

В. В. Гламаздин, М. П. Натаров, В. Н. Скресанов, А. И. Шубный

РАДИАЦИОННЫЕ ПОТЕРИ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СВЯЗИ ОТКРЫТЫХ РЕЗОНАТОРОВ

*Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины
12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина
E-mail: skresanov@ire.kharkov.ua*

Представлены результаты экспериментального исследования радиационных потерь энергии, имеющих место при возбуждении открытого резонатора (ОР) или выводе из него энергии сосредоточенным элементом связи (ЭС). Модифицированы два предложенных ранее метода измерений, один из которых основан на измерении квадратов амплитуд полей в ОР и связанных с ним волноводах (метод баланса мощностей), а другой на измерении импеданса ОР, представленного с помощью эквивалентной схемы замещения (импедансный метод). Обоснована эквивалентная схема ОР, учитывающая прямое излучение ЭС в свободное пространство и излучение из-за рассеяния резонансного поля на ЭС. Исследованы ЭС двух типов, наиболее часто используемых в ОР мм диапазона: отверстие в диафрагме на зеркале и зауженный открытый конец волновода (щель) на зеркале. Приведены результаты измерений отдельных составляющих радиационных потерь и их влияние на эффективность возбуждения ОР и вывода энергии из ОР. Выявлены факторы, приводящие к снижению эффективности возбуждения ОР. Дана сравнительная характеристика ЭС двух типов, показано, что ЭС в виде щелей в целом имеют более высокую эффективность, чем ЭС в виде отверстий. Ил. 9. Табл. 2. Библиогр.: 19 назв.

Ключевые слова: открытый резонатор, элемент связи, радиационные потери, эффективность возбуждения, эффективность вывода энергии, добротность, эквивалентная схема резонатора.

Сосредоточенные элементы связи (ЭС) типа «щель» или «отверстие на зеркале», связывающие открытый резонатор (ОР) с волноводом, являются самыми простыми и распространенными видами устройств связи, применяемых в ОР в см и мм диапазонах длин волн. Такие устройства связи в открытых системах всегда имеют радиационные потери, что связано, во-первых, с излучением части не расходуемой на возбуждение резонансного колебания энергии в свободное пространство, (так называемый «нерезонансный фон»), и во-вторых, с рассеянием на ЭС поля резонансного колебания [1–3]. Чтобы описать эти процессы количественно, было введено понятие «эффективность возбуждения ОР» [2]. Ряд последующих теоретических и экспериментальных работ был посвящен главным образом принципиальному ответу на вопрос: возможно ли сосредоточенными устройствами связи возбуждать с высокой эффективностью ОР? Результаты, полученные в работах [4–7], показали, что эффективность возбуждения ОР сосредоточенными ЭС может достигать величины 0,9 и более, а может и снижаться до малых значений. Рассматривалась также эффективность вывода энергии из ОР через такие ЭС [4, 7–9], и было показано, что эта величина определяется рассеивающими свойствами ЭС.

Чтобы более детально проанализировать процесс возбуждения ОР, была предложена феноменологическая двумерная модель связи ОР с волноводом [8–10]. В общем виде были выявлены факторы, приводящие к снижению эффективности возбуждения ОР и выводу энергии из ОР через сосредоточенный ЭС. Однако эти факторы реализуются в реальных ЭС различных типов с особенностями, присущими конкретному типу ЭС.

Отсюда вытекает задача проведения систематических экспериментальных исследований характеристик связи ОР с волноводом для разных типов сосредоточенных ЭС. Другая важная задача – совершенствование экспериментальных методов исследования радиационных потерь в ЭС ОР с целью измерения характеристик обеих составляющих радиационных потерь: нерезонансного фона и резонансного рассеяния.

Один из предложенных нами методов экспериментального исследования радиационных потерь ЭС ОР обоснован в работе [4]. В основу положено измерение баланса мощностей: поступающей по волноводу в ОР мощности в режиме вынужденных колебаний и мощности потерь нагруженного ОР. Для нахождения запасенной и теряемой в ОР энергии используются специальные методы калибровки применяемых в ОР ЭС и измерения собственной и нагруженной добротности. Необходимо также рассчитать, либо измерить, распределение амплитуды поля по объему резонатора. В данной работе показано, что прокалибровав соответствующим образом исследуемый ЭС, можно определить как резонансное рассеяние, так и нерезонансный фон такого ЭС.

Другим плодотворным подходом к экспериментальному изучению радиационных потерь ЭС ОР является импедансный метод [6, 11]. Согласно этому методу из физических соображений постулируется эквивалентная схема ОР, связанного с волноводом, и строится методика измерений номиналов элементов эквивалентной схемы. После этого требуемые характеристики ЭС вычисляются по формулам, полученным из анализа эквивалентной схемы. Метод импеданса применим к ОР любого типа и позволяет дополнитель-

но рассчитать нормированные мощности резонансной и нерезонансной составляющих радиационных потерь ЭС.

В работах [6, 11, 12] для моделирования радиационных потерь в ЭС ОР применялась традиционная эквивалентная схема, которая была предложена для объемных резонаторов с потерями в ЭС. С помощью этой схемы в явном виде описываются нерезонансные потери в ЭС ОР. В нашей работе будет показано, что величина «эффективность возбуждения ОР», полученная на основе традиционной эквивалентной схемы [6, 11], не соответствует определению величины «эффективность возбуждения ОР», введенному в работе [2], поскольку резонансное рассеяние на ЭС неявно входит в собственные потери эквивалентного резонансного контура. И лишь в работе [13] в эквивалентную схему ОР в явном виде введен импеданс, описывающий резонансное рассеяние. Необходимость введения импеданса, учитывающего резонансное рассеяние, следовала из тщательного анализа коэффициента отражения ОР [11], рассчитанного в рамках предложенной нами ранее теоретической модели ОР [8–10]. Проведенные измерения подтвердили необходимость введения импеданса, описывающего резонансное рассеяние [14].

Следует отметить, что эквивалентная схема ОР в [15] содержит сопротивление, описывающее рассеяние на ЭС, но в целом эта схема не верна. Достаточно лишь заметить, что в соответствии с эквивалентной схемой [15] при больших расстройках частоты возбуждающего ОР сигнала относительно резонансной частоты, модуль коэффициента отражения будет стремиться к единице, в то время как прямые измерения коэффициента отражения ОР в диапазоне частот дают значения меньше единицы, в чем и состоит принципиальное отличие характеристик возбуждения ОР от характеристик возбуждения объемных резонаторов.

Целью настоящей работы является экспериментальное исследование радиационных потерь сосредоточенных ЭС, применяемых в ОР мм диапазона волн. Для достижения цели оба вышеупомянутых метода измерений были развиты и применены для проведения экспериментального исследования характеристик ОР с сосредоточенными ЭС в виде щели на зеркале, плавно переходящей в стандартный волновод, и ЭС в виде отверстия в диафрагме на зеркале, разделяющей ОР и волновод. Проведено сравнение характеристик ОР с ЭС обоих типов при различной степени связи ОР с волноводом, дана физическая интерпретация полученным результатам.

1. Волновые процессы в ОР и эффективность сосредоточенных ЭС. В начале рассмотрим режим свободных колебаний. Волновой процесс в ОР и волноводе можно представить с помощью схемы (рис. 1), аналогичной приведенной в работе [3], в виде составляющих, обусловленных процессами отражения, рассеяния,

дифракции и поглощения падающей по волноводу на ОР электромагнитной волны.

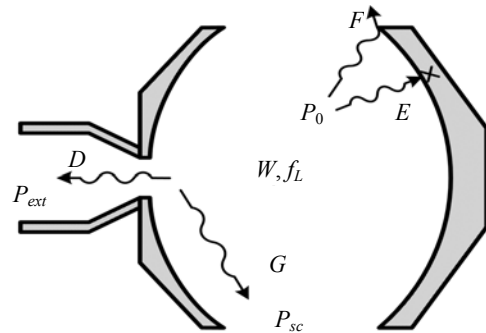


Рис. 1. ОР в режиме свободных колебаний

Если ОР не связан с внешними линиями передачи и в нем нет никаких ЭС, то колебания электромагнитного поля происходят на частоте f_0 – частоте собственного резонанса. В случае наличия ЭС в ОР происходят колебания на частоте f_L – частоте нагруженного резонанса, при этом учитывая, что для высокодобротного резонатора разница частот f_L и f_0 порядка ширины резонансной кривой, можно считать, что $f_L \approx f_0$. Потери энергии резонансного колебания обусловлены собственными потерями ОР (волны F и E) и потерями, вносимыми ЭС (волны G и D). Пусть в ОР на какой-то момент времени запасена энергия W , а затухание во времени достаточно медленное. Среднюю за период колебаний мощность собственных потерь на этот же момент времени обозначим P_0 . На ЭС рассеивается в свободное пространство мощность P_{sc} (волна G), а в волновод уходит мощность P_{ext} (волна D) – мощность внешних потерь (термин дан по аналогии с объемными резонаторами).

