

УДК 621.372.54

А. А. ПАРФИЛОВ

Украина, г. Киев, ПНДП «ЭлисаТ» ОАО «НПП «Сатурн»
E-mail: elisat@online.ua

МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ АЛГОРИТМОВ ДЛЯ РАСЧЕТА ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ КОАКСИАЛЬНЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ СВЧ

В статье рассмотрены особенности моделей и алгоритмов, применяемых при расчете характеристик коаксиальных полосовых фильтров СВЧ с механической перестройкой, на основании которых может быть составлена компьютерная программа расчета. Предложены способы разрешения неоднозначных моментов, возникающих при разработке аналитического алгоритма расчета перестраиваемых коаксиальных полосовых фильтров.

Ключевые слова: перестраиваемые коаксиальные полосовые фильтры СВЧ, алгоритмы, коэффициенты связи, аппроксимация.

В радиотехнических системах, работающих на частотах от сотен МГц до 20 ГГц (радиорелейные и тропосферные станции связи, а также сотовые базовые станции и др.), селекция сигналов может осуществляться коаксиальными полосовыми фильтрами. При работе на ряде частот и применении одного антенно-фидерного устройства для передачи и приема сигнала необходимо применять набор фильтров, используемых для каждой из заданных частот. В то же время, использование одного перестраиваемого по частоте коаксиального фильтра вместо набора фильтров при работе в многочастотном режиме представляется наиболее целесообразным.

В качестве примера можно привести тракт приемопередатчика малой мощности станции дальней тропосферной связи, в котором применение такого типа фильтров обусловлено относительно малыми габаритами и весом, возмож-

ностью перестройки на рабочие частоты, оптимальные с точки зрения минимальных помех, эффективным подавлением широкополосных шумов передатчика и частоты зеркального канала.

В подобных фильтрах используются коаксиальные резонаторы, перестраиваемые путем плавного перемещения их внутренних проводников [1, том 1, с. 411]. Обычно одним из основных условий, необходимых для полноценной работы таких фильтров в конкретных изделиях, является способность поддерживать сравнительно постоянными полосу пропускания и форму характеристики фильтров при перестройке. Это становится возможным при выполнении ряда условий, в том числе при оптимальном расположении диафрагм и петель связи, что обеспечивается правильным подбором математических моделей, используемых при разработке алгоритмов расчета фильтра.

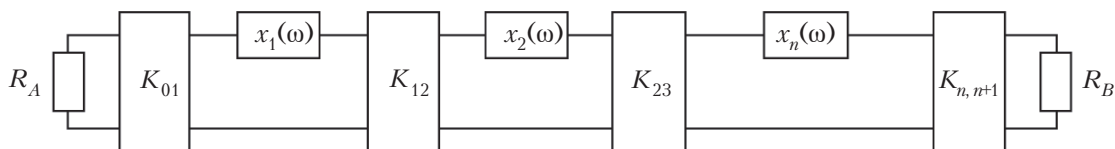


Рис. 1. Обобщенная схема фильтра с последовательными резонаторами и инверторами сопротивлений

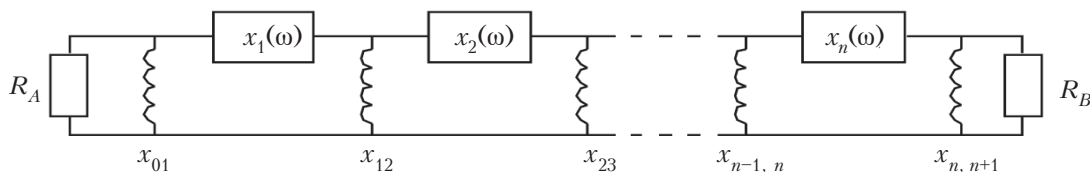


Рис. 2. Схема фильтра с параллельно-индуктивными связями

На рис. 1 представлена обобщенная схема фильтра, содержащая ряд резонаторов, связанных инверторами сопротивлений [1, том 1, с. 416]. Здесь $X_j(\omega)$ — реактивное сопротивление j -го резонатора, $K_{j,j+1}$ — параметры инверторов сопротивлений, R_A и R_B — нагрузочные сопротивления на полюсах фильтра.

Чаще всего в качестве перестраиваемых фильтров используются фильтры с индуктивными связями, и тогда, при условии что ширина полосы достаточно мала (порядка нескольких процентов и менее), с хорошим приближением можно схему рис. 1 заменить схемой, приведенной на рис. 2 [1, том 1, с. 418].

Методика расчета фильтров такого типа, описанная в [1], хорошо поддается программированию, однако здесь присутствует ряд неоднозначностей. Их рассмотрению и описанию путей преодоления посвящена настоящая статья.

