

Исследование двухзазорной выходной системы многолучевого клистронного усилителя

Д. Н. Ечин, Ю. А. Трофимов, К. А. Зайцев, Н. А. Сухарева^a, В. М. Пикунов^b

Московский государственный университет имени М. В. Ломоносова, физический факультет, кафедра фотоники и физики микроволн. Россия, 119991, Москва, Ленинские горы, д. 1, стр. 2.

E-mail: ^asuhareva@phys.msu.ru, ^bvmpikunov@mail.ru

Статья поступила 05.04.2010, подписана в печать 01.06.2010

Исследована двухзазорная выходная система многолучевого клистронного усилителя с использованием современных средств измерений и моделирования параметров резонансных систем в сантиметровом диапазоне длин волн. Были адаптированы известные способы измерений методом двухполюсника под возможности используемого оборудования. Проводится сравнение результатов измерений с данными численного моделирования.

Ключевые слова: многолучевой клистронный усилитель (МЛК), выходная система, холодные измерения, моделирование.

УДК: 621.385.6. PACS: 41.20.Jb.

Введение

Многолучевые клистронные усилители нашли широкое распространение в качестве мощных источников микроволнового излучения [1]. Одним из важнейших узлов подобных устройств является выходная система, которая определяет КПД, мощность и рабочую полосу частот устройства.

На рис. 1 показан макет исследуемой ниже выходной системы многолучевого клистронного усилителя, изготовленный в лаборатории «Мощных источников СВЧ излучения» кафедры фотоники и физики микроволн физического факультета МГУ им. М. В. Ломоносова. Макет выполнен из латуни. Выходной резонатор 1 состоит из двух парциальных резонаторов, образующих зазоры взаимодействия электромагнитных полей с электронным потоком. Их пронизывают 19 пролетных каналов: один в центре и 18 расположенных по двум концентрическим окружностям с радиусами R_i , R_e . Парциальные резонаторы соединены между собой четырьмя

слотами связи 4, один из которых в свою очередь соединен с диафрагмой связи 2. Диафрагма связи 2 в поперечном сечении представляет собой прямоугольное отверстие $c \times d$. В качестве выходного волновода использовался отрезок прямоугольного волновода $a \times b$ с широкополосным коаксиально-волноводным переходом (КВП) 3. Электродинамические характеристики подобной (с двумя слотами связи) выходной системы подробно исследовались ранее в работе [2] с помощью программного комплекса CST Microwave Studio (MS) компании Computer Simulation Technology [3].

В настоящее время при проведении исследований микроволновых устройств широкое распространение нашли измерительные системы нового поколения и программы численного моделирования индустриального уровня. Сейчас подобные приборы [4] и программы [3] используются на кафедре фотоники и физики микроволн физического факультета МГУ им. М. В. Ломоносова для проведения научных исследований и обеспечения учебного процесса (выполнения студентами дипломных работ).

При измерениях коэффициента отражения от двухзазорной выходной системы 19-лучевой системы клистронного усилителя использовался векторный анализатор электрических цепей ZVB20 фирмы Rohde & Schwarz [4]. Для проведения численного моделирования использовался программный комплекс CST MS [3].

1. Метод двухполюсника для определения добротности и резонансных частот закрытого выходного резонатора

Метод двухполюсника [5, 6] нашел широкое применение для измерения характеристик микроволновых резонаторов, входных и выходных систем на их основе и т. п. резонансных систем. Этому методу соответствует режим однопортового рефлектометра для векторного анализатора цепей ZVB20. В методе двухполюсника измеряют амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) $G(\omega) = |\dot{G}|$ и фазочастотные характеристики (ФЧХ)

