

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВОЛНОВОДНЫХ ЩЕЛЕВЫХ МОСТОВ.

СООБЩЕНИЕ 4. АНАЛИЗ РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ H -МОСТА

Для проверки правильности разработанных математической модели, алгоритма и программ для расчета и оптимизации параметров H -моста, изложенных в работах [1; 2], исследован случай, когда на отверстии связи, ширина которого равна ширине узкой стенки волновода ($b_{св} = b$), учитывались две координатные функции — четная и нечетная относительно центра отверстия, т. е. типы волн H_{10} и H_{20} [3]. Здесь в выражениях для проводимостей и задающих токов, полученных с использованием метода частичных областей и метода Галеркина, первые бесконечные суммы взяты аналитически, выделены два члена, а оставшиеся — вычислены приближенно. Такое приближение, на наш взгляд, сводит на нет аналитическое вычисление бесконечных сумм. Тем не менее результаты [3] представляют интерес и могут использоваться для предварительной оценки модели, разработанной нами.

До получения окончательных выходных параметров следует рассмотреть сходимость решения и определить, какие и сколько высших типов волн необходимо учитывать в области связи в волноводах $V_{1,2}$.

Были заданы волны высших типов H_{mn} , E_{mn} ($m, n \neq 0$), последовательность существования которых соответствует спектру возбуждения волн прямоугольного волновода. Найденные численные значения параметров: проводимости, коэффициенты матрицы рассеяния S_{11} , S_{21} , S_{31} , S_{41} , переходное затухание и направленность показали, что волны типов H_{mn} и E_{mn} ($n \neq 0$) не взаимодействуют с волнами H_{10} и H_{20} на отверстии и не влияют на выходные параметры. Это объясняется как с физической точки зрения исходя из сведений о поляризации, свойств симметрии устройства и т. д., так и на основе анализа математических формул. При распространении в основном волноводе только волны H_{10} и отсутствии неоднородности в области связи по оси y не может возникнуть другой вариации в поле по оси x , если ее не было в падающей волне, причем класс падающей волны сохраняется во всей волноводной системе, в том числе и на условной границе. Поэтому в волноводах $V_{1,2}$ были заданы 100 волн типов H_{m0} .

Выполнен расчет зависимости выходных параметров H -моста — модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$, коэффициентов передачи $|S_{21}|^2$, $|S_{41}|^2$ и параметров $\Omega_{10} = b_{10}/g_{10}$, $\Omega_{20} = b_{20}/g_{20}$, где b_{20} — реактивные, а g_{20} — активные составляющие проводимостей, создаваемых волнами H_{10} , H_{20} на отверстии, от количества волн типа

H_{m0} в волноводах $V_{1,2}$ с размерами 72×34 мм при $b_{св} = b$, $a_{св}/a = 1,41$, $F = 2,94424$ ГГц.

Согласно расчету по параметру Ω_{10} два знака после запятой стабилизируются при 18 членах H_{m0} в $V_{1,2}$; для Ω_{20} — при 9 членах, а три знака — при 12 членах H_{m0} ; для $|S_{11}|$ два знака — при 18 членах, а три знака — при 29; для $|S_{21}|^2$ два знака — при 13, три знака — при 26; для $|S_{11}|^2$ два знака — при 10, три знака — при 25 членах.

Итак, количество учитываемых высших типов волн в $V_{1,2}$ в области связи — минимально необходимое для получения трех верных знаков после запятой в выходных параметрах, равно 30.

Для 30 волн типов H_{m0} в области связи, H_{10} , H_{20} на отверстиях в диапазоне основной волны прямоугольного волновода ($\lambda = a - 2a$, где a — размер широкой стенки, чему соответствует параметр $v_a = 2a/\lambda = 0 - 1,73$, а λ — длина основной волны в волноводе) и для относительной длины отверстия $a_{св}/a = 1,41$ были рассчитаны с построением машинных графиков параметры Ω_{10} и Ω_{20} . Полученные результаты и данные [3] хорошо совпали. В идеальном случае H -мост должен обладать следующими свойствами: $S_{11} = S_{31} = 0$ (1); $|S_{21}| = |S_{41}|$ (2). Условие (1) необходимо для того, чтобы сигнал в волноводе V_1 не отражался от области связи ($S_{11} = 0$) и происходила развязка между плечами 1 и 3 сочленения ($S_{31} = 0$). При выполнении условия (2) мощность сигналов будет делиться поровну между плечами 2 и 4 (отличие по фазе сигналов определяется заданными требованиями, чаще разность берется равной 90°) [1].

