

РАСПРОСТРАНЕНИЕ, ДИФРАКЦИЯ И РАССЕЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

УДК 537.874.6

М. Е. КАЛИБЕРДА¹, Л. Н. ЛИТВИНЕНКО², С. А. ПОГАРСКИЙ¹

¹ Харьковский национальный университет имени В. Н. Каразина,
пл. Свободы, 4, г. Харьков, 61022, Украина
E-mail: Sergey.A.Pogarsky@univer.kharkov.ua

² Радиоастрономический институт НАН Украины,
ул. Краснознаменная, 4, г. Харьков, 61002, Украина

ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ ГЕНЕТИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ В ЗАДАЧЕ ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРА НА ОСНОВЕ КООКСИАЛЬНОГО ВОЛНОВОДА С СИСТЕМОЙ ЩЕЛЕЙ В ПОЛОМ ВНУТРЕННЕМ ПРОВОДНИКЕ

Для оптимизации параметров фильтра Т-волны коаксиального волновода и H_{11} -волны круглого волновода разработана автоматизированная процедура, основанная на генетическом алгоритме. Рассмотрен фильтр на основе коаксиального волновода с системой щелей в полом внутреннем проводнике. Между щелями могут располагаться диэлектрические шайбы. В основе численного алгоритма для решения граничной задачи лежит операторный метод в совокупности с методом частичных областей. Время расчета оптимального набора параметров фильтра существенно сокращено за счет использования параллельных вычислений.

Ключевые слова: коаксиальный волновод, круглый волновод, генетический алгоритм, операторный метод

1. Введение

Коаксиальный фильтр с неоднородностями в виде разрывов центрального проводника в случае воздушного заполнения обладает меньшими потерями, чем фильтры, в которых применяются параллельные индуктивные штыри или диафрагмы [1]. На практике достаточно часто используются структуры с непериодическим расположением неоднородностей. Однако для оптимизации их характеристик необходимо разработать эффективный численный метод.

Большинство методов оптимизации параметров можно разделить на два класса: детерминистические и стохастические. При применении детерминистических методов возникает проблема сходимости к локальному, а не глобальному экстремуму. В то же время стохастические алгоритмы, хотя и предъявляют более высокие требования к машинным ресурсам, осуществляют глобальный поиск. Среди стохастических алго-

ритмов весьма перспективным является генетический алгоритм [2, 3]. Его особенность заключается в том, что анализ “каждой особи в популяции”, т. е. фильтра с некоторым набором параметров, может производиться независимо от других “особей”. Это обеспечивает возможность организации параллельных вычислений [4, 5]. Генетические алгоритмы наиболее приспособлены для решения задач с большим числом дискретных параметров [6].

В настоящей работе с использованием генетического алгоритма решается задача по оптимизации параметров фильтра на основе коаксиального волновода со щелями в полом внутреннем проводнике. В пространство коаксиального волновода помещены диэлектрические шайбы, которые могут выступать в качестве фиксаторов внутреннего проводника [7]. Большой радиус коаксиального волновода b считается постоянным, L – длина структуры вдоль продольной оси Oz (см. рис. 1).

Для определения электродинамических свойств структуры выбран операторный метод [8]. При

