

В. В. СЕНЧЕНКО, канд. техн. наук, К. С. СУНДУЧКОВ, канд. техн. наук,  
А. В. ТУМЕНОК

## РАДИАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР С НУЛЕВОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬЮ ЧАСТОТЫ ЗАГРАЖДЕНИЯ К ИЗМЕНЕНИЯМ ВЫСОТЫ РЕЗОНАТОРА

В многочастотных и потенциально нестабильных СВЧ-устройствах принципиально необходимым узлом является режекторный фильтр. Он должен обеспечивать подавление 20...35 дБ в полосе загираания, вносить минимальные потери (менее 0,3 дБ) на сигнальной частоте, иметь достаточно большую крутизну частотной зависимости переходного ослабления. Этим требованиям вполне удовлетворяет однозвенный фильтр в виде радиального резонатора, последовательно включенного в коаксиальную линию передачи, что и обусловило его широкое практическое использование. В параметрических усилителях он служит для развязки контура сигнальной частоты от контуров накачки и холостой частоты, в умножителях — для подавления высших гармоник. В СВЧ-генераторах радиальные резонаторы определяют частоту колебаний, входят в состав стабилизирующих цепей, а в генераторах гармоник на лавинно-пролетных диодах, привлекающих в последние 10 лет повышенное внимание в связи с интенсивным освоением миллиметрового диапазона длин волн, они к тому же еще развязывают контур входной частоты от контура первой гармоники. Включение стабилизирующих цепей само по себе не гарантирует устойчивый режим устройства — необходим тщательный анализ всей колебательной системы, в том числе и радиального фильтра. Шумовая температура параметрических усилителей существенно зависит от степени развязки цепей различных частот (сигнальной, накачки, холостой) и для ее уменьшения важно точно знать не только частоту заграждения, но крутизну и добротность фильтра, положение плоскости режекции на холостой частоте. Пределы изменения реактивной проводимости резонатора определяют диапазон электронной перестройки частоты генератора гармоник на ЛПД. Полоса заграждения накладывает ограничения на допустимый диапазон изменения частот накачки и холостой в параметрических усилителях и частоты гетеродина в смесителях. Погрешность расчета указанных характеристик и их чувствительности к изменению размеров резонатора и коаксиальной линии в некоторых случаях не должна превышать 1 %.

Эмпирическая формула  $2b = a_0 + a + \lambda_0/2$  получена для резонансной длины волны резонатора высотой  $2d = 0,1\lambda_0$  с тефлоновой опорной шайбой [1]. Эта формула была уточнена для фильтра с вакуумным заполнением [2]. Использование полученных результатов [1] для расчета фильтров с вакуумным заполнением и произвольной высотой  $2d$  стало возможным после введения попра-

вочного коэффициента [3], зависящего только от величины  $d$ . Предложенные в указанных работах методики расчета частоты заграждения  $f_3$  обеспечивали в отдельных случаях точность 1,5... 2,5 %, однако гарантированная область их применимости оставалась неизвестной. Представление силовых электрических линий в коаксиальной части зазора в виде полуокружностей [4] позволило рассчитать последовательную краевую емкость, шунтирующую радиальную линию на ее входе. Параллельные краевые емкости, образованные «замыканием» силовых линий на внутренний проводник коаксиала, не учитывались. Учитывая характер принятых допущений и вид используемой эквивалентной схемы можно ожидать достаточной для практики точности расчета узкополосных фильтров (с малой высотой резонатора). Для расчета же низкочастотных радиальных резонаторов, включенных в низкоомную коаксиальную линию, такой подход непригоден. Отдельные результаты были получены также в работах [5—7]. Расчет частоты заграждения строгими методами без ограничений на размеры структуры выполнен в работах [8—12]. В первых двух из них рассматриваемая область разбивалась на частичные плоскостью  $z=0$  или цилиндрической поверхностью  $r=a$  и в результате «сшивания» полей получалась бесконечная система линейных алгебраических уравнений первого рода относительно коэффициентов Фурье разложения поля. Известно, что сходимость такого алгоритма довольно медленная. Доказать правомерность применения метода редукции, как правило, не удается, получаемые приближенные результаты могут сильно отличаться от точных. В работах второй группы использовался вариационный метод для расчета входной проводимости фильтра с опорной диэлектрической шайбой. Функционал записывался относительно радиальной электрической компоненты и пробное поле представлялось в виде  $T$ -волны коаксиальной линии передачи [10; 11].