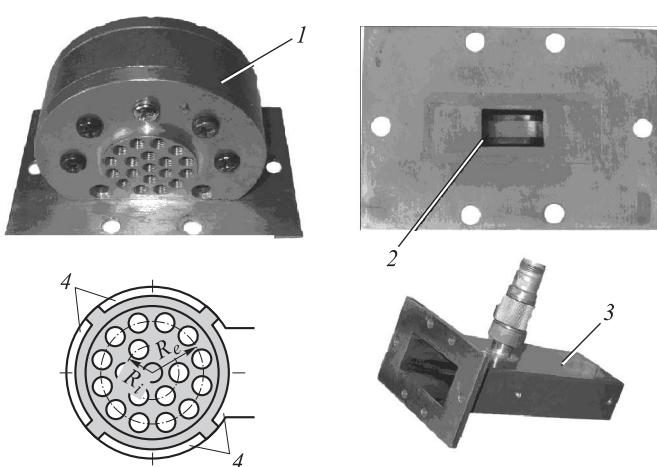


Рис. 1. Макет двухзазорной выходной системы 19-лучевого клистронного усилителя: 1 — выходной резонатор, 2 — диафрагма связи, 3 — отрезок выходного волновода с КВП, 4 — сечения щелей связи между парциальными резонаторами

$\Psi(\omega) = \arg(\dot{\Gamma})$ комплексного коэффициента отражения $\dot{\Gamma}(\omega)$ от рассматриваемой системы, $\omega = 2\pi f$ — круговая частота. По найденным частотным характеристикам $\Gamma(\omega)$, $\Psi(\omega)$ можно определить зависимость коэффициента стоячей волны (КСВ) от частоты, полное сопротивление резонаторной системы $Z(\omega)$ и т. п.

При измерениях добротности и резонансных частот открытых и закрытых микроволновых резонаторов использовались соответственно зонд или КВП, соединенные с измерительным прибором ZVB20 [3] коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом. Минимум амплитуды коэффициента отражения $\min \Gamma(\omega)$ достигается на резонансной частоте системы $\omega = \omega_r$. Это обстоятельство используется для измерения резонансных частот при обработке экспериментальных зависимостей $\Gamma(\omega)$.

Для определения добротности закрытых и нагруженных резонаторов существует ряд методов, использующих схему двухполюсника, отличающихся друг от друга выбором числа точек измерений, их положением на частотной оси и типом частотной характеристики — амплитуды коэффициента отражения, коэффициента стоячей волны (КСВ), мощности и т. п. Отметим, что метод измерения добротности по трем частотным точкам [6]. Для корректного определения погрешности измерений удобно использовать метод наименьших квадратов (МНК), основанный на линейном характере изменения реактивного сопротивления резонатора вблизи резонансной частоты [7]. Именно его будем использовать в дальнейшем для определения резонансных частот ω_r , нагруженной добротности Q_L , коэффициентов связи β , оценки случайной погрешности измерений частоты и добротностей закрытого резонатора и выходной системы. Отметим, что метод [7] не позволяет оценить систематические ошибки самого метода измерений, которые могут иметь значительную величину, и ниже будут рассмотрены соответствующие оценки для закрытого резонатора.

При практическом применении методов двухполюсника для нахождения добротностей и резонансных частот [5–7] необходимо знать величину связи $\beta = P_{\text{ext}}/P_0$ измерительной системы с исследуемым резонатором, P_{ext} — мощность активных потерь в цепи источника, P_0 — мощность тепловых потерь в стенках резонатора. Эта величина может быть найдена экспериментальным путем (например, из значения КСВ на резонансной частоте), если известен тип связи, который можно определить по поведению ФЧХ коэффициента отражения. Различают три типа [5, 6], характеризующихся величиной коэффициента связи:

1) сильная связь (больше критической) $\beta > 1$. При увеличении частоты фаза изменяется от $+180^\circ$ до -180° , проходя через нуль на резонансной частоте ω_r ;

2) критическая связь $\beta = 1$. На резонансной частоте ω_r фаза Ψ имеет скачок от $+90^\circ$ до -90° ;

3) слабая связь (меньше критической) $\beta < 1$. При увеличении частоты фаза Ψ становится меньше $+180^\circ$, а затем вновь увеличивается, проходя через $+180^\circ$ при резонансе (реверсивный характер фазы). Эта классификация следует из анализа круговых диаграмм Смита [5].