Определим, согласно [4], эффективность вывода энергии ЭС как отношение мощности потерь во внешнем волноводе к общей мощности потерь, вносимой ЭС в ОР:

$$\eta_{out} = \frac{P_{ext}}{P_{ext} + P_{sc}}. \quad (1)$$

Суммарная мощность потерь ОР и запасенная энергия связаны соотношением

$$Q_L = \frac{2\pi f_L W}{P_0 + P_{sc} + P_{ext}}, \quad (2)$$

где Q_L – нагруженная добротность ОР. Мощность собственных потерь и запасенная энергия связаны подобным соотношением с собственной добротностью Q_0

$$Q_0 = \frac{2\pi f_0 W}{P_0}. \quad (3)$$

Аналогичными выражениями мощность рассеяния на ЭС P_{sc} связана с добротностью рассеяния Q_{sc} , а мощность потерь ОР в линии передачи P_{ext} – с внешней добротностью Q_{ext} . Тогда эффективность вывода энергии (1) можно выразить через парциальные добротности

$$\eta_{out} = \frac{Q_{ext}^{-1}}{Q_{ext}^{-1} + Q_{sc}^{-1}}. \quad (4)$$

Если в ОР возбудить резонансное колебание на частоте f_L с запасенной энергией W не через исследуемый ЭС (ИЭС), а каким-либо другим способом, например через дополнительный ЭС на другом зеркале, то через ИЭС во внешний волновод будет уходить мощность P_{ext} и рассеиваться во внешнее пространство мощность P_{sc} , такие же, как и в режиме свободных колебаний. Поскольку $P_{ext} \sim W(f)$ и $P_{sc} \sim W(f)$, т. е. имеют одинаковую функциональную зависимость, то эффективность вывода энергии в первом приближении зависит только от рассеивающих свойств ЭС.

Коэффициент связи резонатора с линией передачи по определению есть отношение внешних потерь к потерям в резонаторе $\beta_{wg} = Q_0/Q_{ext}$. Аналогично определим коэффициент связи ОР с пространством как $\beta_{sc} = Q_0/Q_{sc}$. Тогда из (2), (3) получим соотношение, по виду аналогичное формуле для объемного резонатора, связанного с двумя линиями передачи

$$Q_0 = Q_L(1 + \beta_{wg} + \beta_{sc}) = Q_L(1 + \beta_{\Sigma}). \quad (5)$$

Таким образом, суммарный коэффициент связи β_{Σ} , определенный собственной и нагруженной добротностями ОР, характеризует связь ОР одновременно как с линией передачи, так и с пространством.

Если рассматривать ЭС как устройство, связывающее ОР только с волноводом, то по отношению к потерям в волноводе P_{ext} потери в ОР определяются суммой собственных потерь и потерь рассеяния на ЭС в пространство ($P_0 + P_{sc}$). В этом случае удобной характеристикой добротности ОР является добротность Q_z , которая, как будет показано далее, является добротностью эквивалентного контура схемы замещения ОР цепью с сосредоточенными параметрами и непосредственно следует из измерений импеданса ОР в волноводе

$$Q_z = \frac{2\pi f_z W}{P_0 + P_{sc}}, \quad (6)$$

где f_z – резонансная частота эквивалентного контура, причем $f_L \approx f_z \approx f_0$.

В этом случае коэффициент связи с волноводом выразим как $\beta = Q_z/Q_{ext}$ и справедливо традиционное соотношение

$$Q_z = Q_L(1 + \beta). \quad (7)$$

Рассмотрим теперь двухзеркальный квазиоптический ОР, возбуждаемый через сосредоточенный ЭС на одном из зеркал (рис. 2).

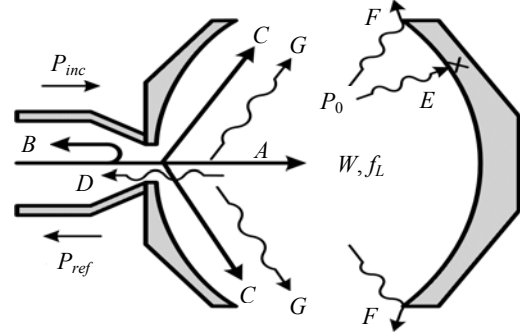


Рис. 2. ОР в режиме вынужденных колебаний

Падающая волна частично отражается от ЭС (волна B) и частично проходит через ЭС в ОР, разделяясь на часть, идущую на возбуждение резонансного колебания (волна A), и часть, излучающую непосредственно в свободное пространство и не участвующую в возбуждении резонансного колебания (волна C). С волной C ассоциируется зависящая от частоты источника колебаний мощность нерезонансного излучения $P_{rad}(f)$ из ЭС в свободное пространство («нерезонансный фон» [1, 2]). Поле резонансного колебания поглощается в материале зеркал и диэлектрическом заполнении ОР (волна E), дифрагирует на краях зеркал (волна F), проникает через ЭС в волновод (волна D) и рассеивается на ЭС в свободное пространство (волна G). Интерференция этих волн определяет потоки мощности в ОР и связанном с ним волноводе.

В результате в стационарном режиме возбуждения на частоте f в ОР устанавливаются следующие потоки электромагнитной энергии. По волноводу к ОР падает волна с мощностью P_{inc} . От ОР по волноводу уходит отраженная волна, являющаяся результатом интерференции волн B и D и переносящая мощность $P_{ref}(f)$. Известно [16], что в отраженной от резонатора волне складываются почти противофазные комплексные амплитуды волн B и D и в одномодовом волноводе можно только установить: модуль какой из волн больше по результатам измерения фазы суммарной волны (связь больше или меньше критической).

Волна A формирует резонансное колебание с запасенной энергией $W(f)$, а ее мощность расходуется на восполнение собственных

потерь энергии колебаний в ОР с мощностью $P_0(f)$, определяемых волнами F и E (дифракционные и омические потери), и потерь, обусловленных рассеянием на ЭС поля резонансного колебания (волна G). Волна C , излучаемая из ЭС и представляющая собой нерезонансный фон, и волна G интерферируют и образуют излучение в свободное пространство с мощностью $P_\Sigma(f)$. Баланс мощности в этом случае имеет вид

$$P_{inc} - P_{ref}(f) = P_0(f) + P_\Sigma(f) = P_t(f), \quad (8)$$

где $P_t(f)$ – мощность, прошедшая из волновода через ЭС. Считаем, что величина P_{inc} не зависит от частоты. В дальнейшем будем опускать обозначение частотной зависимости, подразумевая, что эта зависимость существует и она существенна в окрестности частоты резонанса. Следует сразу предостеречь от смешивания величин мощностей в формулах (2), (3) и (8). В выражения (2), (3) входят средние за период потери запасенной в ОР энергии в режиме свободных колебаний. В формулу (8) входят потери мощности источника СВЧ-сигнала в стационарном режиме вынужденных колебаний ОР, расходуемые на восполнение потерь в резонаторе, обусловленных различными механизмами.

Введем, следуя работе [2], эффективность возбуждения резонансного колебания в ОР η как отношение мощности собственных потерь к мощности, вышедшей из волновода через ЭС

$$\eta = \frac{P_0}{P_{inc} - P_{ref}} = \frac{P_0}{P_0 + P_\Sigma}. \quad (9)$$

Как видно, в знаменатель (9) входит слагаемое P_Σ , которое является мощностью суммы резонансного (т. е. рассеянной части поля ОР) и нерезонансного (т. е. излученной помимо резонансного колебания) полей. Известно, что излучатели с малыми размерами (порядка или меньше длины волны) имеют диаграммы направленности излучения и рассеяния близкие по форме ([17], с. 194). Это выполняется и для сосредоточенных ЭС (поскольку их можно рассматривать как излучатели), а кроме того, как было показано [10], поля излучения и рассеяния в ОР на частоте собственного резонанса имеют фазы, близкие к противоположным. В результате интерференции амплитуды полей излучения и рассеяния имеют резонансную частотную зависимость.

В случае полной идентичности диаграмм направленности излучения и рассеяния (малые по сравнению с длиной волны размеры ЭС на зеркале), при равенстве амплитуд резонансной и нерезонансной составляющих, возможна полная компенсация излучения ЭС, подобно режиму критической связи в волноводе при возбуждении объем-

ного резонатора. Очевидно, что в этом случае эффективность (9) будет стремиться к единице. При неравенстве амплитуд излучение из ЭС будет иметь место, и подобно отраженной волне в одномодовом волноводе, о преобладании резонансной или нерезонансной составляющей можно судить лишь по фазе излученного сигнала.

Различие диаграмм направленности волн G и C и /или отличие их разности фаз от π приводит к тому, что в результате интерференции волн G и C по некоторым направлениям в пространстве устанавливаются потоки мощности, которые можно отождествить либо с волной G , либо с волной C . В этом случае можно говорить о разделении мощности радиационных потерь на две части:

$$P_\Sigma(f) = P_{sc}(f) + P_{rad}(f). \quad (10)$$

Как будет показано далее, адекватное восстановление параметров эквивалентной схемы ОР с помощью измерений методом импеданса делает возможным расчет составляющих мощностей в (10). Возможность нахождения мощностей резонансной $P_{sc}(f)$ и нерезонансной $P_{rad}(f)$ составляющих суммарных радиационных потерь основана на различном их влиянии на характеристики ОР: нерезонансное излучение влияет только на потери мощности источника СВЧ-колебаний, а резонансное – как на потери мощности, так и на добротность ОР.

В методе импеданса измеряемой характеристикой эффективности возбуждения ОР является величина

$$\eta_{rad} = \frac{P_0 + P_{sc}}{P_t}, \quad (11)$$

которую мы назвали фактором нерезонансных потерь. Сравнивая (11) с (9), видим, что только в случае малости мощности рассеяния по сравнению с мощностью собственных потерь в ОР обе характеристики совпадут по величине друг с другом.