В работе [12] расчет радиального фильтра выполнен вариационным методом. Но в отличие от предыдущих работ коэффициент отражения  $R^+$  падающей  $T$ -волны (по току) в плоскости  $z=0$  приводился как функционал Швингера относительно продольного электрического поля  $\epsilon^\pm(z)$  на половине кольцевой щели связи радиальной и коаксиальной областей:

$$(R^\pm)^{-1} = \frac{1}{2} \ln \frac{a}{a_0} \frac{\iint_0^a [K(z, \xi) \pm K(z, -\xi)] \epsilon^\pm(z) \epsilon^\pm(\xi) dz d\xi}{\left[ \int_0^a \epsilon^\pm(\xi) \begin{Bmatrix} \cos k\xi \\ \sin k\xi \end{Bmatrix} d\xi \right]^2},$$

где  $K(z, \xi)$  — ядро интегрального уравнения Фредгольма 1-го рода

$$\int_{-a}^a K(z, \xi) \epsilon^\pm(\xi) d\xi = -(e^{ikz} \pm e^{-ikz});$$

$a_0, a$  — внутренний и внешний радиусы проводников коаксиальной области (рис. 1,  $a$ ). Поскольку в реальных структурах выполняется условие  $d < a - a_0$ , то в качестве пробного поля использовались функции с особенностью

$$\epsilon^+(z) = (d^2 - z^2)^{-1/3}, \quad \epsilon^-(z) = z(d^2 - z^2)^{-1/3}.$$

Они правильно описывают поведение компоненты электростатического поля, перпендикулярной к прямолинейному ребру метал-

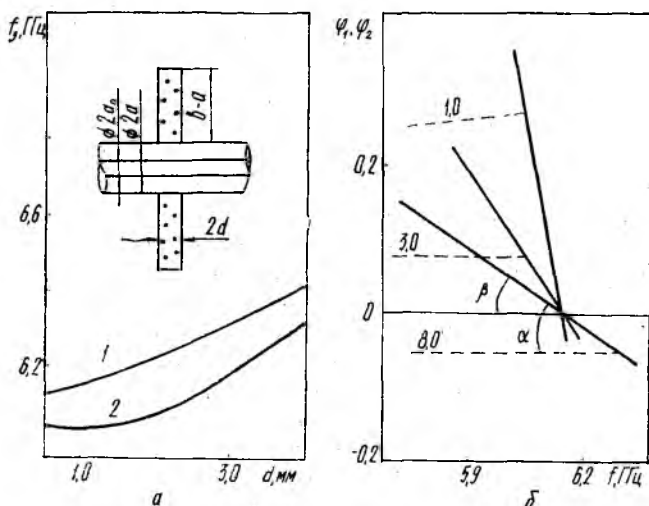


Рис. 1

лического клина, в случае однородной среды. При расположении клина в неоднородной среде особенность поля может существенно отличаться от  $\rho^{-1/3}$  и будет описываться более сложной зависимостью. Если же значения диэлектрической проницаемости  $\epsilon$  заполнения радиальной области и радиуса кривизны  $a^{-1}$  металлического ребра невелики, то указанные функции обеспечивают высокую точность расчета величин  $R^\pm$ . По мере увеличения высоты резонатора  $2d$  необходимо более точно описывать не только амплитудное, но и фазовое распределение продольного электрического поля на щели связи.

Несмотря на большой объем теоретических и экспериментальных исследований, до настоящего времени не было физического объяснения экспериментально установленной возможности существования фильтров с немонотонной зависимостью частоты заграждения от высоты резонатора в некотором интервале значений геометрических размеров структуры [4]. Не изучались также влияния конструктивных параметров фильтров на элементы его эквивалентной схемы.