© М. Е. Калиберда, Л. Н. Литвиненко, С. А. Погарский, 2012

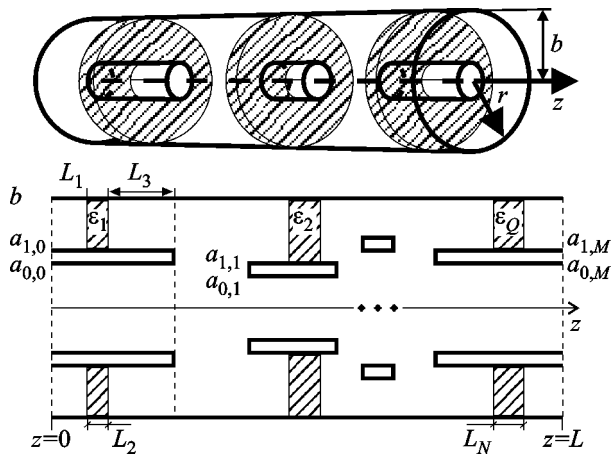


Рис. 1. Геометрия исследуемой структуры

его использовании необходимо решение ключевой задачи – задачи дифракции на одиночной неоднородности. В качестве одиночных рассмотрены два типа неоднородностей: стык коаксиального волновода с полым внутренним проводником и круглого волновода и стык полубесконечных коаксиальных волноводов, заполненных материалом с различной диэлектрической проницаемостью. Их операторы рассеяния определялись методом частичных областей (см., например, [9, 10]). Далее из операторных уравнений определяются свойства всей структуры. В отличие от работ [9, 10], в которых были записаны системы операторных уравнений относительно амплитуд Фурье отраженного, прошедшего поля и полей между всеми неоднородностями, в представленной работе будет применена рекуррентная процедура записи операторных уравнений. На каждом шаге процедуры свойства системы, состоящей из $N + 1$ неоднородностей, выражаются через свойства системы, состоящей из N неоднородностей.

2. Операторный метод

Рассмотрим многоэлементную структуру, последним N -м элементом которой является либо диэлектрическая шайба в коаксиальном волноводе (см. рис. 2, а), либо стык коаксиального волновода с полым внутренним проводником и круглого волновода (рис. 2, б или рис. 2, в). Процедура определения операторов рассеяния для каждой из упомянутых структур не имеет существенных отличий, поэтому подробно рассмотрим только случай, представленный на рис. 2, в. Будем предполагать, что известны операторы рассеяния $t_{N,i,j}$

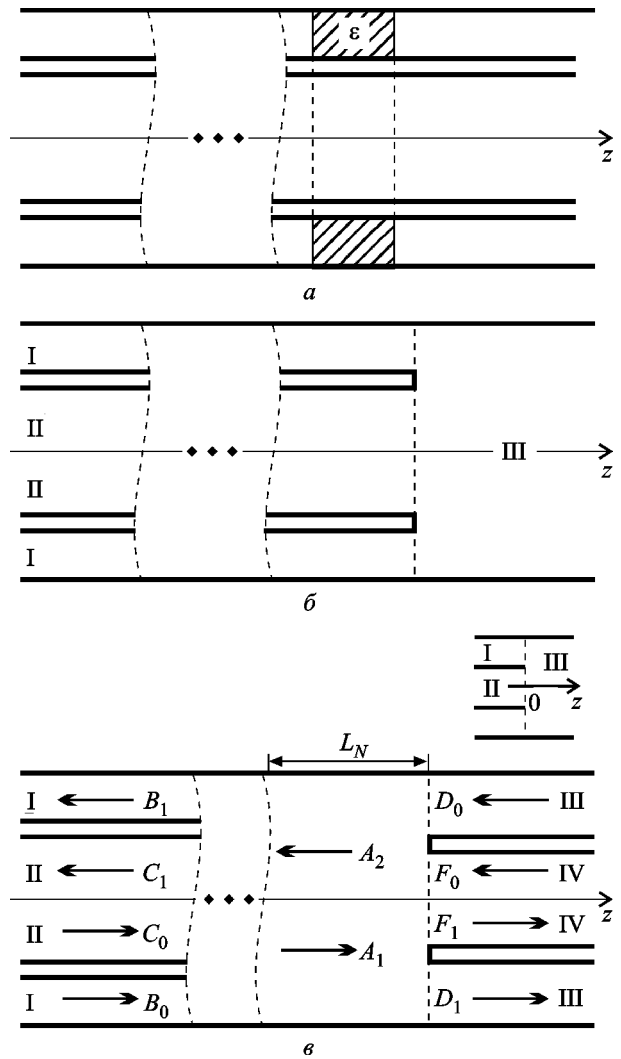


Рис. 2. Схематическое изображение многоэлементной структуры, последним N -м элементом которой является диэлектрическая шайба в коаксиальном волноводе (а), стык коаксиального волновода с полым внутренним проводником и круглого волновода (б), стык круглого волновода и коаксиального волновода с полым внутренним проводником (в)

