

## КОЭФФИЦИЕНТ СВЯЗИ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА С НЕСИММЕТРИЧНОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИЕЙ С ОРТОГОНАЛЬНОЙ ВЗАИМНОЙ ОРИЕНТАЦИЕЙ

Трубаров И. В., аспирант,

Национальный технический университет Украины  
"Киевский политехнический институт", г. Киев, Украина.

### Введение. Постановка задачи

При проектировании некоторых пассивных устройств СВЧ-диапазона на диэлектрических резонаторах (ДР), располагаемых в несимметричной полосковой линии (НПЛ), возникает необходимость размещения ДР в ортогональной ориентации (рис. 1). Для увеличения связи используется мо-

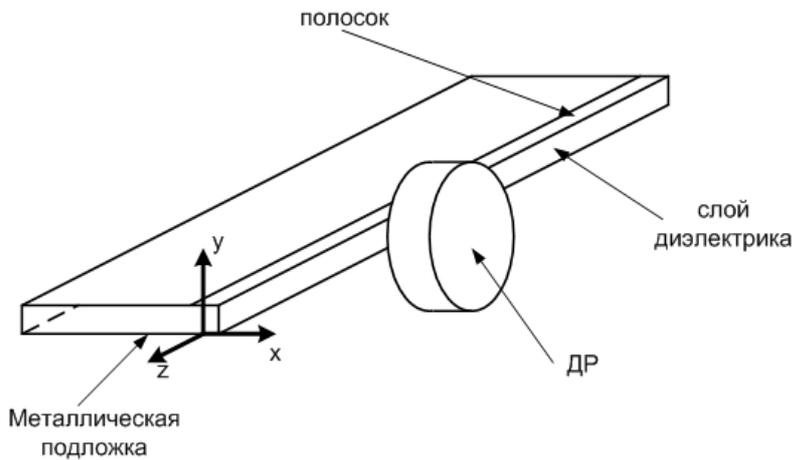


Рис. 1. Размещение резонатора относительно линии

модифицированная НПЛ, с удаленной частью заземленной металлической поверхности и диэлектрика, при этом ось симметрии ДР лежит в плоскости металлической подложки. Будем далее называть подобную модифицированную линию краевой НПЛ

(рис. 1). Целью настоящей работы является исследование зависимости коэффициента связи цилиндрического ДР с линией  $kw$  от поперечной координаты  $x$  (начало координат по оси  $x$  соответствует середине полоска – данная система координат, изображенная на рис. 1, будет использоваться далее).

### Методика аналитического расчета коэффициента связи

Особенностью структуры, показанной на рис. 1, является одновременное излучение ДР как в микрополосковую линию, так и открытое пространство.

В общем случае, для резонатора можно записать соотношение:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ext}},$$

где  $Q_L$  – нагруженная добротность резонатора;  $Q_0$  – собственная доброт-

ність;  $Q_{ext}$  – зовнішня добротність.

В свою чергу, для зовнішньої добротності можна записати:

$$\frac{1}{Q_{ext}} = \frac{P_{\Sigma}}{P} = \frac{P_w}{P} + \frac{P_{os}}{P} = k_w + k_{wos},$$

$$P_{\Sigma} = P_w + P_{os}, k_w = \frac{P_w}{P}, k_{wos} = \frac{P_{os}}{P},$$

$$P = 2\pi f \cdot w(f),$$
(1)

де  $P$  – потужність, запасана в об'ємі резонатора;  $P_{\Sigma}$  – сумарна потужність, випускається резонатором;  $P_w$  – потужність, випускається резонатором в лінію передачі;  $P_{os}$  – потужність, випускається резонатором в відкрите простір;  $k_w, k_{wos}$  – коефіцієнти зв'язи ДР з лінією передачі і відкритим простір відповідно,  $f$  – частота коливань резонатора,  $w(f)$  – запасана в об'ємі резонатора енергія (являється функцією частоти).

Для розрахунку коефіцієнта зв'язи використаємо підхід, описаний в [1]. Так, коефіцієнт розкладання переіспущеного резонатором поля по полю лінії можна представити в вигляді [1]:

$$c^{\pm} = \frac{\pi i}{2} w_0 h_1 r_0^3 L (k_1^2 - k_0^2) q_{\perp} \sum_{s=0}^{\infty} \frac{f^{(s)}(0)}{s!} \left(\frac{i}{k_0}\right)^s \frac{\partial^s H_x^{\pm}(x_0, y_0, z_0)}{\partial x_0^s},$$
(2)

де  $w_0 = 120\pi \text{ Ом}$  – характеристичне опір відкритого простору;  $r_0, L$  – відповідно радіус і висота циліндричного ДР;  $k_0, k_1$  – хвильові числа в вільному просторі і матеріалі діелектрика відповідно;  $q_{\perp}$  – один з параметрів поля власних коливань ДР [1];  $f(\xi)$  – функція зв'язи, визначена в [1];  $H_x(x_0, y_0, z_0)$  – відповідна складова (в системі координат, вказаної на рис. 1) напруженості магнітного поля НПЛ в точці розміщення центра циліндричного ДР.