В работе рассчитывались элементы эквивалентной схемы радиального фильтра и анализировалась чувствительность его характеристик к изменениям конструктивных параметров.

*Эквивалентная схема включения радиального резонатора.* В работах [1; 4] использовалась эквивалентная схема фильтра в виде короткозамкнутой в сечении  $r=b$  радиальной линии высотой  $2d$ , последовательно включенной в коаксиальную линию передачи и защищенной краевой емкостью  $C_{кр}$  на входе. В качестве величины  $C_{кр}$  принималась электростатическая емкость узкой прямолинейной щели в металлическом полупространстве. Такая схема не полностью адекватна реальным физическим процессам и не позволяет объяснить некоторые важные особенности работы фильтра.

Представим эквивалентную схему радиального фильтра в виде  $\Pi$ -образного симметричного, реактивного четырехполюсника [12] с параллельными  $jY_{пар}$  и последовательным  $jY_{пос}$  элементами, нормированными на проводимость  $Y_0 = (60 \ln a/a_0)^{-1} T$ -волны коаксиальной линии передачи. Он полностью определяется одним комплексным параметром и поэтому элементы волновой матрицы рассеяния  $[S]$  (по напряжению) и нормированные на  $Y_0$  элементы матрицы проводимости  $[Y]$  можно выразить через коэффициент

отражения  $R = (R^+ + R^-)/2$  в сечении  $z=0$ :  $S_{11} = S_{22} = -R$ ;

$$S_{12} = S_{21} = T; Y_{11} = -Y_{22} = (1 - R^2 + T^2)/[(1 - R)^2 - T^2];$$

$$Y_{12} = -Y_{21} = -2T/[(1 - R)^2 - T^2], \text{ где } T = 1 + (R^+ - R^-)/2.$$

Следовательно, элементы  $jY_{пар}$  и  $jY_{пос}$  имеют вид

$$jY_{пар} = \frac{1 - R^2 + T^2 - 2T}{(1 - R)^2 - T^2}; jY_{пос} = \frac{2T}{(1 - R)^2 - T^2}$$

или, с учетом [12] выражений для  $R$  и  $T$ ,  $Y_{пар} = (q^-)^2/2Y^-$

$Y_{пос} = Y^+/(q^+)^2 - (q^-)^2/4Y^-$ . Выделим в выражении для  $Y_{пос}$  член, пропорциональный нормированной на  $Y_0$  входной проводимости  $Y_k$  радиальной линии:  $Y_{пос} = Y_c + N^2 Y_l$ , где  $Y_c$  — проводимость последовательной краевой емкости;  $N$  — коэффициент трансформации. Наличие трансформатора объясняется выбором референсной плоскости в сечении  $z=0$  и предположением о постоянстве фазы пробного поля на интервале  $[-d, d]$ .

Численное исследование зависимостей  $Y_c(f)$  и  $Y_{пар}(f)$  проводилось по разработанной программе RFNKL [13] с учетом в коаксиальной и радиальной областях соответственно 65 и 5 собственных волн. Анализ полученных результатов показал, что элементы  $Y_c$  и  $Y_{пар}$  эквивалентной схемы фильтра можно представить емкостями, не зависящими от частоты и длины  $b-a$  радиальной линии. Параллельная емкость — отрицательная; последовательная — положительна при малых значениях высоты  $2d$  резонатора и отрицательна при больших значениях  $2d^*$ . Отрица-

\* Реактивные СВЧ-элементы распределенного типа могут иметь отрицательное значение. При этом частотная зависимость их проводимости должна удовлетворять теореме Фостера.

тельный знак параллельной емкости является следствием уменьшения реальной краевой емкости на величину  $C_0/2$  ( $C_0$  — погонная емкость коаксиала длиной  $2d$ ) при смещении референсных плоскостей  $z=-d$  и  $z=d$  в сечение  $z=0$ . Объяснить аналогично появление отрицательного знака у последовательной емкости нельзя. Экспериментальным подтверждением этого явления служит факт существования реальных фильтров с  $f_3 > f_0$  [10], где  $f_0$  удовлетворяет условию  $Y_{\text{л}}(f_0) = 0$ . Коэффициент трансформации  $N$  слабо зависит от частоты, высоты резонатора, вида пробной функции и отличается от единицы на 0,1...3 %.

