

УДК 621. 372. 512

МЕТОД СИНТЕЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ НА ОТРЕЗКАХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

А.А. СВИРИДЕНКО

Военная академия Республики Беларусь, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 18 января 2019

Аннотация. Представлен метод синтеза электрических фильтров на отрезках линий передачи. Настоящий метод впервые позволяет проектировать частотно-избирательные цепи СВЧ, используя особенности классической теории. Простая процедура синтеза представляет возможность разработчику производить расчеты без применения дополнительных преобразований, что влияет на точность и время расчетов. Приведен пример синтеза фильтра нижних частот пятого порядка.

Ключевые слова: электрические фильтры, частотно-избирательные цепи, техника СВЧ.

Abstract. The method of synthesis of electric filters on elements with distributed parameters is presented. This method for the first time allows designing frequency selective microwave circuits using the features of classical theory. A simple synthesis procedure presents the opportunity for the developer to perform calculations without applying additional transformations, which significantly affects the accuracy of time and production. An example of the synthesis of a fifth-order low-pass filter is given.

Keywords: electrical filters, frequency selective circuits, microwave technology.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 122, No. 4, pp. 85-91

**Method of direct synthesis of electric filters
on elements with distributed parameters**

A.A. Svirydzenka

Введение

Электрические фильтры являются неотъемлемой частью любого радиотехнического устройства. Они предназначены для пропускания сигналов в полосе прозрачности и подавления в полосе заграждения. Методы проектирования частотно-избирательных цепей с сосредоточенными параметрами в целом можно считать завершенной областью радиотехники. Они позволяют производить синтез устройств любой сложности и назначения. По-другому дело обстоит в частотной области, где проявляются распределенные свойства синтезируемых структур.

В настоящее время существует достаточно большое многообразие методов синтеза фильтров СВЧ. Для фильтров нижних частот основным является переход от низкочастотного прототипа к его высокочастотному представлению. В литературе [1] такой подход называют первым и весьма грубым приближением. Он позволяет получить удовлетворительный результат, который всегда можно улучшить в результате корректировки на этапе производства. Этот же подход используется и для проектирования фильтров верхних частот после предварительного частотного преобразования. Реализация полосовых фильтров на элементах с распределенными параметрами может быть выполнена несколькими способами. Один из них основан на использовании короткозамкнутых и разомкнутых шлейфов в качестве параллельных резонансных контуров. Еще один подход заключается в использовании линий со слабой связью. Это позволяет получать достаточно широкие полосы – 15–20 %. Несмотря на имеющиеся достоинства, вышеперечисленные методы обладают рядом недостатков, главным из которых является отсутствие этапа аппроксимации. Это не позволяет разработчику

адекватно оценить полученный результат и определить погрешность процесса расчета и изготовления.

Несомненно, стоит отметить еще одно направление в синтезе частотно-избирательных цепей СВЧ. Эти фильтры получили название ступенчатых трансформаторов. Их отличает наличие этапа аппроксимации. Несмотря на широкое применение ступенчатых трансформаторов и возможность получения рабочих полос до 150 %, их применяют чаще всего для согласования различных волновых сопротивлений. Здесь получить высокие показатели избирательности весьма затруднительно.

Системы автоматизированного проектирования (САПР) позволяют получать структуры требуемого устройства разработчику, даже не имеющему опыта в этой области. В основе таких САПР лежат методы параметрического синтеза. Основным их недостатком является то, что разработчик не в полной мере контролирует процесс синтеза. Задавая необходимые параметры, формируя таким образом целевую функцию, всегда можно получить определенный результат, который является неким приближением к требуемому.

Целью статьи является описание метода синтеза фильтров на элементах с распределенными параметрами, в котором присутствует этап аппроксимации, что наделяет его всеми достоинствами классического подхода к решению этой задачи.

Характеристики элементов с распределенными параметрами, используемых при проектировании фильтров

Короткозамкнутый и разомкнутый на конце отрезки линий. Такие линии представляют большой практический интерес, так как обладают свойствами сосредоточенных реактивностей. Входное сопротивление линии при коротком замыкании при достаточно малых потерях определяется как

$$Z_{in_kz} = jZ_v \operatorname{tg}(\beta l). \quad (1)$$

Для отрезка линии передачи, разомкнутого на конце, входное сопротивление имеет вид

$$Z_{in_hh} = -jZ_v / \operatorname{tg}(\beta l), \quad (2)$$

где Z_v – волновое сопротивление короткозамкнутого отрезка; βl – электрическая длина отрезка.