Ввиду общности нашей математической модели, а значит, и большей сложности формул, условия равенств (1), (2) затрудняются. Основываясь на хорошем совпадении указанных расчетов, воспользуемся следствием из формул (36), (40) [3], обеспечивающих равенства (1), (2): $\Omega_{10} = \Omega_{20} = 1$ (3). Это условие должно выполняться в возможно более широком диапазоне частот.

Расчеты показали, что при $l/a = 1,41$ в значительном диапазоне частот $v_a = 0,25 - 1,4$ параметр Ω_{20} близок к единице. Однако при $l/a = 1,4$ в указанном диапазоне частот значение Ω_{10} существенно отличается от единицы. Были вычислены коэффициенты передачи по мощности $|S_{21}|^2$ и $|S_{41}|^2$ в частотном диапазоне в соответствии с математической моделью [1] и по формулам (36), (35) из работы [3] для волноводов сечением 72×34 мм. Получено полное совпадение результатов в средней части диапазона и расхождение менее 3% на концах диапазона. Удовлетворить условие (3) невозможно только выбором длины отверстия связи. Очевидно, что для выполнения (3) нужно иметь две степени свободы. Следовательно, вторую регулировку нужно предусмотреть для уменьшения параметра Ω_{10} , т. е. реактивной части проводимости b_{10} .

Обычно регулировку осуществляют емкостным реактивным штырем, помещенным посередине отверстия связи, который, находясь в пучности, влияет на нечетные типы волн. Из-за дороговизны экспериментального подбора выходных параметров и влияния штыря только на

нечетные типы волн на отверстиях, такой способ неприемлем для получения результатов, применяемых при разработке САПР.

Введение ребер в плоскости отверстия связи, т. е. использование окна размером $a_{св} \times b_{св}$, где $b_{св} \neq b$, расположенного в любом месте общей узкой стенки волноводов, дает ту самую вторую степень свободы, позволяющую получить заданные выходные параметры. Кроме того, расхождение между расчетными данными для H_{10} и H_{20} на отверстиях и экспериментом, особенно на высоких частотах, заставляет усомниться в достоверности учета только двух типов волн на отверстиях. Разработанная математическая модель и комплекс программ для расчета моста с любыми размерами отверстия связи и с любым количеством типов волн в волноводах и на отверстиях позволяет достаточно полно исследовать данное устройство в целях получения требуемых выходных параметров и геометрии, их обеспечивающей.

Рассмотрим предельный случай ширины отверстия, наиболее часто встречающийся в конструкции H -мостов, когда $b_{св} = b$. Исследуем сходимость решения. Для выяснения, сколько и какие функции необходимо учитывать на отверстиях связи, было задано на отверстиях 40 волн типов $H_{m_{св}n_{св}}$, $E_{m_{св}n_{св}}$ и 60 волн типов H_{mn} , E_{mn} в волноводах $V_{1,2}$. В результате решения комплексного матричного уравнения определены амплитудные коэффициенты e_i в разложении касательного электрического поля \vec{E}_τ на отверстиях, абсолютная величина которых позволяет судить о всовом вкладе каждой функции (единичного поля) в суммарное поле на отверстиях. Выполнен расчет для волновода 72×34 мм, $b_{св} = b$, $a_{св} = 101,52$ мм ($a_{св}/a = 1,41$), $F = 2,4278828$ ГГц ($v_a = 0,6$).

Согласно полученным данным из 40 типов волн на отверстиях во взаимодействие с волнами в волноводе вступало 18 типов, причем e_i единичных полей типов $H_{m_{св}0}$ на 5—8 порядков больше по абсолютной величине, чем остальные. Из этого и из анализа матрицы проводимости следует, что типы $H_{m_{св}n_{св}}$ и $E_{m_{св}n_{св}}$, у которых $n_{св} \neq 0$, практически не влияют на амплитудные коэффициенты волн типов $H_{m_{св}0}$ и на выходные параметры (элементы матрицы рассеяния, переходное затухание, направленность). При этом следует отметить, что реальные части имеют проводимости только типов волн $H_{m_{св}0}$, что определяет характер распространения этих волн. Согласно полученным данным на отверстиях связи при $b_{св} = b$ следует учитывать единичные поля типов $H_{m_{св}0}$, что влечет за собой учет и в волноводе только волн H_{m0} .