*Исследование характеристик фильтра.* Исследование зависимости частоты заграждения  $f_3$  от величин  $a-a_0$ ,  $a/a_0$ ,  $d$ ,  $b$  и  $\epsilon$  позволило установить характер и степень влияния каждого из них. Изменение последних двух наиболее сильно влияет на частоту  $f_3$ . Изменение радиуса  $b$  радиальной области приводит к параллельному смещению кривой  $f_3(d)$ , а увеличение диэлектрической проницаемости  $\epsilon$  ее заполнения уменьшает не только частоту заграждения, но и ее чувствительность к изменению высоты  $2d$  резонатора.

В работе [4] экспериментально была показана возможность существования отрицательных углов наклона кривой  $f_3 d$ . Для ее объяснения рассмотрим частотную зависимость трансформированной проводимости  $\varphi_1 = N^2 Y_{\text{л}}$  радиального резонатора, представленного на рис. 1, б (сплошные кривые), и проводимости  $\varphi_2 = -Y_{\text{с}}$  шунтирующей его краевой емкости (штриховые кривые) при разных значениях высоты  $2d$  фильтра 2. Фильтры 1, 2 имеют одинаковые проводимости  $Y_0$ , резонансные частоты  $f_0$  и  $\epsilon=1$ . Отличаются они величинами  $a-a_0$  и  $b$ ; для фильтра 2 они равны 2,97 и 20,75 мм соответственно ( $a_0=2,28$  м,  $a=5,25$  мм), для фильтра 1 — 0,99 мм, т. е. меньше в три раза, и 18,95 мм ( $a_0=0,76$ ,  $a=1,75$  мм). Точка пересечения кривых  $\varphi_1(f)$  и  $\varphi_2(f)$  определяет частоту заграждения  $f_3$ . С увеличением высоты  $2d$  уменьшаются угол наклона  $\beta$  кривой  $\varphi_1(f)$  и значение величины  $\varphi_2$ . В зависимости от соотношения скоростей падения величин  $\beta$  и  $\varphi_2$  кривая  $f_3(d)$  может иметь минимум (фильтр 1) или же будет монотонно возрастать (фильтр 2). У фильтров с большим значением расстояния  $a-a_0$  и малой высотой  $2d$  распределение электрического поля в области зазора близко к распределению четного возбуждения, т. е. силовые линии идут от одного ребра к другому, «провисая» в коаксиальной области. Это обуславливает другое значение последовательной емкости (т. е. проводимости  $Y_{\text{с}}$ ), ее сильную зависимость от высоты  $2d$  и малое значение параллельной емкости. При увеличении высоты  $2d$  такого фильтра большая часть силовых линий замыкается на внутренний проводник, а распределение поля стремится к распределению нечетного возбуждения, проводимость  $Y_{\text{с}}$  падает быстрее, чем угол  $\beta$ , что и приводит к уменьшению частоты  $f_3$ . Дальнейшее увеличение высоты вызывает умень-

шение только угла  $\beta$ , не изменяя величину  $Y_c$ , поэтому частота  $f_3$  возрастает. У фильтров же с малым расстоянием  $a-a_0$  (фильтр 1) почти все силовые линии замкнуты на внутренний проводник, поэтому величина  $Y_c$  мала и с увеличением высоты практически не изменяется, а частота  $f_3$  при этом монотонно растет.