На основании анализа предложенной нами схемы замещения ОР, в которой в явном виде отображены собственные потери в ОР, получена простая формула, связывающая между собой обе характеристики эффективности возбуждения

$$\eta = \frac{Q_z}{Q_0} \eta_{rad}. \quad (12)$$

Заметим, что в работах [6, 11] измерялась величина η_{rad} , тогда как в [4] – эффективность η , соответствующая определению [2]. Это следует учитывать при сравнении результатов измерений, полученных различными методами.

2. Измерение радиационных потерь методом баланса мощностей. Кратко изложим суть идеи, положенной в основу данного метода [4]. Пусть в ОР через ИЭС на частоте f_L возбуждаются резонансные колебания. Величину запасен-

ной в ОР энергии W и мощность собственных потерь ОР P_0 можно связать соотношением (3), поскольку в случае равенства запасенных энергий ОР в режимах вынужденных и свободных колебаний мощности собственных потерь также будут равны. Тогда из (9) получим выражение

$$\eta = \frac{2\pi f_L W}{Q_0(P_{inc} - P_{ref})}. \quad (13)$$

Аналогично получим выражение для эффективности вывода энергии: из формул (2)–(4) выразим мощность потерь, вносимых ИЭС в ОР, после чего, подставив эту величину в (1), получим

$$\eta_{out} = \frac{P_{ext} Q_L Q_0}{2\pi f_L W (Q_0 - Q_L)}. \quad (14)$$

Будем рассматривать квазиоптический ОР с зеркалами с квадратичной фазовой коррекцией, в котором поле резонансного колебания можно представить в виде двух распространяющихся друг другу навстречу гауссовых волновых пучков. Запасенную энергию W выразим через напряженность поля пучка и геометрические параметры ОР [4]. Для основной моды TEM_{00q} получим

$$W = \frac{\pi}{2} \varepsilon_0 E^2 w^2 l, \quad (15)$$

где E – напряженность электрического поля на оси волнового пучка в каком-то сечении ОР; w – радиус волнового пучка в этом же сечении; l – длина ОР; ε_0 – электрическая постоянная. Тогда, подставив (15) в формулы (13), (14), получим выражения для расчета η и η_{out} по данным измерений входящих в эти выражения величин. Для высших мод можно получить аналогичные выражения. Если распределение поля в ОР не подчиняется закону Гаусса, его можно измерить методом пробного тела и провести численное интегрирование по объему ОР.

Измерение величин, входящих в формулы (13)–(15), не представляет принципиальных затруднений, кроме величины E – напряженности поля в ОР. Для ее измерения в работе [4] предложено использовать специально прокалиброванный ЭС на зеркале, противоположном зеркалу с ИЭС. Дополнительный ЭС (ДЭС) на противоположном зеркале принципиально не изменяет свойства ОР с ИЭС. Потери, которые вносит ДЭС, следует относить к собственным потерям ОР, а под собственной добротностью ОР в этом случае понимается нагруженная добротность ОР без ИЭС.

Калибровка ЭС выполняется исходя из следующих соображений. Пусть на зеркало с ЭС нормально падает волновой пучок с амплитудой электрического поля E на оси пучка, проходящей через центр ЭС, при этом в волновод, подсоединенный к ЭС, просачивается мощность P_{tr} (рис. 3).

Очевидно, что эти величины связаны следующим образом:

$$E^2 = \alpha P_{tr}, \quad (16)$$

где α – размерный коэффициент, зависящий от конструкции и геометрических размеров ЭС. Если поперечные размеры пучка значительно больше размеров ЭС, то это соотношение будет выполняться и для случая нормального падения на зеркало однородной плоской волны. Краевые эффекты при этом не учитываем, считая, что их всегда можно минимизировать соответствующим выбором диаметра зеркала и использованием поглощающих экранов [4].

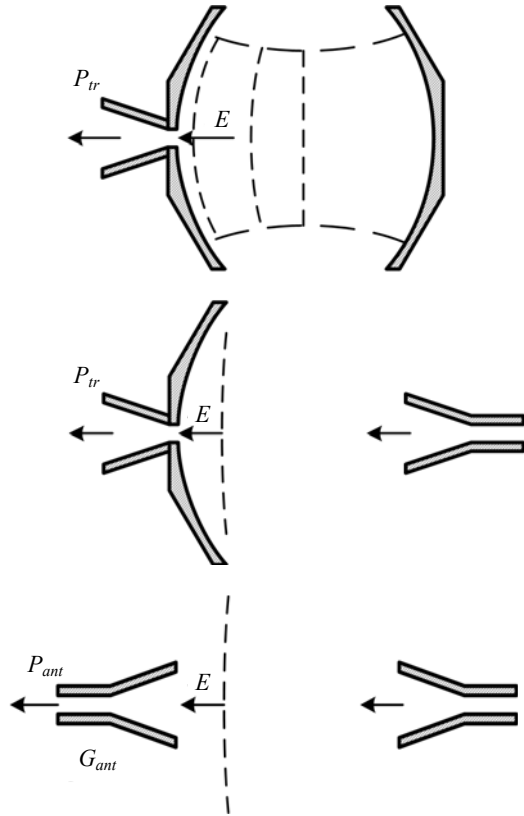


Рис. 3. Схема калибровки ЭС на зеркале ОР

Создать падающее на зеркало с ЭС поле, близкое к плоской волне, можно при помощи антенны, размещенной на расстоянии от зеркала, удовлетворяющем условию дальней зоны. Напряженность поля падающей волны E можно найти при помощи антенны с известным коэффициентом усиления G_{ant} , заменив ею зеркало с ЭС и измерив принятую антенной мощность P_{ant} . Тогда калибровочный коэффициент α равен

$$\alpha = \frac{960\pi^2 P_{ant}}{G_{ant} \lambda_L^2 P_{tr}}, \quad (17)$$

где $\lambda_L = c/f_L$ – длина волны; c – скорость света.

Выражение для запасенной энергии тогда принимает вид

$$W = \frac{\pi}{2} \varepsilon_0 P_{tr} \alpha w_c^2 l, \quad (18)$$

где w_c – радиус волнового пучка на зеркале с ДЭС.

Подставим (18) в (13) и после несложных преобразований получим выражение для эффективности возбуждения основной моды ОР через ИЭС

$$\eta = \frac{\pi \alpha w_c^2 l |\Gamma|^2}{120 \lambda_L Q_0 (1 - |\Gamma|^2)}, \quad (19)$$

где $|\Gamma|^2 = P_{rec}/P_{inc}$ – коэффициент отражения ОР по мощности, измеренный в волноводе, который подключен к ИЭС; $|\Gamma|^2 = P_r/P_{inc}$ – коэффициент передачи ОР по мощности через ИЭС и ДЭС. Заметим, что в силу принципа взаимности измерение $|\Gamma|^2$ можно выполнить и при возбуждении ОР через ДЭС и измерении прошедшего сигнала в плече с ИЭС. Собственную добротность Q_0 измеряют, заменив зеркало с ИЭС на такое же, но без ЭС, ОР при этом возбуждают через ДЭС.

Подставив (18) в (14), получим выражение для эффективности вывода энергии η_{out}

$$\eta_{out} = \frac{120 \lambda_L P_{ext} Q_0 Q_L}{\pi w_c^2 l \alpha P_{tr} (Q_0 - Q_L)}. \quad (20)$$

Формула (20) получена для случая, когда ИЭС используется в режиме вывода энергии и через него из ОР во внешний волновод выводится мощность P_{ext} , а через ДЭС выводится мощность P_{tr} , измерив которую, находим амплитуду поля в ОР. Чтобы возбуждать резонансное колебание в ОР, было предложено выполнить на зеркале с ДЭС еще один ЭС, т. е. использовать специальное зеркало с двумя ЭС [4]. Здесь мы предлагаем другой путь измерения η_{out} ИЭС. Если прокалибровать ИЭС по вышеописанной методике (рис. 3), то напряженность поля в ОР можно измерить в месте расположения ИЭС по прошедшей в волновод через ИЭС мощности P_{ext} . При этом ОР возбуждаем через ДЭС. Выражение для запасенной энергии в этом случае принимает вид

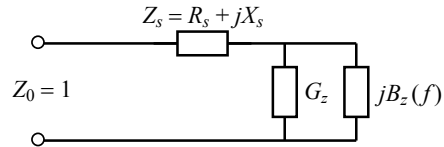
$$W = \frac{\pi}{2} \varepsilon_0 P_{ext} \alpha_{inv} w_{inv}^2 l, \quad (21)$$

где α_{inv} – калибровочный коэффициент ИЭС; w_{inv} – радиус резонансного волнового пучка на зеркале с ИЭС. Подставив (21) в (14), получим окончательное выражение для эффективности вывода энергии через ИЭС

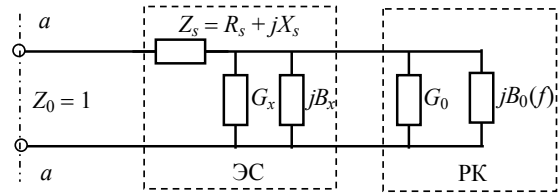
$$\eta_{out} = \frac{120 \lambda_L Q_0 Q_L}{\pi w_{inv}^2 l \alpha_{inv} (Q_0 - Q_L)}. \quad (22)$$

Все величины, входящие в формулы (19) и (22), могут быть измерены и, таким образом, найдены искомые η и η_{out} .