Из выражений (1), (2) следует, что входное сопротивление короткозамкнутого и разомкнутого на конце отрезков зависит от длины l и носит индуктивный или емкостной характер соответственно.

Полуволновые и четвертьволновые отрезки линий передачи. Полуволновые и четвертьволновые отрезки линий передачи обладают рядом свойств, полезных при проектировании СВЧ устройств. Рассмотрим выражение для входного сопротивления отрезка линии передачи без потерь:

$$Z_{in} = \frac{Z_n + Z_v \operatorname{tg}(\beta l)}{1 + (Z_n/Z_v) \operatorname{tg}(\beta l)}. \quad (3)$$

При $\beta l = n\pi$, где n – целое число, значение тангенса принимает нулевое значение $\operatorname{tg}(n\pi) = 0$. Подставляя это значение в (3), имеем $Z_{in} = Z_n$. Значению $\beta l = n\pi$ соответствует длина отрезка линии передачи, кратная половине длины волны. Следовательно, входное сопротивление полуволнового отрезка равно значению сопротивления, подключенного к его выходу. Подставляя в (3) значение $\beta l = n(\pi/2)$, n – нечетное целое число, функция тангенса стремится в бесконечность, откуда $Z_v = \sqrt{Z_{in} Z_n}$.

Такое свойство позволяет применять отрезки линии передачи с нечетным количеством четвертьволновых элементов с волновым сопротивлением Z_v для согласования активных сопротивлений Z_{in} , Z_n .

Синтез передаточной функции электрических фильтров с распределенными параметрами

Как было отмечено, отличительной особенностью классической теории построения фильтров является наличие этапа аппроксимации. Суть его заключается в том, что функция передачи, которую должен описывать разрабатываемый фильтр задается исходно. Чаще всего применяют функцию Баттерворта, Чебышева, Лежандра. В волновой теории такой подход реализован лишь для проектирования ступенчатых трансформаторов и фильтров на последовательно соединенных отрезках одинаковой длины с различными волновыми сопротивлениями. Он основан на замене частотной переменной вида [2]

$$\omega^{2n} = (-1)^n \left(\frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n, \quad (4)$$

где n – порядок фильтра; α^2 – коэффициент, определяющий ширину полосы фильтра; $\lambda = \operatorname{tg}(\beta l)$; $\beta = 2\pi/(c_{ef}/f)$; c_{ef} – скорость распространения волны в передающей линии; i – мнимая единица.

Баттервортовская функция передач второго порядка после такого преобразования принимает вид

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \left(\frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^2}. \quad (5)$$

Электрическая цепь, описываемая выражением (5), содержит в своем составе два отрезка линии передачи одинаковой длины с различными волновыми сопротивлениями, частотная характеристика представлена на рис. 1. Несмотря на то, что фильтр нагружен с двух сторон на стандартное сопротивление, при таком подходе сложно получить высокие показатели избирательности. Это обусловлено тем, что все нули передачи классической функции Баттерворта, находящиеся в бесконечности, заменены нулями, заключенными в функции $1 - \lambda^2$. Эти нули находятся за пределами оси действительных частот, комплексной частоты, что приводит к значительной потере избирательности, увеличить которую можно за счет уменьшения ширины полосы прозрачности фильтра. Под нулями передачи здесь понимаются частоты, на которых невозможна передача энергии от источника к нагрузке.

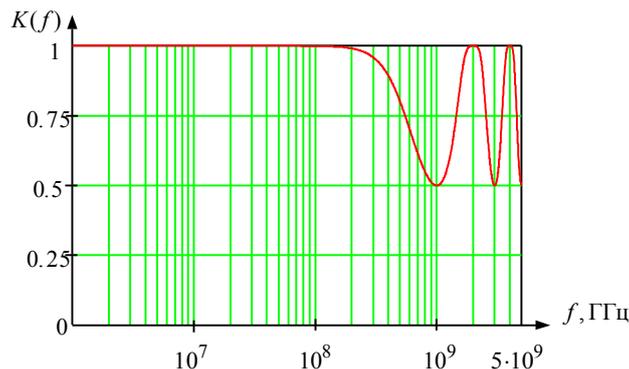


Рис. 1. Частотная характеристика фильтра Баттерворта второго порядка

Для повышения избирательности и увеличения ширины полосы прозрачности предлагается модифицировать функцию (5) путем внедрения нулей передачи в начале координат либо в бесконечности следующим образом:

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left((-1)^n \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n}, \quad (6)$$

где $\Psi(\lambda^2)$ – функция, содержащая нули передачи в конечных точках оси вещественных частот; $|m-n|=1$, $m \geq 2$.