Крутизна частотной зависимости переходного ослабления фильтра  $L = -10 \lg(1 - |R|^2)$  и, следовательно, полоса заграждения  $\Delta f$  фильно зависит от высоты  $2d$  и в меньшей степени от расстояния  $a-a_0$ : чем меньше  $2d$  и чем больше  $a-a_0$ , тем меньше полоса. Это можно объяснить следующим образом. Скорость уменьшения величины  $L$  при удалении рабочей частоты  $f$  от значения  $f_3$  определяется углом  $\alpha$  пересечения кривых  $\varphi_1(f)$  и  $\varphi_2(f)$  (рис. 1, б). При увеличении высоты падает нагруженная добротность радиального резонатора (т. е. уменьшается угол  $\beta$ ) и уменьшается проводимость  $Y_c$ . Из-за нелинейности кривой  $\varphi_1(f)$  и уменьшения угла наклона кривой  $\varphi_2(f)$  точка пересечения кривых  $\varphi_1(f)$  и  $\varphi_2(f)$  переходит в область меньших значений угла  $\beta$ . В результате влияния этих двух факторов полоса  $\Delta f$  растет. Кроме того, уменьшение величины  $Y_c$  при уменьшении расстояния  $a-a_0$  служит причиной роста полосы  $\Delta f$ . Характер влияния диэлектрической проницаемости  $\epsilon$  заполнения радиального резонатора на полосу и частоту заграждения противоположен влиянию радиуса  $b$ , поэтому уменьшение величин  $f_3$  и  $\Delta f$  при увеличении  $\epsilon$  может быть компенсировано уменьшением  $b$ .

#### Практическая реализация теоретических результатов

Полученные результаты были использованы при проектировании параметрического усилителя (ПУ) отражательного типа, конструкция которого представлена на рис. 2. Тракт сигнала

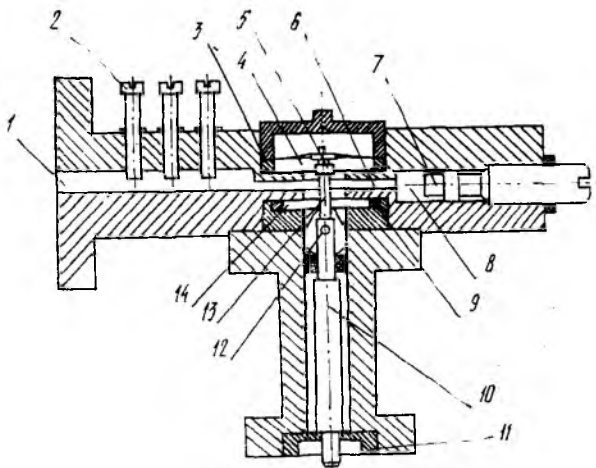


Рис. 2

включал в себя четвертьволновый коаксиальный трансформатор 10, согласующий входную цепь с отрицательным сопротивлением

диола 5. Сигнальный контур был образован емкостным импедансом диода и индуктивностью коаксиала 13, служащего для настройки контура в резонанс. Расширение полосы пропускания ПУ обеспечивалось минимизацией крутизны реактивного сопротивления сигнального контура. Компенсация этой реактивности осуществлялась с помощью корректора 12, выполненного в виде несимметричного полуволнового резонатора на разомкнутой коаксиальной линии.

Добротность корректора регулировалась изменением соотношения электрических длин плеч резонатора. Режекция мощности накачки в сигнальном тракте осуществлялась радиальным фильтром 14. Тракт накачки состоял из входного волновода 1 стандартного сечения с емкостными винтами 2, предназначенными для согласования диода с генератором накачки; отрезков волновода 6, запредельного для холостой частоты; цилиндрического резонатора 8 с бесконтактным поршнем 7, который служил для настройки контура накачки в режим отдачи диоду максимальной мощности; радиального фильтра 14, настроенного на частоту накачки  $f_H$ ; резонансной камеры 4 с диодом. Холостой контур был реализован на собственных параметрах диода. Его настройка осуществлялась выбором высоты втулки 5, т. е. изменением конструктивной емкости между диодом и втулкой. Диаметр кольца 3 выбирался из условия равенства нулю реактивной проводимости радиального резонатора 4 на холостой частоте в точках подключения диода. Подстройка холостого контура в резонанс достигалась регулировкой напряжения смещения на диоде.