3. Определение характеристик ЭС из данных измерения импеданса ОР. Вид эквивалентной схемы ОР зависит от выбора референсной плоскости в линии передачи (волноводе), по которой к ЭС подводится СВЧ-мощность. В положении минимума СВЧ-напряжения в линии передачи при расстроенном резонаторе эквивалентная схема ОР на заданном уединенном типе колебаний представляет собой параллельный колебательный контур с адмитансом $G_z + jB_z(f)$, последовательно к которому подсоединено комплексное сопротивление $Z_s = R_s + jX_s$ (рис. 4, а). Элементы схемы нормированы на волновое сопротивление Z_0 линии передачи. Активная проводимость колебательного контура G_z описывает суммарные потери мощности в ОР за исключением потерь в линии передачи, а реактивная проводимость $B_z(f) = 2G_z Q_z \tau_z$ пропорциональна добротности Q_z эквивалентного контура и параметру расстройки $\tau_z = (f - f_z)/f_z$, где f_z – резонансная частота эквивалентного контура, а f – текущая частота.



а)



б)

Рис. 4. Эквивалентные схемы ОР с одним элементом связи: а) – традиционная эквивалентная схема резонатора с потерями в ЭС; б) – модифицированная эквивалентная схема; РК – резонансное колебание

Первоначально схема рис. 4, а была предложена для описания объемных резонаторов с потерями энергии в ЭС [16]. Схемы, подобные изображенным на рис. 4, а, использовались в работах [7, 11] для разработки методик измерения эффективности возбуждения ОР и описания характеристик приборов с использованием ОР [12]. При «бесконечной» расстройке, т. е. когда $|f - f_z| \gg f_z / Q_z$, линия передачи нагружена

только на импеданс Z_s . Следовательно, потери в активном сопротивлении R_s тождественны потерям на нерезонансное излучение из ЭС в пространство, а реактивное сопротивление X_s определяет сдвиг узла напряжения в линии передачи относительно плоскости короткого замыкания линии при расстроенном ОР. Резонансное рассеяние запасенной в ОР энергии на ЭС для схемы на рис. 4, а входит как одна из составляющих в суммарные резонансные потери ненагруженного ОР наряду с дифракционными и омическими потерями. Сумма этих потерь описывается потерями в активной проводимости G_z . Внешние потери ОР в согласованном волноводе эквивалентны потерям в резисторе с сопротивлением, равным волновому сопротивлению Z_0 волновода. Таким образом, ЭС в традиционной эквивалентной схеме на рис. 4, а представлен импедансом Z_s .

Для того чтобы в явном виде характеризовать резонансную составляющую общих радиационных потерь ЭС, эквивалентная схема ОР должна быть модифицирована. Введем адмитанс $G_x + jB_x$ в эквивалентную схему устройства связи (рис. 4, б) так, чтобы адмитанс резонансного контура был равным $G_0 + jB_0(f)$, где посредством активной проводимости G_0 описываются лишь собственные потери в ОР, а посредством G_x – потери на рассеяние. Реактивная проводимость введена таким образом, чтобы $B_0(f) = 2G_0Q_0\tau_0$ была пропорциональна собственной добротности Q_0 ОР и параметру расстройки $\tau_0 = (f - f_0)/f_0$ относительно собственной резонансной частоты f_0 ОР. Тогда реактивная проводимость B_x будет описывать сдвиг собственной частоты f_0 к резонансной частоте контура f_z , обусловленный реактивной частью поля рассеяния на ИЭС.

Таким образом, в предложенной эквивалентной схеме ОР (рис. 4, б) ЭС характеризуется двумя активными и двумя реактивными сопротивлениями. Интересно заметить, что канонические эквивалентные схемы четырехполюсников с потерями представляют собой комбинации двух активных сопротивлений и четырех реактивных элементов [18]. При этом два реактивных элемента являются свободными параметрами и определяются выбором референсных плоскостей на входе и выходе четырехполюсника. Поскольку ЭС ОР можно рассматривать как четырехполюсник с потерями, включенный между волноводной линией передачи и лучеводом, эквивалентным ОР, то предложенная схема ЭС представляется естественной и очевидной.

С помощью эквивалентной схемы можно выполнить количественные расчеты характеристик ОР и ЭС только в том случае, если указан алгоритм измерения номиналов эквивалентной схемы. Кратко изложим суть разработанной нами методики измерений и расчетов. Расчетные формулы приводим без вывода.

На первом этапе находим номиналы традиционной эквивалентной схемы (рис. 4, а). Для расчета номиналов необходимо и достаточно измерить частотную зависимость квадрата модуля коэффициента отражения ОР $|\Gamma(f)|^2$ в окрестности резонансной кривой, включая ее крылья, т. е. исходными данными является массив данных $(f_i, |\Gamma_i|^2)$, $i = 1, 2, \dots, M$.

Аппроксимируем данные измерений квадратом комплексного коэффициента отражения $\Gamma(f)$, который представляем в виде суммы действительного коэффициента отражения Γ_s «бесконечно» расстроенного ОР и комплексной амплитуды волны, вышедшей из резонатора обратно в волновод через ЭС:

$$\Gamma(f) = \Gamma_s + \frac{A + jB}{1 + 2jQ_L t}, \quad t = \frac{f - f_L}{f_L}, \quad (23)$$

где Q_L , f_L – добротность и резонансная частота нагруженного резонатора соответственно; $A + jB$ – комплексная амплитуда волны, выходящей из резонатора на частоте резонанса.

Аппроксимацию проводим с помощью разработанной нами компьютерной программы, реализующей оригинальный алгоритм, который относится к классу градиентных алгоритмов поиска минимума функции многих переменных. Минимум среднеквадратичного отклонения U^2 функции $|\Gamma(f)|^2$ от данных измерений, где

$$U^2 = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (|\Gamma_i|^2 - |\Gamma(f_i)|^2)^2, \quad (24)$$

ищем путем вариации пяти параметров: Γ_s , Q_L , f_L , A и B , которые и определяются в результате достижения минимума U^2 .

Анализ показывает, что константы Γ_s , Q_L , f_L и B вычисляются однозначно. Однако для константы A возможны два значения A_α и A_β . При этих значениях A наблюдаются минимумы функции (24), и квадрат модуля коэффициента отражения имеет один и тот же вид, при этом годографы комплексного коэффициента отражения различны. Значения A_α и A_β связаны формулой

$$A_\beta = -(A_\alpha + 2\Gamma_s). \quad (25)$$

Для выбора одного из двух решений, адекватно описывающего исследуемый резонатор, необходимы дополнительные сведения. Нужно знать либо вид фазовой характеристики коэффициента отражения, либо иметь априорные сведения о величине коэффициента связи по сравнению с единицей (связь меньше или больше «критической»). Выбор A_α или A_β делается по расположению соответствующего годографа относительно центра плоскости комплексного коэффициента отражения.

Импеданс ОР $Z(f)$ в плоскости линии передачи, имеющей фазу Φ относительно плоскости, в которой был восстановлен коэффициент отражения $\Gamma(f)$, дается формулой

$$Z(f) = \frac{1 + \Gamma(f)e^{j\Phi}}{1 - \Gamma(f)e^{j\Phi}}. \quad (26)$$

Можно показать, что фазу плоскости, где справедлива эквивалентная схема рис. 1, а, т. е. в которой

$$Z(f) = Z_s + \frac{1/G_z}{1 + 2jQ_z\tau}, \quad (27)$$

можно вычислить, решив тригонометрическое уравнение

$$\sin(\Phi + \theta) = \frac{2B\Gamma_s}{C}, \quad (28)$$

где

$$C = \sqrt{(A(1 - \Gamma_s^2))^2 + (B(1 + \Gamma_s^2))^2}; \quad \sin(\theta) = \frac{B(1 + \Gamma_s^2)}{C}.$$

Один из двух корней уравнения (28) на интервале $-\pi < \Phi \leq \pi$ дает отрицательное решение для G_z , и следовательно, должен быть отброшен. Уравнение (28), равно как и ниже следующие формулы для расчета номиналов эквивалентной схемы, получены из сопоставления выражений коэффициента отражения по формуле (23) с явным видом коэффициента отражения, выписанного для эквивалентной схемы рис. 4, а (формулы (26), (27)). При решении полученной в результате такого сопоставления системы уравнений использовалось условие действительности эквивалентной проводимости.

Выпишем формулы для расчета номиналов традиционной эквивалентной схемы рис. 4, а, в которые входят пять параметров аппроксимации: Γ_s , Q_L , f_L , A и B , а также фаза Φ , полученная из решения уравнения (28):

$$Z_s = \frac{1 + \Gamma_s e^{j\Phi}}{1 - \Gamma_s e^{j\Phi}}, \quad G_z = \frac{Q_L (1 - \Gamma_s e^{j\Phi})^2}{2Q_z (A + jB) e^{j\Phi}}, \quad (29)$$

$$B_z(f) = 2G_z Q_z \tau,$$

$$\text{где } Q_z^{-1} = -\text{Im} \left(\frac{1 - (\Gamma_s + A + jB) e^{j\Phi}}{jQ_L (1 - \Gamma_s e^{j\Phi})} \right); \quad \tau = \frac{f - f_z}{f_z};$$

$$f_z = f_L \left(1 + \text{Re} \left(\frac{1 - (\Gamma_s + A + jB) e^{j\Phi}}{2jQ_L (1 - \Gamma_s e^{j\Phi})} \right) \right) - \text{собствен-}$$

ная частота эквивалентного контура.