одиночной N -й неоднородности – стыка коаксиального волновода с полым внутренним проводником и круглого волновода (индексы i, j соответствуют номерам областей на вставке на рис. 2, в), а также операторы рассеяния $T_{N-1,v,w}$ структуры, состоящей из $N - 1$ элементов (индексы v, w соответствуют номерам областей на рис. 2, б). Обозначим амплитуды Фурье падающего поля как B_0, C_0, D_0 и F_0 , а рассеянного поля – как $B_1, C_1, D_1, F_1, A_1, A_2$. Тогда они связаны между собой следующими уравнениями:

$$A_1 = T_{N-1,1,3}B_0 + T_{N-1,2,3}C_0 + T_{N-1,3,3}eA_2, \quad (1)$$

$$A_2 = t_{N,1,3}D_0 + t_{N,2,3}F_0 + t_{N,3,3}eA_1, \quad (2)$$

$$B_1 = T_{N-1,1,1}B_0 + T_{N-1,2,1}C_0 + T_{N-1,3,1}eA_2, \quad (3)$$

$$C_1 = T_{N-1,1,2}B_0 + T_{N-1,2,2}C_0 + T_{N-1,3,2}eA_2, \quad (4)$$

$$D_1 = t_{N,1,1}D_0 + t_{N,3,1}eA_1 + t_{N,2,1}F_0, \quad (5)$$

$$F_1 = t_{N,1,2}D_0 + t_{N,2,2}F_0 + t_{N,3,2}eA_1. \quad (6)$$

Оператор e имеет диагональную матрицу и определяет изменение амплитуд поля при смещении системы координат в направлении распространения поля на величину L_N , равную расстоянию между N -й и $N-1$ -й неоднородностями. После подстановки уравнения (2) в уравнение (1) и далее последовательно в уравнения (3)–(6) можем записать выражения для неизвестных амплитуд:

$$B_1 = (T_{N-1,1,1} + T_{N-1,3,1}et_{N,3,3}eAT_{N-1,1,3})B_0 + (T_{N-1,2,1} + T_{N-1,3,1}et_{N,3,3}eAT_{N-1,2,3})C_0 + T_{N-1,3,1}e(t_{N,3,3}eAT_{N-1,3,3}et_{N,1,3} + t_{N,1,3})D_0 + T_{N-1,3,1}e(t_{N,3,3}eAT_{N-1,3,3}et_{N,2,3} + t_{N,2,3})F_0, \quad (7)$$

$$C_1 = (T_{N-1,1,2} + T_{N-1,3,2}et_{N,3,3}eAT_{N-1,1,3})B_0 + (T_{N-1,2,2} + T_{N-1,3,2}et_{N,3,3}eAT_{N-1,2,3})C_0 + T_{N-1,3,2}e(t_{N,3,3}eAT_{N-1,3,3}et_{N,1,3} + t_{N,1,3})D_0 + T_{N-1,3,2}e(t_{N,3,3}eAT_{N-1,3,3}et_{N,2,3} + t_{N,2,3})F_0, \quad (8)$$

$$D_1 = t_{N,3,1}eAT_{N-1,1,3}B_0 + t_{N,3,1}eAT_{N-1,2,3}C_0 + (t_{N,3,1}eAT_{N-1,3,3}et_{N,1,3} + t_{N,1,1})D_0 + (t_{N,3,1}eAT_{N-1,3,3}et_{N,2,3} + t_{N,2,1})F_0, \quad (9)$$

$$F_1 = t_{N,3,2}eAT_{N-1,1,3}B_0 + t_{N,3,2}eAT_{N-1,2,3}C_0 + (t_{N,3,2}eAT_{N-1,3,3}et_{N,1,3} + t_{N,1,2})D_0 + (t_{N,3,2}eAT_{N-1,3,3}et_{N,2,3} + t_{N,2,2})F_0, \quad (10)$$

где

$$A = (I - T_{N-1,3,3}et_{N,3,3}e)^{-1},$$

I – единичный оператор. Уравнения (7)–(10) позволяют выразить операторы рассеяния структуры, состоящей из N неоднородностей, через опе-

раторы рассеяния структуры, состоящей из $N-1$ неоднородностей.