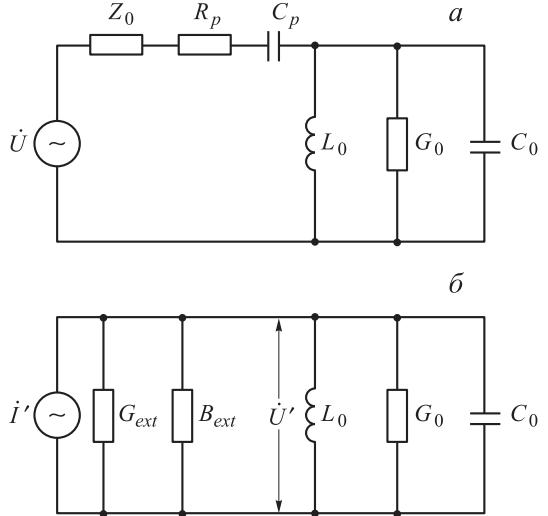


Рис. 2. Эквивалентная схема измерений параметров резонатора с помощью зонда (а) и схема резонаторно связанной системы с источником тока (б)

Остановимся подробнее на оценке погрешности метода измерения закрытых резонансных систем с помощью зонда. Будем считать, что при возбуждении резонатора зондом он расположен параллельно силовым линиям электрического поля, и будем использовать параллельную эквивалентную схему резонатора, показанную на рис. 2, а. Здесь L_0 , C_0 , R_0 , $G_0 = 1/R_0$ — эквивалентные параметры исследуемого резонатора: индуктивность, емкость, сопротивление и проводимость тепловых потерь; (C_p, R_p) — параметры связи (емкость и сопротивление) для зонда. Для оценки погрешности метода двухполюсника с использованием зонда введем эквивалентный источник тока I' вместо источника напряжения U , представляющего векторный анализатор электрических цепей (ZVB20), и преобразуем введенную схему измерений к параллельной резонаторно связанной системе (рис. 2, б). Выражения для активной и реактивной частей проводимости имеют вид

$$\begin{aligned} G_{\text{ext}}^{(p)} &= \frac{Z_0 + R_p}{(Z_0 + R_p)^2 + 1/(\omega C_p)^2}, \\ B_{\text{ext}}^{(p)} &= \frac{\omega C_p}{(Z_0 + R_p)^2 (\omega C_p)^2 + 1}. \end{aligned} \quad (1)$$

Как можно видеть из рис. 2, б, на резонансной частоте ω_r отношение мощности активных потерь в цепи источника к мощности потерь в стенках резонатора равно

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{G_{\text{ext}} |U'|^2}{G_0 |U'|^2} = \frac{Q_0(\beta)}{Q_{\text{ext}}(\beta)} = \frac{G_{\text{ext}}(\omega_r)}{G_0} = \\ &= R_0 \frac{Z_0 + R_p}{(Z_0 + R_p)^2 + 1/(\omega_r C_p)^2}. \end{aligned} \quad (2)$$

Наличие реактивной проводимости $iB_{\text{ex}}^{(p)}$ в преобразованных эквивалентных схемах приводит к изменению реактивной проводимости резонатора, которую можно интерпретировать как увеличение эквивалентной емкости:

$$\Delta C_0^{(p)} = \frac{B_{\text{ext}}^{(p)}}{\omega_0} > 0, \quad \frac{\Delta C_0^{(p)}}{C_0} \approx \sqrt{\frac{\beta}{Q_0(0)}} \sqrt{\frac{\rho}{Z_0}}. \quad (3)$$

Из последнего соотношения следует, что резонансная частота при погружении зонда уменьшается. Можно получить следующие оценки погрешности метода при измерении резонансной частоты ω_r :

$$\omega_r^{(p)}(\beta) \approx \omega_0 \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta C_0^{(p)}}{C_0} \right), \quad (4)$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{L_0 C_0}$.

Недостатком формулы (4) является то, что в определение относительной погрешности (3) входит волновое сопротивление резонатора, которое определяется для резонаторных систем неоднозначно, что может приводить к существенным ошибкам.