Модификация не изменяет главного принципа синтеза цепей СВЧ [2] – структура фильтра заранее известна. Функция $\Psi(\lambda^2)$ представляет собой корректирующие полиномы (Баттерворта, Чебышева, Лежандра и др.) либо их произведение. Ее реализация возможна короткозамкнутыми (2) либо разомкнутыми (3) отрезками линий передачи. Ввиду того, что на практике тяжело реализовать эти отрезки в последовательной ветви, ограничимся их расположением в параллельной. Так же из (6) вытекает еще одно немаловажное ограничение. Так как данное выражение является функцией одной переменной, то длина синтезируемых отрезков должна иметь одинаковую длину l .

Вид функции (6) предполагает последовательное извлечение из нее сопротивления короткозамкнутого (разомкнутого шлейфа) в параллельной ветви и далее отрезка линии передачи в последовательной ветви. Этим обусловлена необходимость выполнения условия $|m-n|=1$. Однако это условие может и не выполняться. Если $m-n=1+k$, то в результате синтеза k раз будут выделены подряд короткозамкнутый и разомкнутый шлейфы. Если $n-m=1+k$, то в результате синтеза k раз будут выделены подряд два последовательных отрезка с различными волновыми сопротивлениями.

С целью увеличения вариативности передаточных функций фильтров СВЧ предлагается дальнейшая модификация выражения (6). Для этого подробно рассмотрим функцию (5), в результате реализации которой образуется два отрезка одинаковой длины с различными волновыми сопротивлениями. Избавимся от квадрата в (5), что приведет к сокращению одного отрезка, и увеличим длину оставшегося в два раза. С учетом $\lambda = tg(\beta l)$ получим

$$\left(\frac{(-1)^2 \alpha^2 [i tg(\beta l)]^2}{1 - [i tg(\beta l)]^2} \right)^2 \rightarrow \frac{(-1) \alpha^2 [i tg(2\beta l)]^2}{1 - [i tg(2\beta l)]^2}.$$

Используя свойство двойного аргумента тангенса,

$$\left(\frac{(-1)^2 \alpha^2 [i tg(\beta l)]^2}{1 - [i tg(\beta l)]^2} \right)^2 \rightarrow \frac{4 \alpha^2 [tg(\beta l)]^2}{1 + 2 [tg(\beta l)]^2 + [tg(\beta l)]^4}.$$

Подставляя (7) в (6) и производя обратную замену $tg(\beta l) \rightarrow \lambda$,

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left(\frac{4 \alpha^2 \lambda^2}{1 + 2 \lambda^2 + \lambda^4} \right)^n}. \quad (7)$$

Следует отметить, что несмотря на то, что цепь, описываемая выражением (7), содержит отрезки разной длины, она по-прежнему остается функцией одной переменной. Это объясняется тем, что отрезок удвоенной длины образуется путем последовательного извлечения двух отрезков, имеющих одинаковое волновое сопротивление.

Максимальных показателей качества электрических фильтров СВЧ можно добиться используя в качестве аппроксимирующей функцию

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left(\frac{4 \alpha^2 \lambda^2}{1 + 2 \lambda^2 + \lambda^4} \right)^n \left((-1)^n \frac{\alpha^2 (i \lambda)^2}{1 - (i \lambda)^2} \right)^m}. \quad (8)$$

Фильтры, описываемые функцией (8), имеют в своем составе шлейфы в параллельной ветви, а так же отрезки линий передачи в последовательной ветви различной длины.

В таблице представлены элементарные структуры фильтров, реализуемых функциями (5)–(8). В качестве корректирующего представлен полином Чебышева первого рода второго порядка.

