схеме, будет иметь место [7, 8]

$$\left. \begin{aligned} S_{kl_r} &= \frac{A_{kl_r}}{B_r} = \frac{\Delta_{kl} - \delta_{ki} \Delta}{\Delta}, \\ A_r &= \frac{1}{B_r} \begin{bmatrix} A_{11_r} & A_{12_r} \\ A_{21_r} & A_{22_r} \end{bmatrix} = 4 - 2(\Delta_{11} + \Delta_{22}) + \Delta, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где $\delta_{ki} = 0$ при $k \neq 1$ или 1 при $k = 1$; Δ , Δ_{ki} – определитель и алгебраические дополнения матрицы проводимостей или сопротивлений схемы.

Структура ступенчатого фильтра составляется из отрезков линий передачи, характеризующихся матрицей рассеяния

$$S_r = \frac{1}{1 - \Gamma_r^2 e^{-2p\tau_0}} \begin{bmatrix} \Gamma_r (1 - e^{-2p\tau_0}) & (1 - \Gamma_r^2) e^{-p\tau_0} \\ (1 - \Gamma_r^2) e^{-p\tau_0} & \Gamma_r (1 - e^{-2p\tau_0}) \end{bmatrix}, \quad (14)$$

где $\Gamma_r = \frac{\rho_r - \rho_0}{\rho_r + \rho_0}$ – коэффициент отражения сочленения линий, ρ_r – волновое сопротивление r -го отрезка линии, ρ_0 – волновое сопротивление тракта, в который включен отрезок линии, τ_0 – задержка сигнала отрезком линии.

Из (14) следует выражение для матрицы четырех-полюсника в форме, соответствующей (10):

$$M_r = \begin{bmatrix} A_r & -A_{11r} \\ A_{22r} & B_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_r^2 - z & -\Gamma_r(1-z) \\ \Gamma_r(1-z) & -(1-\Gamma_r^2 z) \end{bmatrix}, \quad (15)$$

где $z = e^{-2p\tau_0}$.

В аналогичной форме составляется матрица рассчитываемого ступенчатого фильтра. Для фильтра с максимально плоской характеристикой, принимая во внимание (2), (3), (11), запишем

$$\widehat{M}_{\text{МП}} = \begin{bmatrix} \widehat{A} & -\widehat{A}_{11} \\ \widehat{A}_{22} & \widehat{B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \prod_{i=1}^n (b_i - a_i z) & -(1-z)^n \\ (1-z)^n & -\prod_{i=1}^n (a_i - b_i z) \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Для фильтра с равноволновой характеристикой из (5), (6), (11) получим

$$\widehat{M}_{\text{РВ}} = \begin{bmatrix} \widehat{A} & -\widehat{A}_{11} \\ \widehat{A}_{22} & \widehat{B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \prod_{i=1}^n (t_i - g_i z) - \prod_{i=1}^n (d_i - q_i z) \\ \prod_{i=1}^n (d_i - q_i z) - \prod_{i=1}^n (g_i - t_i z) \end{bmatrix}. \quad (17)$$

При составлении определителя \widehat{A} в (16) и (17) учтено, что, в соответствии с (11), корни полинома $\widehat{A}_{11}^2(z) - \widehat{A}_{12}^2(z)$ включают в себя n корней знаменателя $\widehat{B}(z)$ и n сопряженных с ними корней.

Соотношения (10), (15)–(17) обеспечивают нахождение коэффициентов отражения Γ_r звеньев фильтра. Для этого достаточно n раз умножить (16) или (17) на матрицу, обратную матрице (15), и на каждом шаге

умножения определить значение коэффициента отражения, при котором степень полиномов в матрице \widehat{M} уменьшается на единицу.

ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

В качестве примера рассмотрим расчет коэффициентов отражения Γ_r звеньев ступенчатого фильтра нижних частот 3-го порядка с максимально плоской и равноволновой характеристиками с частотой среза $F_0 = 3$ ГГц при запаздывании сигнала $\tau_0 = 20,83$ нс в отрезках линий с длиной $(\lambda_0/16)$.

Матрицы (16), (17) представим в виде

$$\begin{aligned} \widehat{M}_{\text{МП}} &= \begin{bmatrix} -1 & 2,172 \\ -2,172 & 4,719 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 4,471 & -6,517 \\ 6,517 & -7,216 \end{bmatrix} z + \\ &+ \begin{bmatrix} -7,216 & 6,517 \\ -6,517 & 4,719 \end{bmatrix} z^2 + \begin{bmatrix} 4,719 & -2,172 \\ 2,172 & -1 \end{bmatrix} z^3, \\ \widehat{M}_{\text{РВ}} &= \begin{bmatrix} -6,228 & 1,58 \\ -1,58 & 2,496 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 11,001 & -4,045 \\ 4,045 & -4,408 \end{bmatrix} z + \\ &+ \begin{bmatrix} -8,373 & 4,045 \\ -4,045 & 3,355 \end{bmatrix} z^2 + \begin{bmatrix} 2,496 & -1,58 \\ 1,58 & -1 \end{bmatrix} z^3. \end{aligned}$$