Поскольку теоретические расчеты собственной добротности имеют невысокую точность [6], при оценке погрешности измерений собственной добротности $Q_0(0)$ нужно исходить из результатов измерений. Как следует из приведенного анализа (1), (2), при уменьшении емкости связи $C_p \rightarrow 0$ величины $B_{\text{ext}}^{(p)}$ и β стремятся к нулю. При $\beta \neq 0$ измеряемая резонансная частота $\omega_r(\beta)$ и собственная добротность связанной системы $Q_0(\beta)$, состоящей из измерительной системы и исследуемого резонатора, отличаются от резонансной частоты $\omega_0 = \omega_r(0)$ и собственной добротности $Q_0(0)$ закрытого резонатора. Рассмотрим соотношение, вытекающее из определения нагруженной $Q_L(\beta)$, собственной $Q_0(\beta)$ и внешней $Q_{\text{ext}}(\beta)$ добротностей резонатора:

$$Q_0(\beta) - Q_L(\beta) = \beta \cdot Q_L(\beta) > 0. \quad (5)$$

При коэффициенте связи $\beta = 0$ должно выполняться равенство нагруженной $Q_L(0)$ и собственной $Q_0(0)$ добротностей закрытого резонатора. Таким образом, соотношение (5) отражает меру погрешности в определении добротности при $\beta \neq 0$. Это также указывает на способ измерения собственной добротности резонатора методом двухполюсника с использованием зонда. Наиболее точный результат измерения добротности получается при наименее возможном коэффициенте связи β . Для дальнейшего введем относительную погрешность метода двухполюсника

$$\frac{\Delta Q}{Q} = \frac{Q_0(\beta) - Q_L(\beta)}{Q_0(\beta) + Q_L(\beta)} = \frac{\beta}{2 + \beta}.$$

Средние значения для собственной $\bar{Q}_0(\beta)$ и нагруженной $\bar{Q}_L(\beta)$ добротностей резонатора и их систематические погрешности метода ΔQ_0 и ΔQ_L даются формулами

$$\begin{aligned} \bar{Q}_0(\beta) &= Q_0(\beta)(1 - \Delta Q/Q) = 2 \frac{Q_0(\beta)Q_L(\beta)}{Q_0(\beta) + Q_L(\beta)} = \\ &= Q_L(\beta) \frac{2 + 2\beta}{2 + \beta} = \langle Q \rangle, \quad \Delta Q_0 = Q_0(\beta) \frac{\Delta Q}{Q}, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \bar{Q}_L(\beta) &= Q_L(\beta)(1 + \Delta Q/Q) = 2 \frac{Q_0(\beta)Q_L(\beta)}{Q_0(\beta) + Q_L(\beta)} = \\ &= Q_L(\beta) \frac{2 + 2\beta}{2 + \beta} = \langle Q \rangle, \quad \Delta Q_L = -Q_L(\beta) \frac{\Delta Q}{Q}. \end{aligned} \quad (7)$$

На рис. 3 представлены графики зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma(f)|$ и фазы $\Psi(f)$ от частоты при возбуждении закрытого выходного резонатора при погружении зонда в центральный пролетный

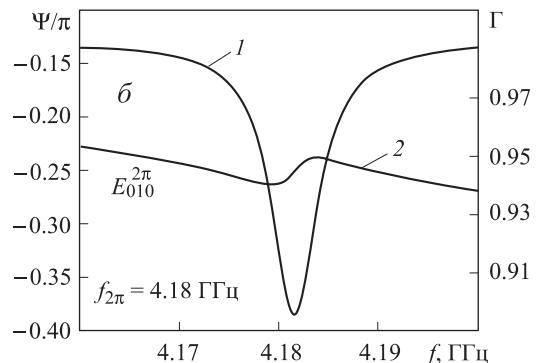
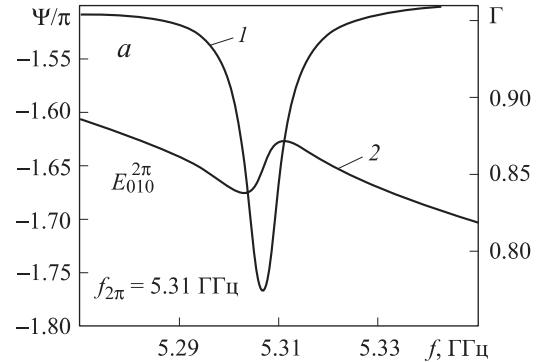