Для определения требуемого количества типов волн в волноводе и на отверстиях связи, а также для анализа процесса сходимости решения задачи в волноводах учитывалось от 1 до 100 типов волн H_{m0} , а на отверстиях — от 1 до 40 единичных полей типов $H_{m_{св}0}$. Результаты вычислений сведены в табл. 1, 2, где N_V — количество волн в волноводах $V_{1,2}$; N_S — количество волн на отверстиях связи, волновод с размерами 72×34 мм, $b_{св} = b$, $a_{св}/a = 1,41$, $v = 0,6$.

В соответствии с табл. 1, 2 в волноводах $V_{1,2}$ для разных N_S два верхних знака (а для $|S_{41}|^2$ три знака) после запятой стабилизируются уже при 20 членах.

Таблица 1

| N_V | | 1 | 10 | 20 | 30 | 60 | 100 |
|-----------|---------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| $N_S = 2$ | $ S_{21} ^2$ | 0,4339 | 0,4612 | 0,4684 | 0,4698 | 0,4699 | 0,4704 |
| | $ S_{41} ^2$ | 0,4807 | 0,5152 | 0,5135 | 0,5128 | 0,5121 | 0,5118 |
| | $\text{Re}(S_{11})$ | -0,1875 | -0,0987 | -0,0858 | 0,0816 | -0,08 | -0,0799 |
| | $\text{Im}(S_{11})$ | -0,0865 | -0,0451 | -0,0402 | -0,042 | -0,0399 | -0,0389 |
| $N_S = 5$ | $ S_{21} ^2$ | — | 0,4083 | 0,4185 | 0,4219 | 0,4253 | 0,4266 |
| | $ S_{41} ^2$ | — | 0,5579 | 0,555 | 0,5539 | 0,5526 | 0,5521 |
| | $\text{Re}(S_{11})$ | — | -0,1228 | -0,2082 | -0,1033 | -0,0983 | -0,0963 |
| | $\text{Im}(S_{11})$ | — | -0,0418 | -0,0386 | -0,0374 | -0,0362 | -0,0357 |

Таблица 2

| $ S ^2$ | $N_S = 4$ $N_V = 20$ | $N_S = 5$ $N_V = 20$ | $N_S = 10$ $N_V = 20$ | $N_S = 15$ $N_V = 20$ | $N_S = 20$ $N_V = 20$ | $N_S = 30$ $N_V = 30$ | $N_S = 40$ $N_V = 40$ |
|--------------|-------------------------|-------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|
| $ S_{21} ^2$ | 0,4202 | 0,4185 | 0,3888 | 0,3818 | 0,3760 | 0,3763 | 0,3770 |
| $ S_{41} ^2$ | 0,5525 | 0,5550 | 0,5731 | 0,5773 | 0,5804 | 0,5809 | 0,5810 |
| $ S_{11} ^2$ | 0,0136 | 0,0132 | 0,0189 | 0,0204 | 0,0209 | 0,0211 | 0,0216 |

Итак, при минимально необходимом количестве волн в волноводе $N_V = 20$ два знака после запятой стабилизируются при 10—15 членах на отверстиях. В указанном случае время счета на ЭВМ ЕС-1050 одного варианта составляет 5,5 с. Анализ сходимости решения задачи показал, что 20 членов в волноводе и 15 членов на отверстиях связи обеспечивают достаточную точность вычислений. Кроме того, один из критериев правильности алгоритма решения задачи и достигнутой точности вычислений — свойство унитарности матрицы рассеяния:

$$\sum_{i=1}^4 \sum_{\omega=1}^N (K_{\omega}/K_1)^{1/2} |S_{ij}^{\omega}|^2 = 1, \quad (4)$$

где j равно 1, 2, 3, 4; K_{ω} — постоянные распространения; ω — общее число падающих волн. Проверка свойства унитарности матрицы рассеяния (4) показала, что оно выполняется до шестого знака после запятой (для данной геометрии и для любых количеств волн в волноводах и на отверстиях).

При расчетах конкретных устройств очень высокая точность не требуется, так как погрешность используемой математической модели может оказаться выше. Факторами, определяющими эту погрешность, как известно, являются потери в стенках волновода, анизотропия и потери в диэлектрике, отклонение геометрических размеров, округление углов в сечении волновода. Кроме специальных случаев расчета, например, волноводных нагрузок, эти факторы обычно не учитываются, к тому же большую часть из них учесть невозможно.