Восстановить все номиналы схемы замещения (рис. 4, б) можно, если дополнительно измерить добротность Q_0 и резонансную частоту f_0 ОР, у которого отсутствует ИЭС. Такие измерения мы проводили, заменяя зеркало с ИЭС на такое же по геометрии зеркало, но без ИЭС. Далее измеряли коэффициент отражения от ДЭС, проводили аппроксимацию в соответствии с изложенной выше процедурой, а параметры аппроксимации f_L и Q_L отождествляли с f_0 и Q_0 соответственно. Для расчетов лишь эффективностей ЭС и преобразований потоков мощностей в ОР знание f_0 не требуется. Это упростило требования к эксперименту с заменой зеркал в данной работе, где мы не ставили своей целью восстановить все номиналы схемы замещения (рис. 4, б).

Нижеследующие формулы получены способом приведения схем рис. 4 к одному виду:

$$G_0 = G_z \frac{Q_z}{Q_0}, \quad B_0(f) = 2Q_0 G_0 \frac{f - f_0}{f_0}, \quad (30)$$

$$G_x = G_z - G_0, \quad B_x = 2Q_0 G_0 \frac{f_0 - f_z}{f_z}.$$

В частности, из (30) следует, что отношение собственных потерь энергии колебаний ОР к сумме собственных потерь и потерь рассеяния на ИЭС равно отношению добротности эквивалентного контура к собственной добротности ОР, т. е. следует соотношение (12).

Через измеренные нагруженную добротность Q_L , собственную добротность Q_0 и добротность эквивалентного колебательного контура Q_z по схеме рис. 4, а можно рассчитать коэффициенты связи, входящие в (5), и найти эффективность вывода энергии ИЭС (4)

$$\eta_{out} = \frac{(Q_z - Q_L)Q_0}{(Q_0 - Q_L)Q_z}. \quad (31)$$

Фактор нерезонансных потерь рассчитывается по формуле

$$\eta_{rad} = \frac{1/G_z}{1/G_z + R_s(1 + 4Q_z^2\tau^2)}, \quad (32)$$

и далее, используя (12), можно вычислить эффективность возбуждения ОР η . Из (32) следует, что максимальная эффективность возбуждения наблюдается на резонансной частоте эквивалентного контура f_z .

Помимо эффективностей (31) и (32), использование эквивалентной схемы ОР на рис. 4, б дает возможность рассчитать распределение потерь мощности источника СВЧ-колебаний в стационарном режиме вынужденных колебаний или распределение потерь энергии колебаний в режиме вывода по различным процессам преобразования энергии (см. рис. 1, 2). Соответствующие формулы приведены в разд. 4.

4. Измерение характеристик ОР с ИЭС.
Анализ полученных результатов. Исследовались полусферические ОР, состоящие из плоского зеркала диаметром 60 мм и сферического зеркала диаметром 69 мм и с радиусом кривизны 81 мм. В экспериментах длина ОР выбиралась таким образом, чтобы возбуждать колебание основного типа TEM_{00q} на частоте $f_0 \cong 35,5$ ГГц со значениями продольного индекса в пределах $q = 11 \div 15$, при которых возбуждаемый тип колебаний можно считать уединенным, а дифракционные потери значительно меньше омических, чтобы резонансный волновой пучок имел форму, максимально близкую к гауссовой. На сферическом зеркале размещался ДЭС в виде плавно зауженного волновода с размером щели на зеркале $0,1 \times 7,2$ мм. ИЭС размещался на плоском зеркале.

Измерительная установка построена на базе аппаратно-вычислительного комплекса (АВК) [19], созданного на основе генератора стандартных сигналов Г4-156. Установка позволяет проводить одновременную запись частотных характеристик коэффициентов отражения и коэффициентов передачи резонаторов в 8-мм диапазоне длин волн и может быть использована для изучения резонаторов с добротностями от сотни единиц до сотни тысяч.

Для каждой конфигурации ОР с ИЭС были получены массивы данных квадратов модулей коэффициентов отражения и передачи ОР в зависимости от частоты $(f_i, |\Gamma_i|^2, |T_i|^2)$ при возбуждении ОР со стороны ИЭС. Особое внимание уделялось калибровке АВК по коэффициенту отражения от короткозамыкателя в плоскости фланца ИЭС, поскольку ошибки при измерении абсолютных значений коэффициентов отражения приводят к большим систематическим погрешностям в определении эффективностей ИЭС.

Массив данных $(f_i, |\Gamma_i|^2)$ использовался для расчета характеристик ИЭС методом импеданса. В соответствии с изложенной выше методикой определялась нагруженная добротность Q_L и добротность эквивалентного контура Q_2 . Собственная добротность ОР Q_0 определялась из массива данных $(f_i, |\Gamma_i|^2)$ – частотной зависимости коэффициента отражения в волноводе со стороны ДЭС, когда ОР возбуждался через ДЭС, а

зеркало с ИЭС заменялось на такое же глухое зеркало.

Были изучены ЭС двух типов: в виде плавно зауженного волновода с апертурой на плоском зеркале $h \times 7,2$ мм и в виде отверстия диаметром d в диафрагме толщиной 0,2 мм, расположенной заподлицо с плоскостью зеркала. Размер апертуры ИЭС варьировался так, чтобы обеспечить суммарный коэффициент связи от значений $\beta_\Sigma < 1$ до $\beta_\Sigma > 1$: для щелей в пределах $h = 0,1 \div 0,6$ мм, а для отверстий в пределах $d = 2,0 \div 3,1$ мм. Отверстия в диафрагме получали последовательным сверлением начального отверстия после проведения всех измерений для каждого размера d . Для исследования щелевых ЭС использовался набор зеркал с выполненными на них различными ЭС. Как показал детальный анализ, щелевые ЭС имели дефекты профиля плавного перехода, что существенно влияло на их электрические характеристики и не позволило сравнивать их только по отличию размера h . В дальнейшем приводимый размер h следует считать лишь идентификатором данного ЭС.

Дополнительно для расчета характеристик ЭС методом баланса мощностей калибровка ДЭС и ИЭС проводилась в малогабаритной безэховой камере с коэффициентом безэховости не менее 40 дБ. Влияние краев зеркал на сигнал, проходящий через ЭС в волновод, исключалось при помощи поглощающего экрана с отверстием диаметром 50 мм. Края отверстия имели вид ломанной линии для минимизации отражений от внутренних краев отверстия. Измеренное значение размерного калибровочного коэффициента для ДЭС составило $\alpha = (4,2 \pm 0,2) \cdot 10^8$ (В/м)²/Вт. Данные измерений размерных коэффициентов α_{inv} для всех ИЭС сведены в табл. 1 и 2.

Таблица 1
 Калибровочные коэффициенты для щели связи с размерами $a \times b$

$a \times b, \text{мм}^2$	0,1×7,2	0,2×7,2	0,3×7,2	0,6×7,2
$\alpha_{inv}, (\text{В/м})^2/\text{Вт}$	$10,3 \cdot 10^8$	$2,3 \cdot 10^8$	$1,74 \cdot 10^8$	$0,62 \cdot 10^8$

Таблица 2
 Калибровочные коэффициенты для отверстия связи диаметром d

$d, \text{мм}$	2,2	2,5	2,8	3,1
$\alpha_{inv}, (\text{В/м})^2/\text{Вт}$	$13,53 \cdot 10^8$	$5,9 \cdot 10^8$	$2,76 \cdot 10^8$	$1,52 \cdot 10^8$

На рис. 5 представлены частотные зависимости величин $|\Gamma|^2, |T|^2, \eta, \eta_{rad}$ при возбуждении в ОР колебаний TEM_{00q} -типа с индексом

$q = 13$, полученные после аппроксимации данных измерений коэффициентов отражения и передачи. Исходные массивы данных измерений ($f_i, |\Gamma_i|^2$) для коэффициента отражения также отложены на рис. 5. При других продольных индексах получают аналогичные результаты. Приведены графики для случаев ИЭС с минимальными размерами (рис. 5, а, в) и с максимальными размерами (рис. 5, б, г). Собственная добротность в этом случае составляла $Q_0 = 12270 \pm 370$.

На рис. 5 построены эффективности возбуждения η , полученные методом баланса мощностей, и факторы нерезонансных потерь η_{rad} , полученные методом импеданса. Как видно, частоты максимумов η и η_{rad} совпадают с графической точностью. По формуле (12) обе эффектив-

ности могут быть сведены одна к другой. Оказалось, что после такого сведения расхождение графиков не превышает величину погрешности измерений, т. е. измерения двумя различными методами дают один и тот же результат.

На приведенных графиках рис. 5 видно, что когда ИЭС имеет малые размеры, частота максимума эффективности возбуждения f_η практически совпадает с частотой нагруженного резонанса f_L – частотой максимума коэффициента передачи (в случае отверстия наблюдается небольшой сдвиг между частотами f_η и f_L), а при больших размерах ИЭС, частоты f_η и f_L расходятся. Это приводит к тому, что на резонансной частоте нагруженного ОР эффективность возбуждения колебаний снижается.