Функции передачи и соответствующие им элементарные структуры СВЧ фильтров

l – длина отрезков, $2l$ – удвоенная длина отрезков Z, Z_1, Z_2 – волновые сопротивления отрезков					
1	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \left(\frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n},$ <p align="center">заимствована в [4] для сравнения</p>	$n=2$		$n=3$	
2	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left((-1)^n \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n}$	$\Psi(\lambda^2)^m = (2\lambda^2 - 1)^2,$ $n=2$			
3	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left((-1)^n \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n}$	$\Psi(\lambda^2)^m = \left(2 \frac{1}{\lambda^2} - 1 \right)^2,$ $n=2$			
4	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left(\frac{4\alpha^2 \lambda^2}{1 + 2\lambda^2 + \lambda^4} \right)^n}$	$\Psi(\lambda^2)^m = (2\lambda^2 - 1)^2,$ $n=2$			
5	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left(\frac{4\alpha^2 \lambda^2}{1 + 2\lambda^2 + \lambda^4} \right)^n}$	$\Psi(\lambda^2)^m = \left(2 \frac{1}{\lambda^2} - 1 \right)^2,$ $n=2$			
6	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left(\frac{4\alpha^2 \lambda^2}{1 + 2\lambda^2 + \lambda^4} \right)^n \left((-1)^n \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^m}$	$\Psi(\lambda^2)^m = (2\lambda^2 - 1)^2,$ $n=2$			
7	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left(\frac{4\alpha^2 \lambda^2}{1 + 2\lambda^2 + \lambda^4} \right)^n \left((-1)^n \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^m}$	$\Psi(\lambda^2)^m = \left(2 \frac{1}{\lambda^2} - 1 \right)^2,$ $n=2$			

Извлечение коэффициента отражения. Точные методы синтеза электрических цепей в классической теории подразумевают извлечение из $K(\lambda^2)$ функции $\rho(\lambda)$, которые связаны соотношением $K(\lambda^2) = 1 - \rho(-\lambda)\rho(\lambda)$.

С учетом (6) $\rho(-\lambda)\rho(\lambda) = \frac{q(\lambda)q(-\lambda)}{g(\lambda)g(-\lambda)} = \frac{\Psi(\lambda^2)^m \left((-1)^n \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left((-1)^n \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n}$, откуда определяем

$\rho(\lambda) = \frac{q(\lambda)}{g(\lambda)}$. Полином $q(\lambda)$ равен $q(\lambda) = \sqrt{q_i} \prod_{i=1}^n [\lambda_i - (-\alpha_i \pm i\beta_i)] = \sqrt{q_i} (q_i \lambda^n + q_{i+1} \lambda^{n-1} + \dots + q_n \lambda + q_{n+1})$,

и полином $g(\lambda)$ определяется как $g(\lambda) = \sqrt{g_i} \prod_{i=1}^n [\lambda_i - (-\alpha_i \pm i\beta_i)] = \sqrt{g_i} (g_i \lambda^n + g_{i+1} \lambda^{n-1} + \dots + g_n \lambda + g_{n+1})$.

Для функций (7), (8) факторизация производится аналогичным образом. После того как выделен коэффициент отражения, определяется функция сопротивления $Z(\lambda) = \frac{Z_0 - \rho(\lambda)}{Z_0 + \rho(\lambda)}$, где Z_0 – стандартное (нормированное) сопротивление, равное 50 (1) Ом.

Завершающим этапом синтеза является определение значений волновых сопротивлений отрезков линий передачи. Удобнее всего использовать для этой цели метод неопределенных коэффициентов, подробно описанный в [3] и получивший дальнейшее развитие в [4].

Пример расчета фильтра. Произведем расчет фильтра, используя функцию (8), с применением корректирующего полинома Чебышева второго порядка, $n=1$, $m=2$, $\alpha=1$.

С учетом этого $K(\lambda^2) = \frac{(\lambda^2 + 1)^4}{16\lambda^{10} - 15\lambda^8 + 8\lambda^6 + 6\lambda^4 + 4\lambda^2 + 1}$. Результатом факторизации

коэффициента отражения является выражение $\rho(\lambda) = \frac{\lambda^5 + 0,5\lambda}{\lambda^5 + 2,42\lambda^4 + 3,4\lambda^3 + 2,81\lambda^2 + 1,29\lambda + 0,25}$,

а соответствующая ему функция сопротивления имеет вид:

$$Z(\lambda) = \frac{9,68\lambda^4 + 11,6\lambda^3 + 11,24\lambda^2 + 5,15\lambda + 1}{8\lambda^5 + 9,68\lambda^4 + 15,6\lambda^3 + 11,24\lambda^2 + 5,15\lambda + 1}$$

Определение волновых сопротивлений методом неопределенных коэффициентов приводит к результату: $Z_1 = Z_5 = 1,315$, $Z_2 = Z_4 = 0,985$, $Z_3 = 1,261$. Структура фильтра представлена в таблице в пункте 6, его частные характеристики – на рис. 2. Моделирование произведено в САПР Advanced Design System 2016 для толщины подложки $h=0,1$ мм и диэлектрической проницаемости $\epsilon=1$. Для получения низкочастотной характеристики с граничной частотой $f_{gr}=1$ ГГц длина отрезков l равна

$$l = \frac{\left(\frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \right)}{8} = 37,5 \text{ мм,}$$

где λ – длина волны в свободном пространстве; ϵ_{ef} – эффективная диэлектрическая проницаемость материала подложки.