Рис. 3. Амплитуды (кривая 1) и фазы (кривая 2) коэффициента отражения для рабочей (синфазной) (а) и паразитной (противофазной) (б) мод закрытого выходного двухзазорного резонатора при возбуждении зондом, помещенным в центральный пролетный канал

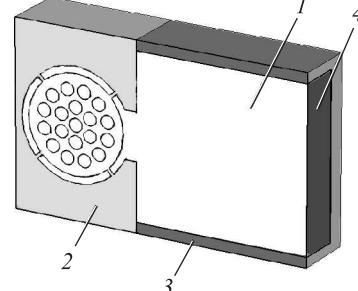


Рис. 4. Сечение трехмерной модели открытой выходной системы многолучевого клистрона, построенной в среде CST MS: 1 — внутренний объем выходной системы, ϵ_0, μ_0 ; 2 — стены выходного резонатора из материала $\sigma_r, \epsilon_r, \mu_r$; 3 — стены волновода из материала $\sigma_w, \epsilon_w, \mu_w$; 4 — волноводный порт

канал, полученные с помощью прибора ZVB20. В этом случае диафрагма связи (рис. 4) закрывалась металлической пластиной.

Ограничимся обсуждением лишь 2π -вида (рабочий тип) и π -вида (паразитный тип) колебаний моды E_{010} . Из поведения ФЧХ коэффициента отражения (рис. 3) следует, что измерения проводились в режиме слабой связи. Результаты измерения резонансной частоты, добротностей, коэффициента связи (индекс T) и оценок погрешности метода и измерений приведены в табл. 1. Приведены лишь систематические ошибки метода измерений согласно формулам (4), (6), (7). Отметим, что

Таблица 1
Сравнение параметров исследуемых типов колебаний
закрытого выходного резонатора, полученных
при моделировании и экспериментальных
исследованиях

Тип	f_0^T , ГГц	f_0^M , ГГц	$\langle Q \rangle$	Q_0^T	Q_L^T	β^T
π	4.18(1 + 0.004)	4.10	696	715 – 19	678 + 18	0.055
2π	5.31(1 + 0.008)	5.28	552	587 – 35	521 + 31	0.13

при оценке погрешности метода для частоты f_0^T по формуле (4) использовалось волновое сопротивление $\bar{\rho} = 59$ Ом, полученное усреднением волновых сопротивлений для центрального, внутренних и периферийных пролетных каналов. Эти величины рассчитывались аналогично [2] и составили 75, 64, 37 Ом соответственно. Относительная ошибка метода измерений [7] добротностей и резонансных частот составила $\approx \pm 1\%$.

Проводилось также численное моделирование многолучевого выходного двухзазорного резонатора с использованием модуля решения задач на собственные значения программы CST MS. Результаты моделирования резонансной частоты f_0^M содержатся во втором столбце табл. 1 (индекс M). Одной из возможностей оценки погрешности моделирования является величина ошибки для круглого цилиндрического резонатора без потерь, для которого можно найти точное аналитическое решение. Отметим, что при рассматриваемых величинах добротности можно с достаточной степенью точности пренебречь зависимостью резонансных частот от потерь в стенках. В этом случае относительная ошибка моделирования частоты составляет порядка 0.5% при различных размерах ячеек сетки. В то же время рассматриваемая геометрия выходной системы более сложная, содержит пролетные каналы достаточно малого диаметра, имеются ребра, на которых электромагнитные поля требуют специального рассмотрения. Поэтому оценка, описанная выше, может быть в несколько раз больше.

С помощью программы CST MS выполнено численное исследование эффективной удельной проводимости σ_{eff} по постоянному току для стенок закрытого резонатора. Она была определена подбором σ_{eff} при сравнении расчетной собственной добротности резонатора с данными измерений собственной добротности $\langle Q \rangle = 696$ для рабочей моды и составила $\sigma_{eff} \approx 7 \cdot 10^5$ Ом $^{-1} \cdot$ м $^{-1}$. Отметим, что σ_{eff} определяется не только проводимостью стенок по постоянному току σ , но и качеством обработки внутренней поверхности резонатора, а также зависит от частоты резонанса.