Поиск коэффициентов связи

Первый момент, требующий рассмотрения — это выбор оптимальных значений коэффициентов связи резонаторов и нагруженных добротностей крайних резонаторов. В свою очередь, для вычисления коэффициентов связи сначала требуется найти электрическую длину θ между короткозамкнутыми резонаторами и индуктивными диафрагмами связи, а для нагруженных добротностей — электрическую длину θ_A между короткозамкнутыми резонаторами и входной/выходной петлями связи. Коэффициенты связи между резонаторами k и нагруженные добротности Q_e для фильтра, представленного на рис. 2, будут соответственно определяться так, как описано в [1, том 1, с. 422]:

$$k_{j,j+1} = \frac{4(X_{j,j+1})_m f_0 \cos^2[(\theta)_m f_0 / (f_0)_m]}{\pi Z_0 (f_0)_m}, \quad (1)$$

$$j = 1, \dots, n - 1,$$

$$(Q_e)_A = \frac{\frac{\pi}{4} Z_0 R_A}{(X_{01})_m^2 \frac{f_0^2}{(f_0)_m^2} \cos^2\left[(\theta_A)_m \frac{f_0}{(f_0)_m}\right]}, \quad (2)$$

где $(X_{j,j+1})_m$ — реактивное сопротивление $(j, j+1)$ -й индуктивности связи;

f_0 — любая заданная частота настройки фильтра;

Z_0 — волновое сопротивление линии резонатора.

Индекс A здесь и далее означает принадлежность величины к полюсу A , индекс m указывает, что параметр вычислен на средней частоте диапазона перестройки $(f_0)_m$. Выражение с индексом B , аналогичное (2), применяется и для нагруженной добротности $(Q_e)_B$ для полюса B .

Условия постоянства формы характеристики и полосы пропускания будут описываться следующими соотношениями [1, том 1, с. 423]:

$$(Q_e)_A = [(Q_e)_A]_m \frac{f_0}{(f_0)_m}; \quad (3)$$

$$(Q_e)_B = [(Q_e)_B]_m \frac{f_0}{(f_0)_m}; \quad (4)$$

$$k_{j,j+1} = (k_{j,j+1})_m \frac{(f_0)_m}{f_0}. \quad (5)$$

Для нахождения $(\theta_A)_m$ приравняем выражения (3) и (2) при $f_0 / (f_0)_m = P$ и $f_0 / (f_0)_m = Q$, где P лежит в промежутке от $2/3$ до 1 (что соответствует диапазону перестройки от октавного до нулевого), а $Q = 2 - P$. Попробуем решить полученное уравнение относительно $(\theta_A)_m$, как рекомендовано в [1]:

$$\begin{aligned} \frac{P}{Q} &= \frac{Q^2 \cos^2[Q \cdot (\theta_A)_m]}{P^2 \cos^2[P \cdot (\theta_A)_m]} \Rightarrow \\ &\Rightarrow \frac{\cos[Q \cdot (\theta_A)_m]}{\cos[P \cdot (\theta_A)_m]} = \sqrt{\left(\frac{P}{Q}\right)^3}. \end{aligned} \quad (6)$$

Здесь мы имеем уравнение вида $\cos(Qx) = C \cdot \cos(Px)$. Так как аналитическое решение данного уравнения не очевидно, идея более простого решения состоит в применении итерационного алгоритма плавного подбора значения $(\theta_A)_m$, для чего можно применить разновидность метода бисекции.

Для удобства введем три вспомогательные величины: $I = \sqrt{(P/Q)^3}$, $D = \frac{\cos[Q \cdot (\theta_A)_m]}{\cos[P \cdot (\theta_A)_m]}$ и

шаг S , значение которого не критично и выбирается в процессе написания конкретной программы. Кроме того, перед подбором также нужно задать $(\theta_A)_m$. В [1, том 1, с. 423] приводится расчетное значение $(\theta_A)_m = 0,9675$ рад для случаев $f_0 / (f_0)_m = 0,7$ и $f_0 / (f_0)_m = 1,3$. Можно показать, что если задать это значение как начальное, и затем итерациями с помощью цикла приближаться к истинному значению $(\theta_A)_m$, задавая значения $f_0 / (f_0)_m$, довольно близкие к 1 (например, 0,9999 и 1,0001), то получим:

$$\lim_{f_0 / (f_0)_m \rightarrow 1} (\theta_A)_m = 0,988241. \quad (7)$$

Это и будет значением $(\theta_A)_m$ для частного случая, когда $f_0 / (f_0)_m = 1$, т. е. когда фильтр не имеет диапазона перестройки. В дальнейшем целесообразнее брать в качестве исходного именно это значение $(\theta_A)_m$.