3. Алгоритм оптимизации параметров

Целью процесса оптимизации является выбор таких параметров структуры, при которых значения характеристики σ – коэффициента отражения либо прохождения, либо потерь, либо их комбинации и т. д. – лежало бы в определенных интервалах, границы которых могут зависеть от волнового числа,

$$c(k) < \sigma(k) < d(k)$$

В качестве управляющих (изменяемых) параметров выбраны геометрические параметры структуры: радиус $a_{0,m}$ круглого волновода меньшего радиуса, меньший радиус коаксиального волновода или радиус круглого волновода большего радиуса b , расстояние между неоднородностями L_n и диэлектрическая проницаемость среды ϵ_q ($m = 0, \dots, M$; $n = 1, \dots, N$; $q = 1, \dots, Q$; N – число неоднородностей). Толщина внутреннего проводника коаксиального волновода считается постоянной, $a_{1,m} - a_{0,m} = \delta$. Кроме того, радиусы исходного и конечного волноводов $a_{0,0}$, $a_{0,M}$ считаются заданными. Таким образом, значение $M = (N-2)/4$ равно числу щелей. Причем, так как число стыков круглого и коаксиального волноводов четное, а каждая диэлектрическая вставка является шайбой, величина $N-2$ кратна четырем. Предполагается также, что значение диэлектрической проницаемости отличается от единицы только у шайб в коаксиальном волноводе. Тогда $Q = (N+2)/4$ совпадает с числом шайб. Таким образом, для каждой “особи” можем записать вектор управляющих параметров $\mathbf{p} = (a_{0,m}, \delta, b, L_n, \epsilon_q)$, состоящий из $3N/2 + 3$ компонент.

В качестве весовой функции выбиралась функция вида

$$f = \sum_{l=1}^K \omega_l u_l(\sigma(k_l)),$$

где k_l – значение волнового числа, ω_l – вес, $l = 1, \dots, K$, K – количество дискретных значений волнового числа. Функция $u_l(\sigma)$ – так называемая функция расстояния, определяет, насколько полученные характеристики структуры отличаются

ся от оптимальных. Она, как правило, выбирается кусочно-линейной, если требуется минимизировать или максимизировать значение характеристики σ . В нашем случае требуется минимизировать либо коэффициент прохождения, либо коэффициент отражения, которые целесообразно приводить в логарифмическом масштабе, тогда $c(k_l) = -\infty$. При этом выбираются некоторые значения ξ_l , $l=1, \dots, K$, при достижении которых, $\sigma = \xi_l$, считается, что величина σ достаточно мала и в дальнейшей минимизации нет необходимости. Тогда при $\sigma < \xi_l$ значение функции расстояния считается постоянным, α_l . В случае если значение σ находится достаточно далеко от требуемого, т. е. $\sigma > d(k_l) + \zeta_l$, где ζ_l – заданные числа, $l=1, \dots, K$, то значение функции расстояния постоянно и равно β_l . При $\xi_l < \sigma < d(k_l) + \zeta_l$ функция расстояния выбирается линейной,

$u_l(\sigma) =$

$$= \begin{cases} \alpha_l, & \sigma < \xi_l; \\ \frac{\beta_l - \alpha_l}{d(k_l) + \zeta_l - \xi_l} (\sigma - \xi_l) + \alpha_l, & \xi_l < \sigma < d(k_l) + \zeta_l; \\ \beta_l, & \sigma > d(k_l) + \zeta_l. \end{cases}$$

Задачей является достижение минимального значения весовой функции на дискретном множестве значений волнового числа $\{k_l\}_{l=1}^K$, которые выбирались распределенными равномерно на заданном отрезке.