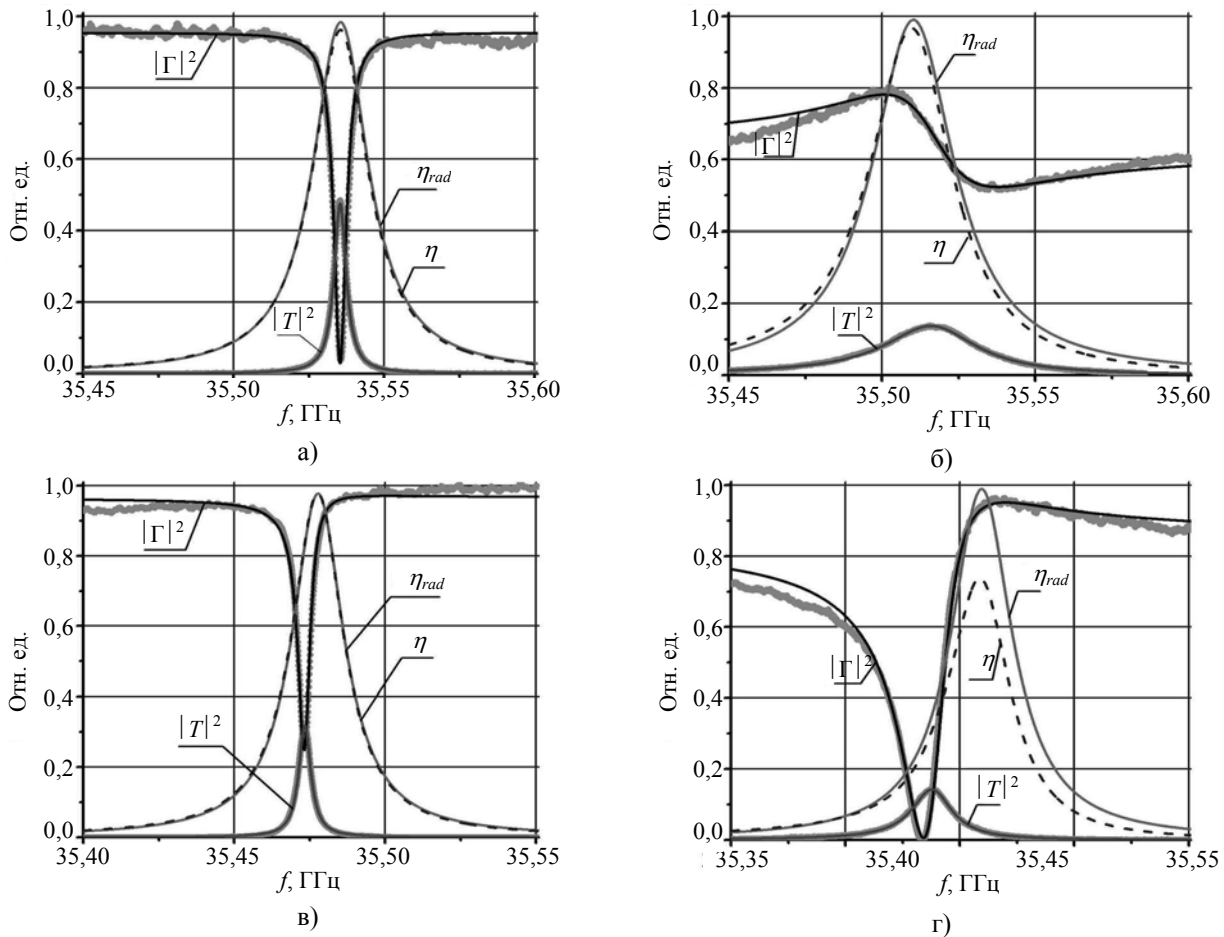


Рис. 5. Частотные зависимости коэффициентов отражения и передачи и эффективности возбуждения ОР: а) – ЭС – щель $0,1 \times 7,2$ мм, $Q_L = 7247$, $\beta_z = 0,694$; б) – ЭС – щель $0,6 \times 7,2$ мм, $Q_L = 961$, $\beta_z = 11,77$; в) – ЭС – отверстие $d = 2,2$ мм, $Q_L = 7254$, $\beta_z = 0,692$; г) – ЭС – отверстие $d = 3,1$ мм, $Q_L = 1620$, $\beta_z = 6,58$

Из (32) следует, что η достигает максимума на частоте f_z , т. е. $f_\eta = f_z$. Частота нагруженного резонанса f_L измеряется в нашем экс-

перименте во внешнем волноводе в точке максимума коэффициента передачи. По отношению к внешнему волноводу собственной частотой ОР выступает собственная частота эквивалентного

контура f_z . Известно, что резонансная частота при подключении резонатора к волноводу через емкостную диафрагму увеличивается, а через индуктивную диафрагму – уменьшается по сравнению с собственной частотой резонатора. Следовательно, увеличение частоты f_L при увеличении размеров щели, по сравнению с частотой f_z , объясняется увеличением реактивности емкостного характера, вносимой ЭС в ОР. При увеличении диаметра отверстия связи уменьшение частоты f_L вызвано увеличением реактивности индуктивного характера, вносимой ЭС в ОР.

Смещение частоты нагруженного резонанса ($f_L - f_\eta$) для всех ИЭС, приведенных в табл. 1, 2, представлено на рис. 6. По оси абсцисс отложены значения α_{inv} , что дает возможность сравнивать ЭС разных типов и исключает из рассмотрения погрешности изготовления устройств связи. Как видно, ОР с ЭС в виде отверстия имеет в несколько раз больший сдвиг частоты нагруженного резонанса, чем ОР с ЭС в виде щели. Это приводит к существенному уменьшению η отверстий на частоте нагруженного резонанса по сравнению со щелями, особенно в случаях сильной связи.

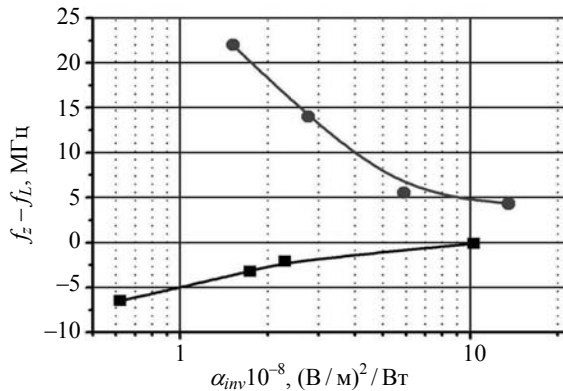


Рис. 6. Смещение резонансной частоты f_L нагруженного ОР относительно резонансной частоты f_z эквивалентного контура. Квадраты относятся к ИЭС в виде щели, кружки – к ИЭС в виде отверстия

На рис. 7 приведены значения η , полученные на частотах f_L и f_z для тех же конфигураций ОР с ИЭС, что и на рис. 6. На графиках видно, что в случаях ЭС в виде щелей максимальные значения эффективности возбуждения η_{max} и значения на частоте нагруженного резонанса η_L близки, и только при $h \geq 0,3$ мм η_L снижается. Для отверстий η_L заметно меньше максимального значения для всех исследованных диаметров отверстий. При этом с ростом диамет-

ра уменьшается и максимальное значение эффективности возбуждения.

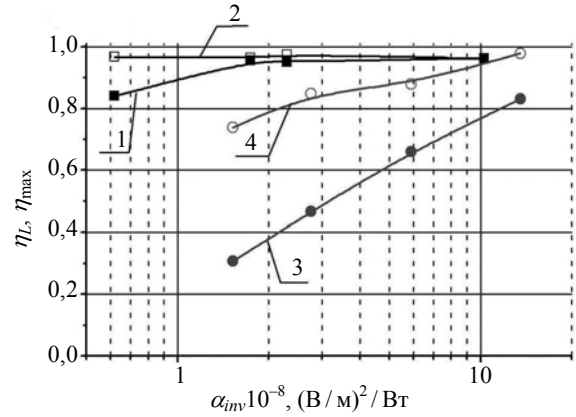


Рис. 7. Максимальные значения эффективности возбуждения ОР η_{max} и значения эффективности возбуждения η_L в точках нагруженного резонанса: кривая 1 – η_L для щелей; кривая 2 – η_{max} для щелей; кривая 3 – η_L для отверстий; кривая 4 – η_{max} для отверстий

Для этих же конфигураций ОР на рис. 8 приведены результаты расчета частотных зависимостей потерь мощности источника СВЧ в стационарном режиме возбуждения ОР, а также вертикальными линиями отмечены частоты f_z и f_L .

Если падающая на ОР мощность равна единице $P_{inc} = 1$ на любой частоте, то на каждой частоте сумма потерь мощности, обусловленных различными механизмами, также должна быть равной единице. Отраженная от резонатора мощность P_{ref} равна квадрату коэффициента отражения ОР $P_{ref}(f) = |\Gamma(f)|^2$. Соответственно, мощность, прошедшая через элемент связи в ОР, будет равна $P_t(f) = 1 - |\Gamma(f)|^2$. Она расходуется на компенсацию собственных потерь резонансного типа колебаний $P_0(f)$ и на излучение энергии в пространство $P_\Sigma = P_{rad} + P_{sc}$, так что $P_t(f) = P_0(f) + P_{sc}(f) + P_{rad}(f)$.

Приведем расчетные формулы, которые нетрудно получить из анализа схемы рис. 4, б, если ко входу схемы подключить источник ЭДС с внутренним сопротивлением Z_0 , что моделирует согласованный с волноводом генератор СВЧ-мощности. Получено

$$P_0(f) = \frac{G_0/G_z^2}{G_z^{-1} + R_s(1 + 4Q_z^2\tau^2)} P_t(f); \quad (33)$$

$$P_{sc}(f) = \frac{G_x/G_z^2}{G_z^{-1} + R_s(1 + 4Q_z^2\tau^2)} P_t(f); \quad (34)$$

$$P_{rad}(f) = \frac{R_s(1 + 4Q_z^2\tau^2)}{G_z^{-1} + R_s(1 + 4Q_z^2\tau^2)} P_t(f). \quad (35)$$

Практически важным является возможность узнать мощность P_0 , теряемую в резонаторе, например на нагрев зеркал, или суммарную мощность, излученную при возбуждении ОР в пространство из ИЭС. Расклад радиационных потерь на две составляющие представляет скорее академический интерес. Например, можно на-

блюдать, каким образом снижается мощность нерезонансного фона по мере приближения частоты генератора СВЧ к резонансной частоте ОР. При больших параметрах расстройки все излучение из ИЭС является нерезонансным с мощностью P_{rad} , и только в этом случае оно поддается прямым измерениям.