Были проведены расчеты для выбранных количеств волн в волноводах и на отверстиях при $b_{св} = b$, волновода размером 72×34 мм в диапазоне его основной волны с целью анализа влияния длины отверстия связи на выходные параметры. Основное внимание уделялось переходному затуханию C и направленности D . Длина отверстия связи изменялась от 90 до 126 мм с шагом 4 мм (первый просчет для выявления тенденции изменения затухания). Согласно рис. 1, где $b_{св} = b = 34$ мм; кривая 1 отвечает $a_{св} = 110$ мм; 2 — $a_{св} = 114$ мм; 3 — $a_{св} = 118$ мм; 4 — $a_{св} = 122$ мм; 5 — $a_{св} = 126$ мм, влияние $a_{св}$ на электрические параметры приводит к существенному изменению последних. С изменением $a_{св}$

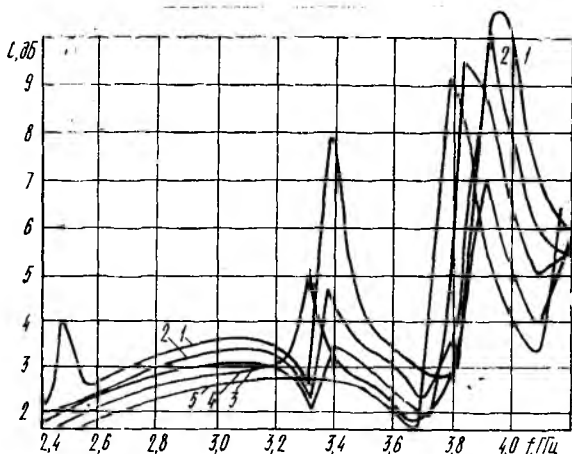


Рис. 1

отверстием «захватываются» новые силовые линии электрического поля, которое направлено поперек щели. Для каждого из отверстий на своих частотах, лежащих в верхней части основного диапазона волновода, наблюдается резкое изменение электрических характеристик H -моста. Это объясняется резонансными свойствами щели связи.

На рис. 1 отмечены требуемые полосы изменения переходного затухания: полоса 1 — $C = 3 \pm 0,2$ дБ, 2 — $C = 3 \pm 0,5$ дБ. Необходимо определить геометрии, которые обеспечивают ширину полосы по частоте $\pm 3\%$ для полосы 1 и $\pm 7\%$ для полосы 2. Уже при первом просчете видно, что полосу 1 обеспечивает отверстие с длиной $a_{св} = 118$ мм в широком частотном диапазоне $\pm 8,5\%$ (от 2,768 до 3,28 ГГц). Эта же геометрия обеспечивает затухание $3 \pm 0,5$ дБ (полоса 2) в диапазоне частот от 2,66 до 3,61 ГГц (на частоте $3,31 \pm 0,0135$ ГГц наблюдается уменьшение C до 2,16 дБ, а на частоте $3,37 \pm 0,015$ ГГц — увеличение C до 3,64 дБ), что составляет $\pm 15,15\%$. В диапазоне частот от 2,66 до 3,3 ГГц, что составляет 24,7%, переходное затухание изменяется плавно. Затухание $C = 3 \pm 0,2$ дБ дает также геометрии $a_{св} = 122$ мм в диапа-

зоне частот от 2,945 до 3,265 ГГц, что составляет $\pm 5,15\%$; $a_{св} = 110$ мм в диапазоне частот от 2,645 до 2,798 ГГц, что составляет $\pm 3\%$. Полосу $3 \pm 0,5$ дБ обеспечивают также отверстия с длинами 114 и 122 мм в диапазоне, несколько меньшем, чем при $a_{св} = 118$ мм, но больше, чем требуемые $\pm 7\%$. Равномерный ход, без выбросов по затуханию, как и при $a_{св} = 110, 114, 118, 122$ мм, в полосе $3 \pm 0,5$ дБ имеет отверстие длиной 126 мм, обеспечивая при этом от частоты 2,897 до 3,52 ГГц полосу $\pm 9,7\%$.

Это же отверстие обеспечивает $(3 \pm 0,2)$ дБ в полосе $\pm 4,5\%$ при $F_{центр} = 3,2675$ ГГц. Направленность для указанных геометрий частотных диапазонов составляет $D > 10$ дБ.

Необходимо исследовать влияние ребер в плоскости отверстия на выходные параметры H -моста для получения геометрий, обеспечивающих требуемые геометрические параметры. Следует ожидать, что появление ребер в плоскости связи как неоднородностей по оси y приведет к изменению спектра единичных полей на отверстии. Для этого рассмотрим вопрос о количестве и качестве единичных полей и их влияние на сходимость решения задачи. Ранее указывалось на обязательный учет поведения поля вблизи ребер (условие Мейкснера) как одного из эффективных способов улучшения сходимости решения [4].