4. Параллельный генетический алгоритм

В работе в качестве “особей” выбирался волновод с неоднородностями, геометрические параметры которых определяются вектором \mathbf{p} . На каждом шаге процедуры генетического алгоритма создается так называемая “популяция”, или упорядоченное множество “особей”. На первом шаге вектор параметров каждой “особи” \mathbf{p} создается случайно так, что каждая его компонента выбирается из определенного наперед заданного интервала. На каждом следующем шаге происходят рекомбинации посредством “попарного скрещивания особей”. Это значит, что из “популяции” случайно выбираются две “особи” с номерами m и n , определенные векторами $\mathbf{p}_n = (p_j^n)_{j=1}^{3N_m/2+3}$ и $\mathbf{p}_m = (p_j^m)_{j=1}^{3N_m/2+3}$. Случайно выбираются две ком-

поненты $p_{j_0}^n$ и $p_{j_1}^n$ с номерами j_0 и j_1 , причем $j_0 < j_1$, и создаются две новые “особи” с векторами

$$\mathbf{p}_{nm} = (p_1^n, \dots, p_{j_0-1}^n, p_{j_0}^m, \dots, p_{j_1}^m, p_{j_1+1}^n, \dots),$$

$$\mathbf{p}_{mn} = (p_1^m, \dots, p_{j_0-1}^m, p_{j_0}^n, \dots, p_{j_1}^n, p_{j_1+1}^m, \dots),$$

которые помещаются в “новую популяцию”. Процесс “скрещивания” продолжается до тех пор, пока “новая популяция” не достигнет заданного размера. Во время “скрещивания” возможны так называемые мутации, которые заключаются в том, что с некоторой заданной вероятностью компоненты векторов \mathbf{p}_{nm} и \mathbf{p}_{mn} изменяются,

$$p_j^{m,n} = p_j^{m,n} + \mathfrak{w}, \quad (11)$$

где \mathfrak{w} – случайная величина.

Процедура оптимизации осуществляется по принципу сервер–клиент, т. е. образуется компьютерная сеть в которой один компьютер или сервер управляет процессом оптимизации, а остальные проводят вычисления (т. е. решают соответствующую граничную задачу). Сервер отправляет клиентам вектор параметров \mathbf{p} соответствующей выбранной “особи” и значение волнового числа. Клиент выполняет вычисления с использованием полученных от сервера параметров и отправляет серверу значения требуемых элементов матрицы рассеяния. После чего сервер вычисляет целевую функцию. Такой процесс выполняется для каждой “особи в популяции”. После того как искомые параметры для всех “особей” определены, сервер осуществляет процесс рекомбинации, создавая новую “популяцию”. Закон выбора “особей для скрещивания” имеет неравномерное распределение: вероятность выбора “особей для скрещивания” тем выше, чем меньше для них значение целевой функции. Данный способ организации процесса позволяет значительно сократить обмен информацией между сервером и клиентами, учитывая сравнительно невысокую скорость сети, которой связаны компьютеры.

Ввиду того что каждая “новая популяция” образуется на основе “старой”, фактически приходится полностью вычислять операторы рассеяния лишь первой “популяции”. Для каждой “новой популяции” вычислять заново необходимо только операторы рассеяния тех неоднородностей, па-

раметры которых были изменены в результате процесса мутации (11). Мутация применялась неоднородная [11]. Это значит, что параметры мутации зависят от номера “популяции”.

Определение операторным методом элементов матрицы рассеяния структуры, состоящей из 50 неоднородностей, занимает приблизительно в сто раз меньше времени, чем определение методом частичных областей операторов рассеяния одиночного стыка коаксиального и круглого волноводов (т. е. одиночной неоднородности). Таким образом, с точки зрения времени вычислений целесообразно операторы рассеяния “новых” неоднородностей сохранять в памяти, а операторы рассеяния “старых” неоднородностей не вычислять заново, а использовать сохраненные. После чего решать операторные уравнения вида (1)–(6) или использовать выражения (7)–(10) для “особи” в целом.

5. Численные результаты

С использованием приведенного алгоритма была проведена оптимизация параметров исследуемой структуры. Вычисления проводились на 8 двухядерных компьютерах, соединенных в единую локальную сеть.