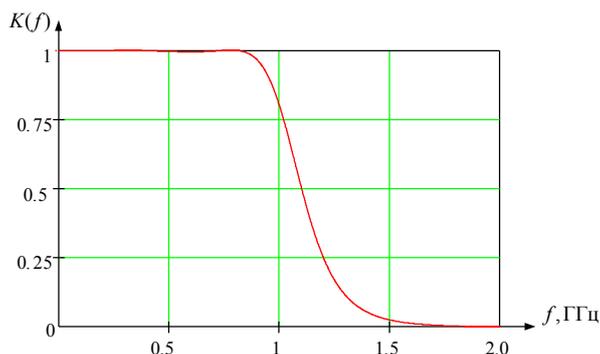


Рис. 2. Частотная характеристика фильтра СВЧ пятого порядка

Очевидно, что полученный фильтр обладает высокой линейностью частотной характеристики в полосе прозрачности и высокой избирательностью в полосе заграждения.

Заключение

Электрические фильтры СВЧ являются неотъемлемой частью радиотехнических устройств различного назначения. Несмотря на многообразие методов, отсутствие в них этапа аппроксимации ведет к результату, являющемуся всего лишь приближенным к требуемому.

Разработан метод синтеза электрических фильтров СВЧ, обладающий этапом

аппроксимации, что позволяет исходно задавать частотную характеристику и определять структуру фильтра. Все представленные функции обладают повышенными вариативными возможностями, что позволяет синтезировать большое многообразие ранее не используемых структур. Это, в свою очередь, дает дополнительные возможности разработчику по улучшению качественных показателей синтезируемых фильтров. В таблице представлена лишь часть потенциальных возможностей выражений (6)–(8), раскрыть в полной мере которые можно путем изменения порядков различных частей полиномов знаменателей, а также порядков корректирующих полиномов. Немаловажным следствием является возможность использования функций (6)–(8) в задачах широкополосного согласования, ведь данные выражения содержат в своем составе не только отрезки различной длины, но и нули передачи различных классов.

Список литературы

1. Фуско В. СВЧ цепи: анализ и автоматизированное проектирование. М: Радио и связь, 1990. 288 с.
2. Yarman B.S. Design of ultra wideband power transfer networks. Istanbul: Springer, 2010. 755 p.
3. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. М.: Связь, 1971. 389 с.
4. Свириденко А.А., Бойкачев П.В., Шакун С.И. Применение метода неопределенных коэффициентов для расчета фильтров с использованием модифицированных аппроксимирующих функций Лежандра // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. 2015. № 4. С. 39–45.

References

1. Fusko V. SVCh cepi: analiz i avtomatizirovannoe proektirovanie. M: Radio i svjaz', 1990. 288 s. (in Russ.)
2. Yarman B.S. Design of ultra wideband power transfer networks. Istanbul: Springer, 2010. 755 p.
3. Fel'dshtejn A.L., Javich L.R. Sintez chetyrehpoljuskov i vos'mipoljuskov na SVCh. M.: Svjaz', 1971. 389 s. (in Russ.)
4. Sviridenko A.A., Bojkachev P.V., Shakun S.I. Primenenie metoda neopredelennyh koeficientov dlja rascheta fil'trov s ispol'zovaniem modifitsirovannyh approksimirujushih funkcij Lezhandra // Vestn. Voenn. akad. Resp. Belarus'. 2015. № 4. S. 39–45. (in Russ.)

Сведения об авторе

Свириденко А.А., старший преподаватель кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Information about the author

Svirydzienka A.A., senior lecturer of the department of tactics and armament of anti-aircraft missile forces of Military academy Republic of Belarus.

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, 220
Военная академия Республики Беларусь
тел. +375-29-200-71-06;
e-mail: svirid2785@gmail.com
Свириденко Анатолий Анатольевич

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosty ave., 220
Military academy Republic of Belarus
tel. +375-29-200-71-06;
e-mail: svirid2785@gmail.com
Svirydzienka Anatoli Anatolievitch