В ряде практических случаев, включая и нашу задачу, интерес вызывает не само распределение электрического поля на отверстии, а его интегральные характеристики (энергетические параметры). В работе [5] утверждается, что особенность поведения поля на ребрах волновода мало влияет на интегральные характеристики устройства — коэффициенты отражения и другие коэффициенты матрицы рассеяния. Кроме того, в реальных устройствах щели прорезаются в стенках конечной толщины, где ребра несколько скруглены и не соответствуют математическому понятию острого ребра, приводящего к особенности поведения поля возле него. Сказанное позволяет в дальнейших расчетах не принимать во внимание поведение поля вблизи ребер.

Ожидая изменение весового вклада единичных полей на отверстии, задавали 60 волн типов H_{mn} и E_{mn} в волноводах и 40 функций типов $H_{m_{св}n_{св}}$ и $E_{m_{св}n_{св}}$ на отверстии. Оценке подвергались амплитудные коэффициенты e_i в разложении касательного электрического поля \vec{E}_t .

Из анализа полученных результатов следует, что при наличии ребер в плоскости отверстия (по оси y) весовой вклад координатных функций единичных полей типов $H_{m_{св}n_{св}}$, $E_{m_{св}n_{св}}$ с четными $n_{св}$ резко возрастает, что указывает на необходимость их учета на отверстии. Как видно из табл. 3, для получения двух-трех верных знаков после запятой достаточно учесть в волноводах до 40 волн типов H_{mn} , E_{mn} , а на отверстии — 10 функций типов $H_{m_{св}n_{св}}$, $E_{m_{св}n_{св}}$ ($n_{св}$ — четное). Время счета одного варианта на ЭВМ ЕС-1050 составляет около 5 с.

Таблица 3

| N_S | $ S ^2$ | 5 | 10 | 15 | 20 | 30 | 40 |
|-------|--------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| 5 | $ S_{21} ^2$ | 0,5072 | 0,5158 | 0,5215 | 0,5208 | 0,5148 | 0,5108 |
| | $ S_{41} ^2$ | 0,4925 | 0,4688 | 0,4498 | 0,4367 | 0,4211 | 0,4129 |
| 10 | $ S_{21} ^2$ | — | 0,5501 | 0,5392 | 0,5376 | 0,5115 | 0,5110 |
| | $ S_{41} ^2$ | — | 0,4491 | 0,4519 | 0,4493 | 0,4585 | 0,4698 |
| 15 | $ S_{21} ^2$ | — | — | 0,5171 | 0,5166 | 0,5161 | 0,5260 |
| | $ S_{41} ^2$ | — | — | 0,4796 | 0,4775 | 0,4763 | 0,4761 |

Проверка свойств унитарности матрицы рассеяния (4) показала, что оно выполняется с точностью до седьмого знака после запятой.

Таким образом, согласно полученным данным можно сделать вывод о независимости сходимости решения задачи от размеров отверстия связи в отличие от других математических методов, например, парных интегральных уравнений.

На рис. 2 показаны зависимости направленности H -моста от частоты. Кривая 1 соответствует $a_{св} = 90$ см. Аналогично кривые 2—6 отвечают 94; 98; 102; 106; 122 мм соответственно. Лучшую направленность имеет отверстие $a_{св} = 98$ мм (кривая 3): $D > 27$ дБ, а на некоторых участках достигает 43 дБ. Остальные из приемлемых отверстий имеют направленность от 20 до

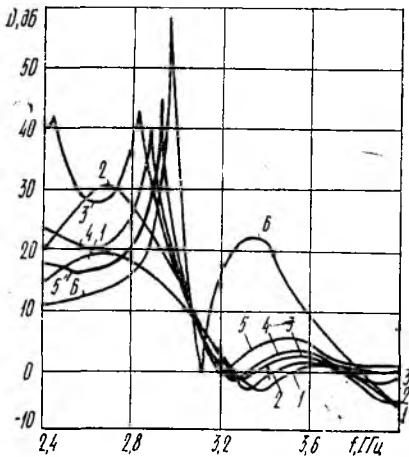


Рис. 2

30 дБ, тогда как направленность порядка 20 дБ считается достаточной для многих практических применений, требующих высоких направленных свойств.