Интервалы изменения управляющих параметров для всех исследуемых структур выбирались одинаковыми, они приведены в табл. 1. Значения диэлектрической проницаемости шайб ϵ принадлежали дискретному множеству, соответствующему реальным диэлектрикам [12]. Отдельно для каждой структуры выбирались лишь ее длина L и интервалы изменения волнового числа k . Значения длины структуры $L > L_{\min}$ не ограничивались сверху. Вероятность мутации равнялась

Таблица 1. Интервалы изменения управляющих параметров

Параметр	Нижняя граница	Верхняя граница
$a_{0,0} = a_{0,m}$	$0.5b$	$0.5b$
$a_{0,m}$	$0.18b$	$0.8b$
δ	$0.03b$	$0.03b$
Ширина щели	$0.1b$	$2b$
Ширина шайбы	$0.1b$	$0.4b$
Расстояние между шайбой и щелью	$0.2b$	$2b$
ϵ_q	1	6

0.1 для первой “популяции” и ограничивалась сверху значением 0.2.

Вначале рассмотрим пропускающий фильтр T -волны с шириной полосы пропускания 1 % в 20 %-й полосе частот относительно значения $kb = 3.3$. Полоса пропускания измеряется на уровне -3 дБ, $L_{\min} = 10b$, $K = 120$. На интервалах $kb \in [2.9; 3.28] \cup [3.32; 3.55]$ в качестве σ выбирался коэффициент прохождения t , на интервале $kb \in [3.285; 3.315]$ – коэффициент отражения r , и выполнялась их минимизация. Коэффициенты характеризуют мощность и вычисляются с использованием логарифмической шкалы. Требовалось достичь значения σ , не превышающего $\xi_t = -30$ дБ. На рис. 3 приведены зависимости коэффициентов отражения и прохождения от волнового числа. Как видно, поставленная задача была полностью достигнута. Процесс оптимизации был остановлен на 23-й “популяции”. Каждая “популяция” для всех рассмотренных случаев содержала 80 “особей”. Зависимость коэффициента прохождения пропускающего фильтра с полосой пропускания 10 % в 30 %-й полосе представлена на рис. 4. В качестве центральной частоты выбрано значение $kb = 3.3$. В отличие от случая, представленного на рис. 3, потребовалось 53 “популяции”, чтобы процесс оптимизации можно было считать завершенным для количества точек на частотной оси $K = 60$. Полученные фильтры, характеристики которых представлены на рис. 3 и рис. 4, содержат 7 щелей.

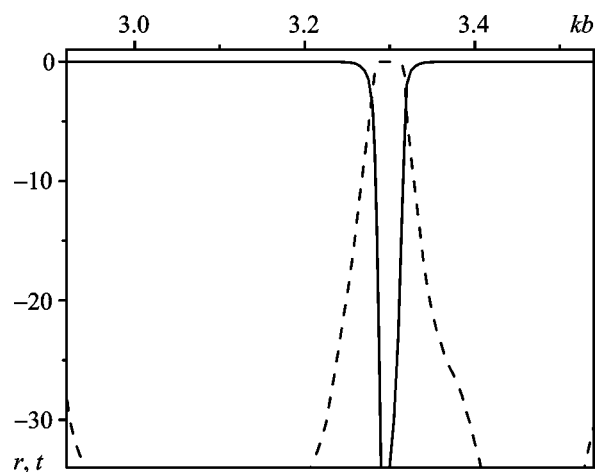


Рис. 3. Зависимость коэффициента отражения r (сплошная кривая) и прохождения t (пунктирная кривая) T -волны коаксиального волновода от волнового числа для узкополосного фильтра с шириной полосы пропускания 1 % от значения центральной частоты $kb = 3.3$

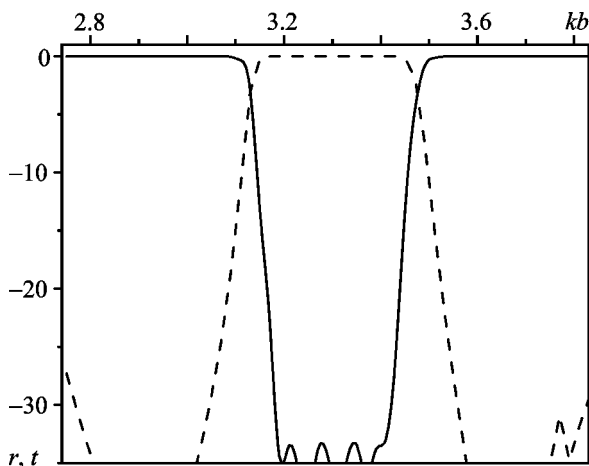


Рис. 4. Зависимость коэффициента отражения r (сплошная кривая) и прохождения t (пунктирная кривая) T -волны коаксиального волновода от волнового числа для широкополосного фильтра с шириной полосы пропускания 10 % от значения центральной частоты $kb = 3.3$