2. Исследования открытой выходной системы многолучевого клистрона

В открытой выходной системе выходной резонатор 1 (см. рис. 1) связан с выходным волноводом посредством резонансной щели связи, а возбуждение выходной системы осуществляется с помощью широкополосного КВП 3, подсоединеного к измерительному комплексу коаксиальным кабелем. Получение априорных оценок погрешности метода измерения в этом случае весьма затруднительно. Ограничимся далее учетом лишь случайной ошибки измерений, получаемой методом наименьших квадратов [7]. Модель двухзазорной 19-лучевой выходной системы клистронного усилителя была построена при помощи программы CST MS (рис. 4). Параметры материалов стенок выбирались с учетом σ_{eff} , найденной выше. Толщина стенок существенно превышала толщину скин-эффекта для выбранных материалов стенок и частот рассматриваемых мод. Возбуждение выходной системы осуществлялось с помощью волноводного порта, который представлял собой численный аналог микроволнового генератора, нагруженного прямоугольным волноводом с поперечным сечением $S_{a \times b}$. Построение матрицы рассеяния однопортовой системы S_{11} , которая эквивалентна для этого случая комплексному коэффициенту отражения Γ , проводилось с помощью метода нестационарного импульса, реализованного в программе CST MS.

Было проведено экспериментальное исследование макета двухзазорной выходной системы 19-лучевого клистрона. На рис. 5 показаны амплитуды и фазы коэффициентов отражения Γ многолучевой выходной системы для рабочей 2π -моды E_{010} . Рис. 5, а соответствует данным измерений, а рис. 5 б – результатам моделирования. Поведение фазочастотных характеристик коэффициента отражения Γ соответствует режиму, близкому к критическому. Результаты обработки экспериментальных данных (индекс T), а также результатов моделирования (индекс M) сведены в табл. 2. При нахождении добротностей и резонансных частот, полученных с помощью моделирования, использовался метод наименьших квадратов [7] подобно тому, как это делается при обработке экспериментальных данных. Следует подчеркнуть, что изготовленный макет выходной системы имеет чрезвычайно малую рабочую полосу частот. Для ее увеличения на практике широко используются волноводные фильтровые системы.

Отметим, что при исходном положении диафрагмы связи паразитная мода оказывается запертой и не регистрируется в выходном волноводе. Наличие запертой моды в силу ее высокой добротности может приводить к пробоям в выходном резонаторе. При численном исследовании влияния положения выходной диафрагмы на параметры паразитной моды вычислялся модуль

Таблица 2
Сравнение параметров рабочей моды открытой выходной системы, полученных при моделировании и экспериментальных исследованиях

Тип	f_0^T , ГГц	f_0^M , ГГц	Q_0^T	Q_0^M	Q_L^T	Q_L^M	β^T	β^M	$(\Delta f/f)^T$, %	$(\Delta f/f)^M$, %
2π	5.24 ± 0.25	5.21 ± 0.03	464 ± 12	435 ± 11	240 ± 16	224 ± 14	0.93	0.94	0.43	0.44

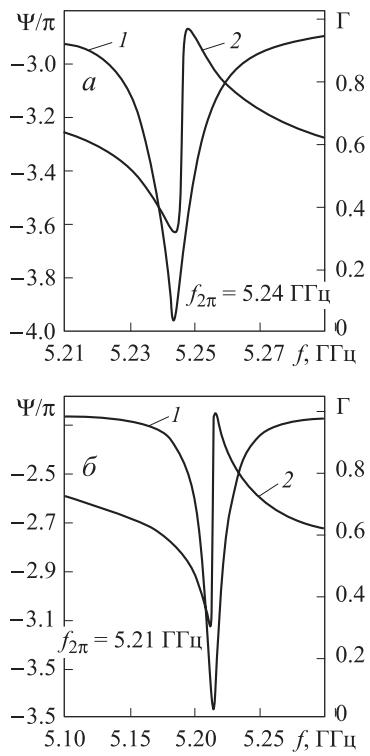


Рис. 5. Амплитуды (кривая 1) и фазы (кривая 2) коэффициентов отражения Γ многолучевой выходной системы для рабочей моды, полученные при возбуждении макета через КВП (а) и при моделировании с использованием однопортовой системы (б)