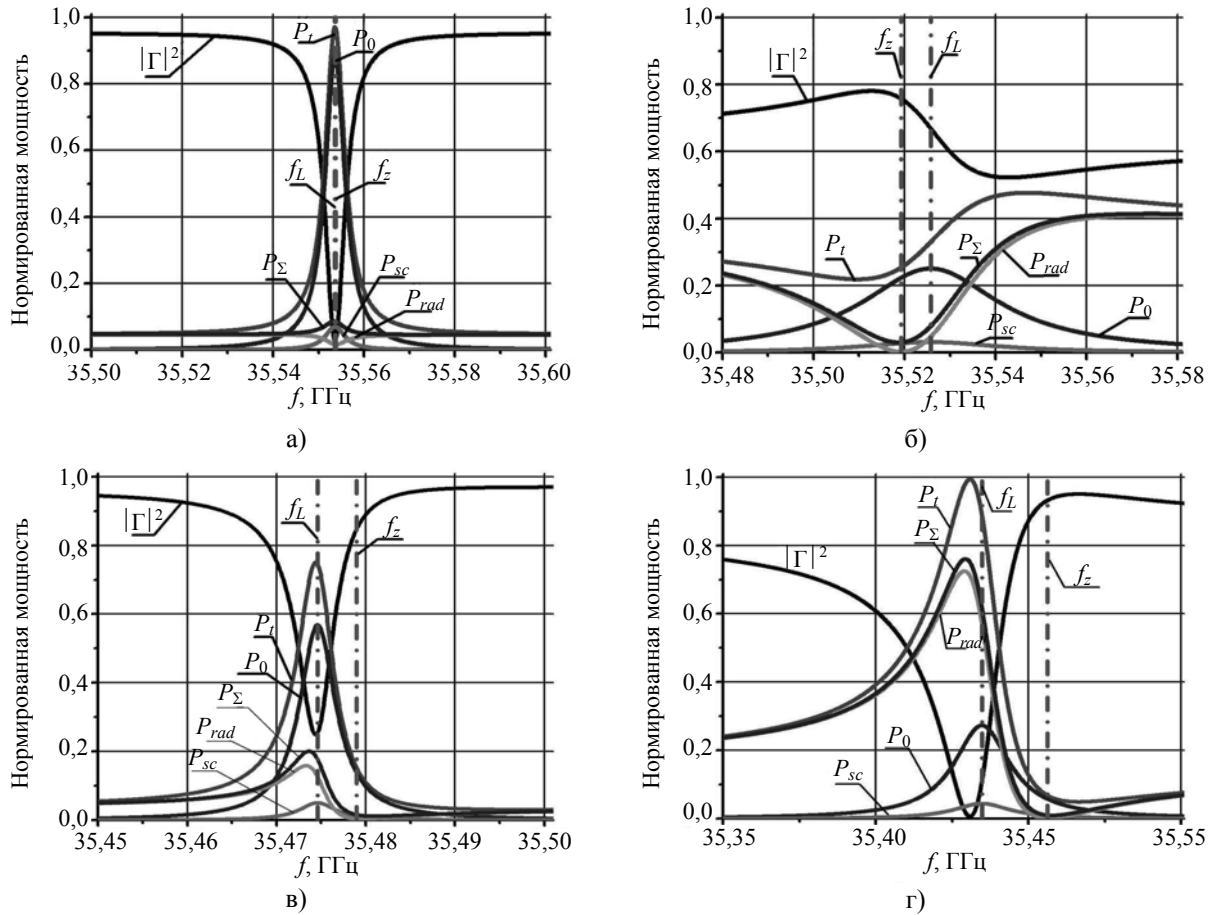


Рис. 8. Мощность различных видов потерь ОР

Из графиков на рис. 8 следует, что мощности потерь резонансного колебания P_{sc} и P_0 максимальны на частоте нагруженного резонанса f_L . Для всех рассмотренных ЭС на частоте f_z наблюдается минимум мощности потерь P_{rad} , причем $P_{rad} \ll 1$. Это подтверждает вывод о противофазности поля излучения из ЭС и поля резонансного колебания ОР [10]. Особенно хорошо это видно для ЭС с большим коэффициентом связи (щель шириной 0,6 мм и отверстие диаметром 3,1 мм), когда мощность потерь на излучение, имея вне резонанса значения порядка $P_{rad} \approx 0,3 \dots 0,5$, стремится к малой величине на частоте f_z , а эффективность возбуждения ОР на этой частоте достигает максимума.

Эффективность вывода энергии ИЭС в зависимости от калибровочного коэффициента α_{inv} для всех ИЭС, рассчитанная по формуле (22) на основе данных измерений, представлена на рис. 9. Эффективность вывода энергии слабо зависит от размеров ЭС, ее значения для ЭС в виде отверстий находятся в пределах 0,7...0,75, а для ЭС в виде щели на зеркале в пределах 0,9...0,96. Приведенные значения также указывают, что потери ОР из-за рассеяния резонансного поля на отверстиях больше, чем потери из-за рассеяния на щели. Этот факт наглядно подтверждает приведенный на этом же рис. 9 график зависимости нагруженной добротности ОР от калибровочного коэффициента ИЭС. На графике хорошо видно: если щель на зеркале и отверстие в диафрагме на зеркале выполнить так, что у этих ЭС будет оди-

наковый коэффициент α_{inv} , и это обеспечит для ОР с такими ЭС одинаковые внешние потери, то ОР со щелевым ЭС всегда имеет большую нагруженную добротность, чем ОР с ЭС в виде отверстия. Именно рассеяние резонансного поля на отверстии предопределяет уменьшение нагруженной добротности ОР.

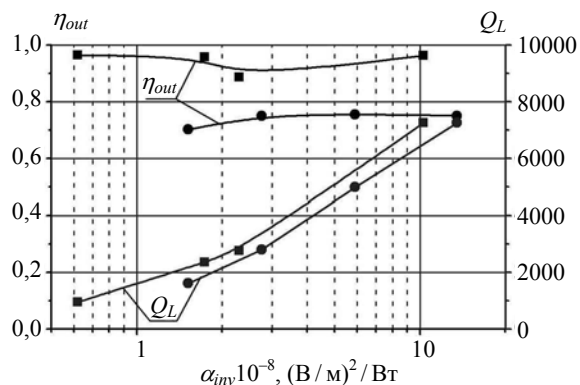


Рис. 9. Эффективности вывода энергии η_{out} и нагруженные добротности Q_L ОР для ИЭС с различными коэффициентами α_{inv} . Квадраты относятся к ИЭС в виде щели, кружки – к ИЭС в виде отверстия

Выводы. Показано, что в ОР в режиме вынужденных колебаний присутствуют радиационные потери двух видов, обусловленные наличием сосредоточенного ЭС с линией передачи, а именно: потери мощности, подводимой к ЭС, на нерезонансное излучение в свободное пространство и потери мощности из-за резонансного рассеяния на ЭС накопленной в ОР энергии. В связи с этим введено понятие фактора нерезонансных потерь η_{rad} и найдена связь между традиционно определенной эффективностью возбуждения ОР η и фактором нерезонансных потерь. В совокупности нерезонансная и резонансная составляющие радиационных потерь ЭС снижают эффективность возбуждения ОР, а резонансное рассеяние является также фактором, уменьшающим добротность ОР, и, следовательно, снижающим эффективность вывода энергии.

Показано, каким образом могут быть измерены отдельные составляющие радиационных потерь и, в частности, найдены эффективность возбуждения ОР η и фактор нерезонансных потерь η_{rad} , используя предложенный нами ранее метод баланса мощностей [4] или метод измерения импеданса ОР [11]. В этой связи проведена модификация упомянутых методов. Наблюдается соответствие результатов измерений обоими методами в пределах погрешностей измерений.

Показано, что максимальная эффективность возбуждения резонансного колебания достигается на собственной частоте эквивалентного резонансного контура, которая не равна резо-

нансной частоте нагруженного ОР и собственной резонансной частоте ОР. Максимальные значения эффективности возбуждения исследованных сосредоточенных ЭС могут составлять 0,9...0,95 в случаях слабой связи с возбуждающим волноводом и снижаться до значений 0,7...0,8 при возрастании связи. Сдвиг частоты максимальной эффективности возбуждения от резонансной частоты нагруженного ОР мал в случае малой связи ОР с возбуждающим волноводом и увеличивается по мере увеличения связи.

Проведено экспериментальное исследование ОР с двумя типами сосредоточенных ЭС: в виде открытого конца плавно зауженного волновода (щели) на зеркале и в виде отверстия в диафрагме на зеркале, измерены эффективности возбуждения и вывода энергии. Для ЭС в виде отверстия сдвиг резонансной частоты нагруженного ОР почти на порядок больше, чем для ЭС в виде щели, при одинаковом коэффициенте связи с волноводом, и достигает нескольких значений ширины резонансной кривой при диаметре отверстия, приближающемся к размеру узкой стенки волновода. Это обуславливает снижение эффективности возбуждения на резонансной частоте нагруженного ОР. Для отверстий в случае сильной связи эффективность возбуждения снижается до значений 0,2...0,3. Найдены потери ОР из-за рассеяния резонансного поля на ЭС, показано, что относительные потери на рассеяние для отверстий больше, чем для щелей, и, соответственно, эффективность вывода энергии через ЭС в виде отверстия ниже, чем через ЭС в виде щели.