Предложенная структура может использоваться также в качестве фильтра основной волны круглого волновода – волны H_{11} . На рис. 5 представлены характеристики пропускающего узкополосного фильтра с полосой пропускания 1 %, значение центральной частоты $kb = 4.2$. Ввиду того что критическая частота H_{11} -волны коаксиального волновода меньше, чем критическая частота H_{11} -волны круглого волновода, на интервале изменения параметра kb , близком к требуемой полосе пропускания, в качестве σ выбирался коэффициент R ,

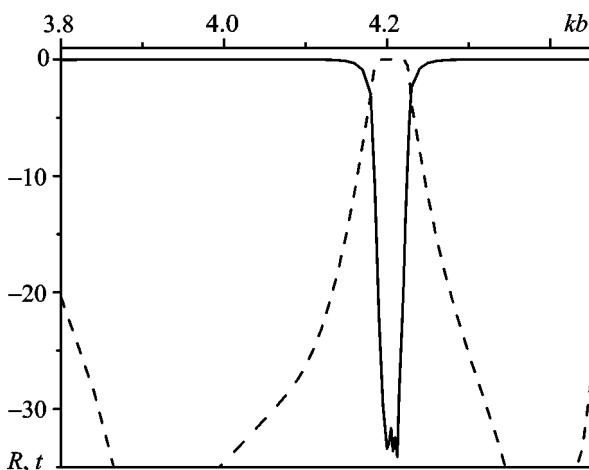


Рис. 5. Зависимость коэффициента R (сплошная кривая) и коэффициента прохождения t (пунктирная кривая) H_{11} -волны круглого волновода от волнового числа для узкополосного фильтра с шириной полосы пропускания 1 % от значения центральной частоты $kb = 4.3$

$$R = 10 \log_{10} (1 - \tilde{t}^2),$$

где \tilde{t} – коэффициент прохождения по амплитуде. Изначально ставилась задача достичь значения σ не более $\xi_j = -30$ дБ в 10 %-й полосе для $K = 60$. Но полученные в результате процесса оптимизации параметры позволили расширить полосу записывания преимущественно в сторону меньших значений волнового числа kb . Длина структуры была ограничена снизу величиной $L_{\min} = 5b$, в процессе оптимизации она достигла величины $L = 9b$. Количество щелей выбиралось равным 8. Процесс оптимизации завершился на 44-й “популяции”.

6. Выводы

В представленной работе проведена оптимизация параметров фильтра на основе коаксиального волновода с системой щелей в полом внутреннем проводнике. Подход к численному решению задачи основан на операторном методе. Метод оптимизации с использованием генетического алгоритма позволил сократить время расчетов за счет осуществления параллельных вычислений и за счет сохранения в памяти компьютера операторов рассеяния уже рассмотренных неоднородностей. Представленные численные результаты демонстрируют эффективность создания на основе таких структур узкополосных и широкополосных фильтров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Young L. The Practical Realization of Series-Capacitance Couplings for Microwave Filters // Microwave J. – 1962. – Vol. 5, No. 12. – P. 79–81.
2. Holland J. H. Adaptation in Natural and Artificial Systems: An Introductory Analysis with Applications to Biology, Control, and Artificial Intelligence. – Ann Arbor, MI: University of Michigan Press, 1975. – 183 p.
3. Goldberg D. Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning. – Massachusetts: Addison-Wesley, 1989. – 412 p.
4. Hou E. S. H., Ansari N., and Hong Ren. A genetic algorithm for multiprocessor scheduling // IEEE Trans. Parallel Distrib. Syst. – 1994. – Vol. 5, No. 2. – P. 113–120.
5. Wu A. S., Yu H., Jin S., Lin K.-C., and Schiavone G. An incremental genetic algorithm approach to multiprocessor scheduling // IEEE Trans. Parallel Distrib. Syst. – 2004. – Vol. 15, No. 9. – P. 824–834.
6. Haupt R. Comparison between genetic and gradient-based optimization algorithms for solving electromagnetics problems // IEEE Trans. Magn. – 1995. – Vol. 31, No. 2. – P. 1932–1935.