Таблица 3

Параметры исследуемых мод при смещении диафрагмы связи

Тип	δ , мм	f_0^M , ГГц	Q_0^M	Q_L^M	β	$(\Delta f/f)^M$, %
π	1.67	4.15 ± 0.02	185 ± 5	183 ± 5	0.011	0.55
2π	1.67	5.21 ± 0.02	365 ± 10	183 ± 5	0.98	0.55

коэффициента отражения Γ при смещении окна связи вправо относительно центра резонатора. При этом регистрировалась как рабочая, так и паразитная моды.

Смещение диафрагмы позволяет уменьшить собственную добротность паразитной моды с $Q_0 = 696$ (табл. 1) до $Q_0 = 185$ при $\delta = 1.67$ мм (табл. 3). Проведенное исследование имеет важное практическое значение при разработке подобных устройств.

Заключение

Адаптирован известный в литературе метод двухполюсника для измерения резонансных частот, добротностей и волновых сопротивлений к возможностям векторного анализатора цепей ZBV20 фирмы Rohde & Schwarz.

Для двухзазорной выходной системы многолучевого клистрона проведено сравнение экспериментально полученных параметров с результатами численного моделирования с помощью пакета программ CST MS фирмы Computer Simulation Technology. Измеренные и найденные с помощью моделирования значения резонансных частот закрытого резонатора согласуются в пределах ошибок измерения и моделирования.

Показано, что без использования согласующей фильтровой системы в выходном волноводе рабочая полоса частот выходной системы составляет порядка 0.5 %.

С помощью численного моделирования найдено, что смещение щели связи позволяет существенно уменьшить собственную добротность паразитной моды $E_{010}^{(\pi)}$.

Список литературы

1. Ding Y.G. Theory and Computer Simulations of High Power Klystron (in Chinese). 2008.
2. Зайцев К.А., Пикинов В.М., Сандалов ?? и др. // Электромагнитные волны и электронные системы. 2008. **13**, № 11. С. 54.
3. HF Design and analysis. CST Microwave Studio. Advanced topic. Ver. 4. 23 August 2002. P. 27.
4. Векторный анализатор электрических цепей R&S ZVB20. Техническое описание. Версия 4.0, 2005.
5. Альтман Дж.Л. Устройства сверхвысоких частот. М., 1968.
6. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. М., 1970.
7. Frait Z., Patton C.E. // Rev. Sci. Instrum. 1980. **51**, N 8.

Research activities on double-gap output section of multiple-beam klystron

D. N. Echin, Y. A. Trofimov, K. A. Zaitsev, N. A. Sukhareva^a, V. M. Pikunov^b

Department of Photonics and Microwave Physics, Faculty of Physics, M. V. Lomonosov Moscow State University, Moscow 119991, Russia.

E-mail: ^asuhareva@phys.msu.ru, ^bvmpikunov@mail.ru.

In this article the double-gap output section of multiple-beam klystron is studied using modern measurement equipment and computer simulation methods. Well-known techniques of cold two-terminal measurements are adapted to equipment capabilities. Comparison between measured characteristic and computer simulation results is discussed.

Keywords: multiple-beam klystron (MBK), output structure, cold measurements, 3D simulation.

PACS: 41.20.Jb.

Received 5 April 2010.

English version: *Moscow University Physics Bulletin* 6(2010).

Сведения об авторах

1. Ечин Денис Николаевич — студент; e-mail: denzens@gmail.com.
2. Трофимов Юрий Александрович — студент; e-mail: yurec-troff@yandex.ru.
3. Зайцев Константин Алексеевич — программист; e-mail: zaitsevka@list.ru.
4. Сухарева Наталья Александровна — канд. физ.-мат. наук, доцент; тел.: (495) 939-11-14, e-mail: suhareva@phys.msu.ru.
5. Пикинов Виктор Михайлович — канд. физ.-мат. наук, ст. преподаватель; e-mail: vmpikunov@mail.ru.