При расчете ПУ особое внимание было уделено фильтру 14, поскольку к его характеристикам предъявлялось одновременно несколько требований: равенство частот  $f_3$  и  $f_H$ ; широкая полоса

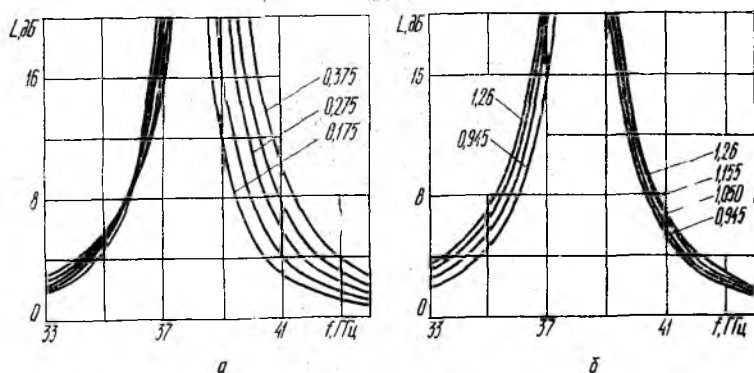


Рис. 3

заграждения для подавления мощности накачки не менее чем на 20 дБ при заданной стабильности частоты  $f_H$ ; обеспечение по холостой частоте короткого замыкания в плоскости соединения коак-

сиальной линии 13 с радиальным резонатором 4\*. Кроме того, для настройки в резонанс сигнального контура с конкретным диодом приходилось подбирать диаметр внутреннего проводника линии 13, что усложняло удовлетворение вышеперечисленным требованиям.

На рис. 3, а представлены частотные зависимости для переходного ослабления фильтра 14 при изменении радиуса  $a_0$  проводника 13, когда  $2d=1,05$  мм; на рис. 3, б — при варьировании высоты  $2d$  резонатора ( $a_0=0,275$  мм). Из рис. 3, а видно, что увеличение радиуса  $a_0$  от 0,175 мм до 0,375 мм вызывает изменение частоты заграждения на 2,4 %. При этом полоса заграждения (по уровню 20 дБ) увеличивается от 1,6 до 2,5 ГГц, так что переходное ослабление  $L$  при изменении радиуса  $a_0$  в заданном диапазоне значений не падает ниже 20 дБ. Интересной особенностью обладает семейство кривых  $L(f, a_0)$  разработанного фильтра: на частоте  $f=35,8$  ГГц фильтры с разными радиусами  $a_0$  имеют одно и то же заграждение, равное 8,5 дБ. Причем, производная  $\partial L/\partial a_0$  в этой точке изменяет знак с положительного на отрицательный. Исследование зависимости переходного ослабления от высоты резонатора (рис. 3, б) показало, что увеличение высоты от 0,945 до 1,26 мм (т. е. на 33 %) практически не изменяет частоту заграждения, увеличивая при этом полосу заграждения на 27 %.

На основании проведенного анализа были выбраны следующие значения конструктивных параметров радиального фильтра 14: радиус  $a=1,75$  мм, высота и радиус резонатора  $2d=1,05$  мм и  $b=3,75$  мм, диэлектрическая проницаемость среды в резонаторе  $\epsilon=1$ . Радиус внутреннего проводника коаксиала изменялся от 0,175 мм до 0,375 мм. При этих размерах была достигнута минимальная чувствительность частоты заграждения фильтра к допускам на высоту резонатора и заданное значение ухода частоты заграждения в диапазоне изменения радиуса внутреннего проводника. Получены следующие экспериментальные значения частоты заграждения реализованного в ПУ радиального фильтра:

| $a_0$ | 0,175 | 0,225 | 0,275 | 0,325 | 0,375 |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $f_3$ | 37,60 | 37,75 | 37,90 | 38,05 | 38,26 |

Как видно, изменение частоты  $f_3$  составляет 2 %, что в пределах точности измерений хорошо согласуется с расчетными величинами.

Приведенная эквивалентная схема включения радиального резонатора в коаксиальную линию и анализ его электрических характеристик позволили объяснить немонотонный характер зависимости частоты заграждения радиального фильтра от высоты резонатора. Экспериментальными исследованиями подтверждены теоретические результаты.