Теперь следует организовать итерационный цикл с вычислением значения D и сравнением

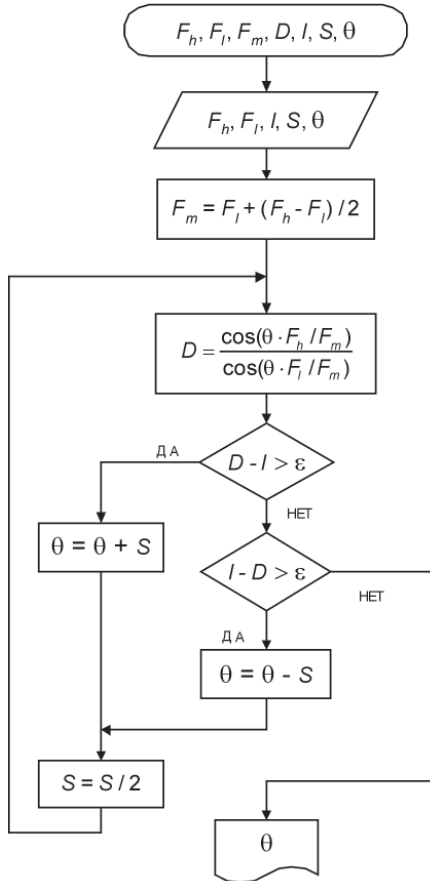


Рис. 3. Блок-схема алгоритма для нахождения θ

величин l и D . В зависимости от того, какая из них будет больше, к $(\theta_A)_m$ будет прибавляться или отниматься величина S с последующим делением S пополам. Затем снова вычисляется D , и так до тех пор, пока l и D не станут равны между собой (для чисел с плавающей точкой целесообразна проверка не на абсолютное равенство, а на равенство в пределах определенной малой погрешности, например машинной эпсилон [2]).

В итоге мы получим искомое значение $(\theta_A)_m$, которое затем можно успешно применить для вычисления оптимальных значений нагруженных добротностей крайних резонаторов. Аналогичным образом вычисляется параметр θ_m : приравниваются выражения (1) и (5), и при тех же самых частотах полученное уравнение разрешается относительно θ_m .

Графическое отображение итерационного алгоритма показано на рис. 3. Здесь F_h, F_l, F_m — верхняя, нижняя и средняя частоты перестройки соответственно; ϵ — малая погрешность (машинная эпсилон).

Корректировка размеров диафрагм

Для определения размеров диафрагм связи разных типов с приемлемой точностью, необходимо знать коэффициенты магнитной поляризуемости M_1 (M_2), значения которых были в

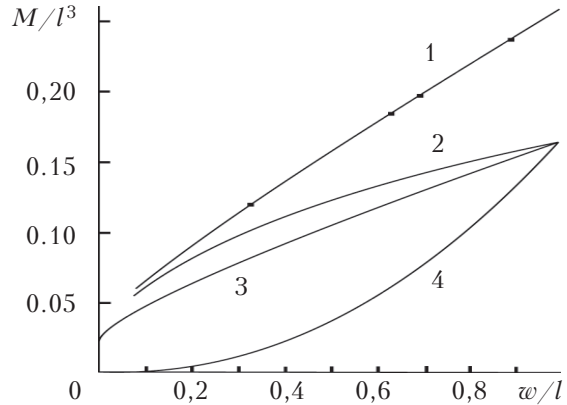


Рис. 4. Коэффициенты магнитной поляризуемости для прямоугольной (1), овальной (2) и эллиптических (3, 4) диафрагм связи: 1, 2, 3 — M_1 ; 4 — M_2

свое время вычислены или же получены Коном экспериментально в электролитической ванне [1, том 2, с. 199]. Примеры M -коэффициентов для разных диафрагм [2, с. 200] представлены на рис. 4.

Для программного способа определения размеров диафрагм связи из этих графиков можно сразу получить некоторые значения M_1 , соответствующие дискретным значениям отношения ширины диафрагмы к ее длине w/l , которые затем можно представить в виде двумерных массивов. Однако это будет лишь конечное количество дискретов, не дающее соответствующего значения M_1 для произвольного отношения w/l .