7. Сазонов Д. М., Гридин А. М., Мишустин Б. А. Устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1981. – 295 с.
8. Литвиненко Л. Н., Резник И. И., Литвиненко Д. Л. Дифракция волн на полубесконечных периодических структурах // Докл. АН УССР. – 1991. – №6. – С. 62–66.
9. Kaliberda M. E., Litvinenko L. N., and Pogarsky S. A. Diffraction of H_{0m} and E_{0m} Modes by a System of Axially Symmetric Discontinuities in a Coaxial Circuit// J. Comm. Tech. Electron. – 2010. – Vol. 55, No. 5. – P. 505–511.
10. Lytvynenko L. M., Kaliberda M. E. and, Pogarsky S. A. Solution of Waves Transformation Problem in Axially Symmetric Structures // Frequenz. – 2012. – Vol. 66, No. 1–2. – P. 17–25.
11. Michalewicz Z. Genetic algorithms + Data Structures = Evolution Programs. – New York: Springer-Verlag, 1996. – 387 p.
12. Вольман В. И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.

М. Е. Калиберда¹, Л. М. Литвиненко², С. О. Погарский¹

¹Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна, пл. Свободи, 4, м. Харків, 61022, Україна

²Радіоастрономічний інститут НАН України, вул. Червонопрапорна, 4, м. Харків, 61002, Україна

ПАРАЛЛЕЛЬНИЙ ГЕНЕТИЧНИЙ АЛГОРИТМ
У ЗАДАЧІ ОПТИМІЗАЦІЇ ПАРАМЕТРІВ ФІЛЬТРА
НА ОСНОВІ КОАКСІАЛЬНОГО ХВИЛЕВОДУ
З СИСТЕМОЮ ЩІЛИН В ПОРОЖНИСТОМУ
ВНУТРІШНЬОМУ ПРОВІДНИКУ

Для оптимізації параметрів фільтра T -хвилі коаксіального хвилеводу та H_{11} -хвилі круглого хвилеводу розроблена автоматизована процедура, базована на генетичному алгоритмі.

Розглянуто фільтр на основі коаксіального хвилеводу з системою щілин у порожнистому внутрішньому провідникові. Між щілинами можуть розташовуватись діелектричні шайби. Основою числового алгоритму розв'язку граничної задачі є операторний метод разом з методом часткових областей. Час розрахунків оптимального набору параметрів фільтра суттєво скорочено за рахунок використання паралельних обчислювань.

M. E. Kaliberda¹, L. M. Lytvynenko², and S. A. Pogarsky¹

¹V. Kazarin National University of Kharkiv, 4, Svoboda Sq., Kharkiv, 61022, Ukraine

²Institute of Radio Astronomy, National Academy of Sciences of Ukraine, 4, Chervonopraporna St., Kharkiv, 61002, Ukraine

PARALLEL GENETIC ALGORITHM
IN THE OPTIMIZATION PROBLEM
OF FILTER PARAMETERS BASED ON COAXIAL
WAVEGUIDE WITH THE SYSTEM OF SLOTS IN
A HOLLOW INNER CONDUCTOR

An automatic procedure based on the genetic algorithm for the filter parameters optimization of the T -mode of a coaxial waveguide and H_{11} -mode of a circular waveguide is developed. The filter based on a coaxial waveguide with the system of slots in a hollow inner conductor is considered. The dielectric beads may be placed between the slots. The numerical algorithm for the boundary problem solution is based on the operator method and mode-matching method. The calculation time for determination of optimal set of filter parameters is essentially reduced due to using a full parallel algorithm.

Статья поступила в редакцию 24.07.2012