Полученные результаты позволяют сделать рекомендации по применимости ЭС различных типов в ОР мм диапазона. Так, если необходимо обеспечить малые коэффициенты связи, то предпочтительнее применить ЭС в виде отверстия малого диаметра, так как он технологически проще, чем очень узкая щель. При этом максимум эффективности возбуждения будет практически на собственной частоте нагруженного ОР. При больших коэффициентах связи целесообразнее использовать зауженный волновод, который при ширине щели на зеркале более 0,1 мм ($\beta \geq 1$ в 8-мм диапазоне волн) не является технологически сложным изделием, обладая, по сравнению с отверстием, большей эффективностью как возбуждения, так и вывода энергии.

1. Вайнштейн Л. А. Открытые резонаторы и открытые волноводы / Л. А. Вайнштейн. – М.: Сов. радио, 1966. – 475 с.
2. Косарев Е. Л. Вынужденные колебания открытого резонатора, связанного с волноводом малым отверстием / Е. Л. Косарев, Ю. М. Ципенюк // Электрон. больших мощностей: сб. науч. тр. – Вып. 5. – М.: Наука, 1968. – С. 105–116.
3. Clarke R. N. Fabry-Perot and open resonators at microwave and millimetre wave frequencies, 2-300 GHz / R. N. Clarke, C. V. Rosenberg // J. Phys. E: Sci. Instrum. – 1982. – 15. – P. 9–24.
4. Булгаков Б. М. Метод измерения эффективности возбуждения и вывода энергии в открытых резонаторах /

- Б. М. Булгаков, М. П. Натаров, В. Н. Скрасанов // Приборы и техн. эксперимента. – 1988. – № 4. – С. 118–120.
5. Андросов В. П. Влияние на эффективность возбуждения открытого резонатора его параметров и связи с волноводом / В. П. Андросов, И. К. Кузьмичев. – Х., 1987. – 30 с. – (Препр. / АН УССР. Ин-т радиофизики и электрон.; № 354).
 6. Булгаков Б. М. Эффективность возбуждения сигнального резонатора квазиоптического смесителя щелью связи / Б. М. Булгаков, М. П. Натаров, В. Н. Скрасанов // Твердотельные генераторы и преобразователи миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов: сб. науч. трудов / Ин-т радиофизики и электрон. АН УССР. – Х., 1989. – С. 73–77.
 7. Мирошниченко В. С. Экспериментальное определение параметров эквивалентной цепи открытого резонатора, связанного с линиями передачи / В. С. Мирошниченко, Е. Б. Сенкевич // Радиофизика и электрон.: сб. науч. тр. / Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – Х., 2002. – 7, № 2. – С. 301–311.
 8. Свойства квазиоптического резонатора с сосредоточенным элементом связи. I. Феноменологическая модель / Б. М. Булгаков, В. В. Гламаздин, М. П. Натаров, В. Н. Скрасанов // Радиофизика и электрон.: сб. науч. тр. / Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – Х., 1996. – 1, № 1. – С. 46–53.
 9. Свойства квазиоптического резонатора с сосредоточенным элементом связи. II. Расчет характеристик, эксперимент и обсуждение результатов / Б. М. Булгаков, В. В. Гламаздин, М. П. Натаров, В. Н. Скрасанов // Радиофизика и электрон.: сб. науч. тр. / Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – Х., 1998. – 3, № 1. – С. 11–14.
 10. Эффективность возбуждения квазиоптического открытого резонатора из волновода / В. В. Гламаздин, М. П. Натаров, В. Н. Скрасанов, А. И. Шубный // Изв. вузов. Радиофизика. – 2009. – 52, № 3. – С. 231–249.
 11. Гламаздин В. В. Метод импеданса в исследовании характеристик открытых резонаторов при возбуждении гибридных типов колебаний / В. В. Гламаздин, В. Н. Скрасанов, А. И. Шубный // Радиофизика и электрон.: сб. науч. тр. / Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – Х., 2008. – 13, № 1. – С. 9–19.
 12. Твердотельные генераторы с квазиоптическими резонансными системами / Б. А. Коцержинский, Е. А. Мачуский, Н. А. Першин, В. П. Тараненко // Изв. вузов. Радиоэлектрон. – 1987. – 30, № 10. – С. 13–23.
 13. Нові пристрої зв'язку високодобротних НДВЧ резонаторів з хвилеводами: теорія, проектування, експеримент / В. Н. Скрасанов, В. В. Гламаздин, М. П. Натаров та ін. // Пріоритети наук. співпраці ДФФД і БРФФД: матеріали спільних конкурс. проектів Держ. фонду фундам. дослідж. і Білоруського республік. фонду фундам. дослідж. – К.: ДІА, 2007. – С. 177–190.
 14. Characteristics of the waveguide to quasi-optical or dielectric resonator couplings / V. N. Skrasanov, V. V. Glamazdin, M. P. Natarov, A. I. Shubny // MSMW'2010 Symp. Proc. [Электронный ресурс]. – Kharkov, 2010. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – Загл. с этикетки диска.
 15. Кузьмичев И. К. Эффективность возбуждения колебаний в открытом резонаторе, включенном в волноводную линию передачи / И. К. Кузьмичев // Изв. вузов. Радиофизика. – 2003. – 46, № 1. – С. 41–51.
 16. Гинзтон Э. Л. Измерения на сантиметровых волнах / Э. Л. Гинзтон; пер. с англ. под ред. Г. А. Ремеза. – М.: Иностран. лит., 1960. – 620 с.
 17. Устройства СВЧ и антенны / Д. И. Воскресенский, В. Л. Гостюхин, В. М. Максимов и др.; под ред. Д. И. Воскресенского. – 2-е изд., доп. и перераб. – М.: Радиотехника, 2006. – 376 с.
 18. Сушкевич В. И. Нерегулярные линейные волноводные системы / В. И. Сушкевич. – М.: Сов. радио, 1967. – 296 с.
 19. Аппаратно-вычислительный комплекс для измерения характеристик низко- и высокодобротных резонаторов в диапазоне 26...37,5 ГГц / В. Н. Скрасанов, В. В. Гламаздин, А. И. Шубный, З. Е. Еременко // Радиофизика и электр.

трон.: сб. науч. тр. / Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – Х., 2009. – 14, № 3. – С. 389–400.

V. V. Glamazdin, M. P. Natarov,
V. N. Skrasanov, A. I. Shubnyj

RADIATION LOSSES OF THE LOCAL COUPLING ELEMENTS OF OPEN RESONATORS

The results of experimental investigation of the radiation losses that take place under the open resonator excitation or energy output process are presented. Two methods of measurements were modified and used for investigations. One of them is based on the power measurements in open resonator and coupling waveguides (the method of power balance). The second method is based on the measurement of the resonator impedance and on the presentation of open resonator by equivalent circuit (the impedance method). The equivalent circuit which take into account the direct radiation of coupling element to free space and scattering of the resonant field by the coupling element was substantiated. Two types of coupling elements have been studied: the hole in the thin metal wall on the surface of the mirror which is connected to the rectangular waveguide and the narrow slot on the mirror surface which is smoothly transformed to rectangular waveguide. The reasons which decrease excitation efficiency and power output efficiency of open resonator have been found. Comparison of the characteristics of different coupling elements has been done. It has been shown that slot coupling elements are more effective generally, than hole coupling elements.

Key words: open resonator, coupling element, radiation losses, excitation efficiency, power output efficiency, quality factor, open resonator equivalent circuit.

В. В. Гламаздин, М. П. Натаров,
В. М. Скрасанов, О. І. Шубний

РАДІАЦІЙНІ ВТРАТИ ЗОСЕРЕДЖЕНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ЗВ'ЯЗКУ ВІДКРИТИХ РЕЗОНАТОРІВ

Подано результати експериментального дослідження радіаційних втрат енергії, які мають місце при збудженні відкритого резонатора (ВР) або виведенні з нього енергії зосередженим елементом зв'язку (ЕЗ). Модифіковано запропоновані раніше два методи вимірювань, один з яких оснований на вимірюванні квадратів амплітуд полів у ВР та зв'язаних з ним хвилеводах (метод балансу потужностей), а другий на вимірюванні імпедансу ВР, який представлено за допомогою еквівалентної схеми заміщення (імпедансний метод). Обґрунтовано еквівалентну схему ВР, яка враховує пряме випромінювання ЕЗ у вільний простір та випромінювання через розсіювання резонансного поля на ЕЗ. Досліджено ЕЗ двох типів, які найбільш часто використовують у ВР мм діапазону: отвір у діафрагмі на дзеркалі та звужений відкритий кінець хвилеводу (щілина) на дзеркалі. Приведено результати вимірювань окремих складових радіаційних втрат та їх вплив на ефективність збудження ВР та виведення енергії з ВР. Виявлено фактори, які спричиняють зниження ефективності збудження ВР. Зроблено порівняльну характеристику ЕЗ двох типів, показано, що ЕЗ у вигляді щілин в цілому мають більш високу ефективність, ніж ЕЗ у вигляді отворів.

Ключові слова: відкритий резонатор, елемент зв'язку, радіаційні втрати, ефективність збудження, ефективність виведення енергії, добротність, еквівалентна схема резонатора.

Рукопись поступила 02.03.11 г.