\* Экспериментальные исследования показали, что погрешность расчета расстояния от данной плоскости до фильтра 14 не должна превышать 1,1 %.

**Список литературы:** 1. *De Loach B. C.* Radial—line coaxial filters in the microwave region//IEEE Trans. 1963. MTT-11, № 1. P. 50—55. 2. *Gunston M. A.* An empirical formula for the design of radial line filters//IEEE Trans. 1964. MTT-12, N 5. 3. *Азарьева Т. Ю., Магнусhevский В. П.* К расчету радиальных загрядительных фильтров СВЧ//Радиотехника и электрон. 1968. Т. 13, № 5. С. 945. 4. *Корнев Ю. В., Ратбиль Э. Л.* Расчет радиальных загрядительных фильтров СВЧ//Электросвязь. 1966. № 4. С. 79—80. 5. *John W.* Die realisierung von serienimpedanzen bei koaxialleitungen mittels radialresonator//NTZ. 1972. Bd. 25, N 2. S. 64—68. 6. *Whinnery J. R., Jamieson H. W., Robbins T. E.* Coaxial line discontinuities//Proc. IRE. 1944. Vol. 32, N 11. P. 695—706. 7. *Мейнке Х., Гундлах Ф.* Радиотехнический справочник. М., 1960. Т. 9. 576 с. 8. *Westphalen H.* Koaxialleitungen — filter mit radialen leitungen//AEÜ. 1965. Bd. 19, N 12. S. 637—646; 1967. Bd. 21, N 1. S. 52—60. 9. *Илларионова Г. А.* Оптимальные параметры плоской диэлектрической опорной шайбы в коаксиальной линии//Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1975. Т. 18, № 2. С. 72—78. 10. *Varon D.* Radial line band rejection filters in coaxial waveguides//IEEE Trans. 1968. MTT—15, N 12. P. 680—687. 11. *К расчету опорных шайб в коаксиально-полосковых переходах/В. М. Седых, Д. С. Денисов, Н. В. Ляпунов и др.*//Радиотехника. 1970. Вып. 15. С. 55—61. 12. *Сенченко В. В., Фиалковский А. Т.* Расчет режекторного фильтра на коаксиальной линии передачи вариационным методом//Электрон. техника. Сер. Микроэлектроника, 1978. Вып. 4(76). С. 119—125. 13. *Перестюк Н. Н., Сенченко В. В., Фиалковский А. Т.* Расчет матрицы рассеяния и эквивалентной схемы радиального фильтра на коаксиальной линии передачи//Электрон. техника. Сер. 1. Электрон. СВЧ. 1979. № 3. С. 105—106. 14. *Альтман Дж. Л.* Устройства сверхвысоких частот. М., 1968. 487 с.

*Поступила в редколлегию 13.04.87*

УДК 621.372

**В. Ю. ТИХОВСКИЙ, Ж. Ф. ПАЩЕНКО**, канд. техн. наук,  
**В. К. ПИРОЖЕНКО**, канд. техн. наук

### **АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВОЛНОВОДНЫХ ЩЕЛЕВЫХ МОСТОВ. СООБЩЕНИЕ 2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЩЕЛЕВОГО Е-МОСТА**

Решающим фактором при проектировании устройств СВЧ является достижение адекватности математических моделей реальным объектам. Поэтому вопрос достоверности применяемых моделей подчеркивает актуальность строгого электродинамического подхода к моделированию. Кроме того, при создании систем автоматизированного проектирования устройств СВЧ, которые имеют различную форму и конфигурацию граничных поверхностей, особое значение приобретает универсальность электродинамического подхода, дающего возможность в рамках одной математической модели рассчитывать разные типы устройств.

Такой общностью и достоверностью обладает один из проекционных подходов — матричный метод [1], основанный на методе частичных областей, разложении электромагнитного поля в областях по собственным векторным функциям, решении интегрального уравнения непрерывности методом Галеркина.

Предлагается матричный метод для создания математической модели волноводного щелевого Е-моста, представленного на ри-