Расчет H -моста с волноводами сечением 72×34 мм позволил получить ряд отверстий, обеспечивающих требуемые электрические параметры. Но решение задачи анализа H -моста при прямом подходе — последовательном просчете ряда вариантов с выявлением тенденций изменения электрических параметров в зависимости от геометрии отверстий — представляется не самым коротким. Поэтому разработан комплекс программ, оптимизирующий процесс отыскания необходимых геометрий отверстий H -мостов.

В результате применения программ оптимизации получены геометрические размеры отверстия связи, обеспечивающие требуемые отклонения переходного затухания ($3 \pm 0,5$) дБ и ($3 \pm 0,2$) дБ в возможно более широких частотных диапазонах. На рис. 3 приведены зависимости переходного затухания от частоты для волноводов сечением 72×34 мм для отверстий, обеспечивающих отклонение затухания ($3 \pm 0,5$) дБ в частотных диапазонах более 30 %.

Кривая 1 соответствует $y_1 = 4,33$ мм, $y_2 = 29,97$ мм, $a_{св} = 124,1$ мм. Аналогично кривая 2 отвечает 8,34; 24,68; 115,43, 3 — 6,62; 27,2; 1119,36 мм; 4 — 8,35; 26,57; 117,47 мм; 5 — 5,25; 29,36; 122,39 мм. Кривая 1 обеспечивает более жесткое условие клонения переходного затухания ($3 \pm 0,2$) дБ в частотной полосе 10 %; геометрии 2, 3, 4 дают по два диапазона — 7,16, и 7,52, 7,7 и 8,36, 6,98 и 8,36 % соответственно; геометрия 5 — диапазон 8,84 %. Найденные отверстия обеспечивают направленность H моста в пределах $10 < D < 75$ дБ.

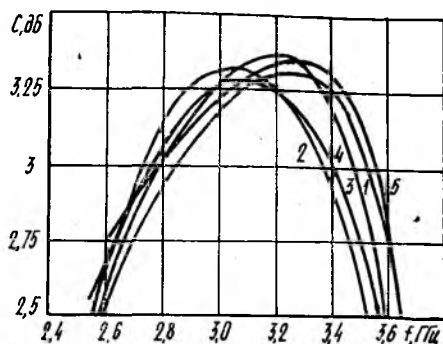


Рис. 3

Полученные результаты используются для построения САПР волноводных щелевых E - и T -мостов, направленных ответвителей и других сложных волноводно-резонаторных устройств СВЧ.

Список литературы: 1. Тиховский В. Ю., Пащенко Ж. Ф., Пироженко В. К. Автоматизированное проектирование волноводных щелевых мостов. Сообщение 1. Математическая модель щелевого H -моста // Радиотехника. 1988. Вып. 84. С. 100—107. 2. Неимонин П. В., Тиховский В. Ю., Пащенко Ж. Ф., Пироженко В. К. Автоматизированное проектирование волноводных щелевых мостов. Сообщение 3. Комплекс программ для расчета и оптимизации геометрических размеров H -мостов // Радиотехника. 1988. Вып. 87. С. 75—80. 3. Коган Н. Л., Машковцев Б. М., Цибизов К. Н. Сложные волноводные системы. Л., 1963. 355 с. 4. Лерер Л. М. Учет особенности на ребре при расчете критических частот и полей прямоугольного волновода с T -выступом // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1974. Т. 17, № 9. С. 90—93. 5. Амיתей Н., Галиндо Р., Ву Ч. Теория и анализ фазированных решеток / Пер. с англ. под ред. А. Ф. Чаплина. М., 1974. 455 с.

Поступила в редколлегию 07.01.88

• ДК 621.372

И. Н. БОНДАРЕНКО, канд. техн. наук, А. С. ГНЕСЬ, Н. О. ГНЕСЬ

РЕЖЕКТОРНЫЕ ФИЛЬТРЫ СВЧ НА ОСНОВЕ ВОЛНОВОДНО-КОАКСИАЛЬНЫХ СТРУКТУР

Проводящий штырь, введенный в волновод в середине его широкой стенки, оказывает режектурирующее воздействие на проходящую электромагнитную волну. При $l \sim \lambda/4$ (l — длина штыря, λ — длина волны в вакууме) это воздействие становится резонансным, но из-за низкой эквивалентной добротности такого резонатора получаемые характеристики не могут удовлетворить требованиям, предъявляемым к элементам селекции и режекции в практических устройствах. Характеристики таких режектурирующих устройств существенно улучшаются подключением к проводящему штырю,