Понижая порядок этих матричных многочленов путем умножения на матрицу, обратную матрице (15), найдем коэффициенты отражений Γ_r звеньев фильтров. В результате получим: для фильтра с максимально плоской характеристикой $\Gamma_1 = \Gamma_3 = 0,460$, $\Gamma_2 = -0,659$; для фильтра с равноволновой характеристикой $\Gamma_1 = \Gamma_3 = 0,633$, $\Gamma_2 = -0,439$ при неравномерности характеристики $\varepsilon = 0,4$. На рис. 1 представлены амплитудно-частотные характеристики параметров рассеяния рассчитанных фильтров: кривая 1 соответствует коэффициенту отражения $S_{11_{\text{МП}}}$, кривая 2 – коэффициенту передачи $S_{12_{\text{МП}}}$ при максимально-плоской ап-

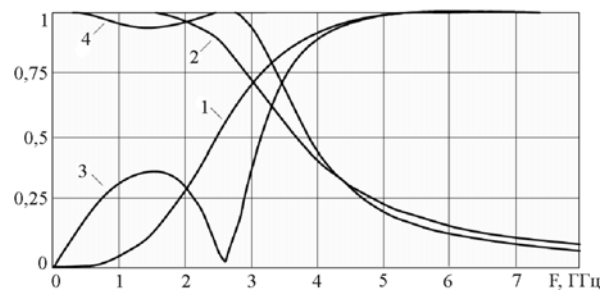


Рисунок 1 – Частотные зависимости параметров рассеяния трехзвенного ступенчатого фильтра нижних частот с максимально плоской и равноволновой характеристиками

проксимации; кривая 3 соответствует коэффициенту отражения $S_{11_{рв}}$, кривая 4 – коэффициенту передачи $S_{12_{рв}}$ при равноволновой аппроксимации затухания.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработан метод расчета ступенчатых фильтров нижних частот по известным передаточным функциям параметров рассеяния, который является более экономичным по сравнению с известными методами. Метод оперирует с полиномами знаменателя и числителей параметров рассеяния фильтра, представленных дробно-рациональными функциями комплексной частоты, чем обеспечивается наглядность и простота процесса формирования структуры фильтра и синтеза параметров его элементов.

Разработанный метод может быть также использован для решения задач анализа и синтеза микроволновых устройств различного назначения, представленных структурой в виде каскадного соединения четырех-полюсников.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Микроволновые устройства телекоммуникационных систем: В 2 т. / Згуровский М. З., Ильченко М. Е., Кравчук С. А. и др. – К.: Політехніка, 2003. – Т. 1: Распространение радиоволн. Антенные и частотно-избирательные устройства. – 456 с.

2. Hong Jia-Sheng, Lancaster M. J. Microstrip filters for RF / Microwave applicatios. – New York: John Wiley, 2001. – 476 p.
3. Сысоев И. В. Расчет полосковых фильтров. – М.: Специальная техника и связь, 2004. – 124 с.
4. Роудз Дж. Д. Теория электрических фильтров: Пер. с англ. / Под ред. А. М. Трахмана. – М.: Сов. радио, 1980. – 240 с.
5. Сазонов Д. М., Гридин А. Н., Мишустин Б. А. Устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1981. – 295 с.
6. Карпуков Л. М. Символьный анализ устройств СВЧ методом подсхем // Электронное моделирование. – 1984. – № 3. – С. 81–84.
7. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. – М.: Физматлит, 2004. – 624 с.
8. Карпуков Л. М. Символьный анализ устройств СВЧ // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1982. – Т. 25. – № 6. – С. 85–87.

Надійшла 22.11.2007
Після доробки 17.12.2007

Запропонований матричний метод розрахунку східчастих мікрохвильових фільтрів. Метод заснований на використанні матриць спеціального вигляду, що складаються з поліномів комплексної частоти, відповідних знаменнику і чисельникам параметрів розсіяння фільтру. Наведені результати розрахунку фільтрів з максимально-плоскою і рівнохвильовою характеристиками загасання.

The matrix method of calculation step microwave filters is offered. The method is based on use of matrixes of the special kind made of polynoms of complex frequency, corresponding a denominator and numerators of parameters of dispersion of the filter. Results of calculation of filters with as much as possible-flat and equal wave characteristics of attenuation are presented.

УДК 621.382

Ю. А. Крисан, А. А. Крисан

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННОГО КЛЮЧА С ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКОЙ

Предложен электронный ключ, используемый как быстродействующий пороговый элемент с гальванической развязкой – электронное реле для контроля состояния приборов в полупроводниковых преобразователях, который удовлетворяет основным требованиям, предъявляемым к устройствам контроля.

ВВЕДЕНИЕ

Одной из проблем в преобразовательной технике является получение достоверной информации о состоянии приборов силовой схемы. Известные устройства не обеспечивают достаточной надежности и быстродействия, необходимых при конструировании преобразователей.

© Крисан Ю. А., Крисан А. А., 2008

Применяемые для таких целей устройства коммутации на основе реле и развязочных трансформаторов с магнитопроводом имеют известные недостатки [1]. К недостаткам гальванических развязок с использованием оптронов можно отнести низкую надежность работы из-за деградации светоизлучающих и светоприемных свойств оптронных пар. Происходит как деградация яркости, так и увеличение темнового тока оптронов. Оптроны критичны к режиму эксплуатации. Изменение режимов эксплуатации существенно влияет на надежность работы. При повышенных температурах эксплуатации деградация световых свойств оптронной пары происходит быстрее, что не обеспечивает работу устройства в течение гарантийного срока работы изделия [2, 3].