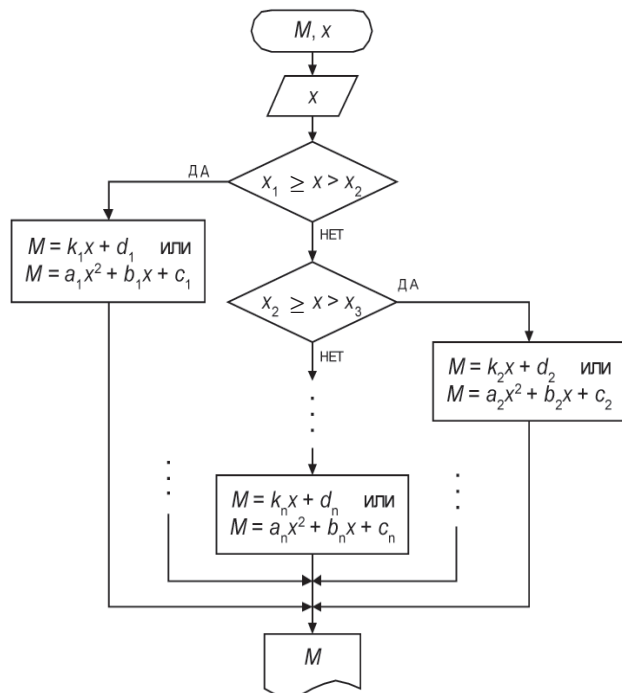


Рис. 5. Блок-схема алгоритма для нахождения M -коэффициентов

Поэтому гораздо гибче и эффективней будет использовать кусочную аппроксимацию.

Для этого график кривой разбивается на несколько частей в местах наблюдаемых изломов линии. Полученные отрезки аппроксимируются линейными или параболическими зависимостями, используя которые можно легко вычислить произвольные значения M , лежащие в пределах линии на графике.

Графическое отображение обобщенного алгоритма для вычисления M -коэффициентов с использованием аппроксимации показано на **рис. 5**. Здесь x — задаваемое отношение w/l ; x_1, x_2, x_3 — значения w/l для точек изломов.

Заключение

Предложенная практическая методика расчета перестраиваемых коаксиальных полосовых фильтров СВЧ с механической перестройкой, основанная на работах Маттея, хорошо реализуется с помощью приведенных алгоритмов. Эффективность этих алгоритмов расчета перестраиваемых коаксиальных полосовых фильтров была экспериментально апробирована при исследовании реальных характеристик перестраиваемого коаксиального полосового фильтра, разработанного для приема-передающего блока базовой цифровой радиорелейной станции. При этом отмечено хорошее совпадение результатов моделирования с экспериментальными — относительная погрешность не превышает 4%.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Маттей Д. Л. и др. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. В двух томах. — Москва: Связь, 1971. [Mattei D. L. i dr. Fil'try SVCh, soglasuyushchie tsepi i tsepi svyazi. V dvukh tomakh. Moscow, Svyaz', 1971]
2. Машинная арифметика и идиомы численного программирования. <http://ltwood.wikidot.com/float> [Mashinnaya arifmetika i idiomy chislennoho programmirovaniya. <http://ltwood.wikidot.com/float>]
3. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. — Москва: Наука, 1968. [Korn

G., Korn T. Spravochnik po matematike dlya nauchnykh rabotnikov i inzhenerov. Moscow, Nauka, 1968]

Дата поступления рукописи
в редакцию 29.04 2011 г.

Parfilov A. A. **Methods for the algorithms for calculation of tunable coaxial bandpass microwave filters.**

Keywords: *tunable coaxial bandpass microwave filters, algorithms, coupling coefficients, approximation.*

The article describes the features of the models and algorithms used for calculation of the characteristics of mechanically tunable coaxial bandpass microwave filters, on the basis of which a calculation computer program can be written. The ways are proposed to resolve ambiguities that arise in the course of development of the analytical algorithm for calculating coaxial tunable bandpass filters.

Ukraine, Kiev, Elisat PSSE of Saturn SPE OJSC.

Парфілов О. А. **Методи формування алгоритмів для розрахунку перестроюваних коаксіальних смугових фільтрів НВЧ.**

Ключові слова: *перестроювані коаксіальні смугові фільтри НВЧ, алгоритми, коефіцієнти зв'язку, аппроксимация.*

У статті розглянуто особливості моделей і алгоритмів, застосовуваних при розрахунку характеристик коаксіальних смугових фільтрів НВЧ з механічним перестроюванням, на базі яких може бути складена комп'ютерна програма розрахунку. Запропоновано способи вирішення неоднозначних моментів, що виникають при розробці аналітичного алгоритму розрахунку перестроюваних коаксіальних смугових фільтрів.

Україна, м. Київ, ВНДП «Елісат» ВАТ «НВП «Сатурн».

редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

в портфеле редакции в портфеле



- Технология контактов к карбиду кремния (Украина, г. Киев)
- Сигма-дельта модулятор: петлевые фильтры и шум квантования (Украина, г. Киев)
- Исследование процесса формирования токовых характеристик кремниевого фотодиода с выпрямляющими барьерами (Узбекистан, г. Ташкент)
- Двухкаскадные модули на основе Bi_2Te_3 — SiGe для термоэлектрических генераторов (Украина, г. Черновцы)
 - Модуляционная поляриметрия полного внутреннего отражения, нарушенного алмазоподобными пленками (Украина, г. Киев)
 - Метод жидкофазной эпитаксии толстых слоев (Украина, г. Одесса)
 - Модульный спектрометр для оценки качества технологии твердотельных детекторов (Украина, г. Киев)

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле

редакции в портфеле редакции