Коефіцієнт зв'язи ДР з лінією визначається тепер з виразу:

$$k_l = \frac{|c^{\pm}|^2}{2\pi f_0 w(f_0)},$$

де  $f_0$  – власна частота ДР (в нашому випадку – основної його моди);  $w(f_0)$  – запасана в ДР енергія, дана функція визначена в [1].

Обмежуючись нульовим наближенням розкладання (2), можна побачити, що коефіцієнт розкладання пропорційний напруженості магнітного поля лінії. В свою чергу, коефіцієнт зв'язи пропорційний квадрату напруженості поля, і можна записати остаточний вираз для коефіцієнта зв'язи в вигляді:

$$k_l = A f^2(0) H_x^2(x_0, y_0, z_0),$$
(3)

де  $A$  – величина, залежна від параметрів резонатора і поля основної моди його власних коливань.

Таким чином, для визначення коефіцієнта зв'язи необхідно визначити напруженість магнітного поля лінії в точці розміщення ДР (його центра).

Следует заметить, что коэффициент связи (3) вычисляется из предположения, что вся переизлучаемая резонатором мощность отдается в линию, что, как видно из (1), не так. Для того, чтобы перейти от  $k_l$  к реальному коэффициенту связи  $k_w$ , введем коэффициент  $\eta \in [0;1]$ , характеризующий часть переизлучаемой резонатором мощности, отдаваемой в линию. Часть мощности, отдаваемой в открытое пространство, тогда будет равняться  $1-\eta$ . Пусть, аналогично,  $k_{os}$  – теоретический коэффициент связи ДР с открытым пространством, вычисленный в предположении, что вся переизлучаемая ДР мощность отдается в открытое пространство.

Тогда теоретические значения реальных коэффициентов связи  $k_w$  и  $k_{wos}$  будут определяться из выражений:

$$\begin{aligned} k_w &= \eta k_l, \\ k_{wos} &= (1-\eta) k_{os}, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $k_l$  вычисляется по формуле (3), а выражение для определения  $k_{os}$  дано в [2]. Выражения (4) могут быть строго получены на основании теоремы Кирхгофа.

### Определение напряженности магнитного поля краевой НПЛ

Как можно видеть, точность определения коэффициента связи по формуле (3) определяется точностью определения величины напряженности магнитного поля. В нашем случае определение напряженности магнитного поля краевой НПЛ составляет отдельную подзадачу. Для более точного определения поля краевой НПЛ, оно вычислялось тремя разными способами, описанными ниже.

1) Метод верхней релаксации. Использовался метод конечных разностей (МКР) с коэффициентом релаксации 1.9 на равномерной сетке. Описание этого метода применительно к расчету параметров и полей НПЛ приведено в [3].

2) Использование конформного отображения для нахождения поля НПЛ [4]. В нашем случае необходимо определить поля краевой НПЛ. С этой целью, следуя методу зеркального отображения, краевая НПЛ заменялась НПЛ так, как это показано на рис. 2.

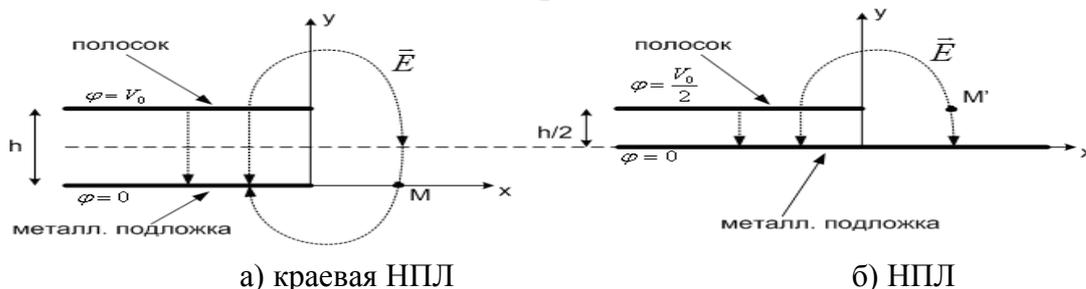


Рис. 2.

При использовании конформного отображения полосок НПЛ считается полубесконечной плоскостью (рис. 2). Краевая НПЛ (рис. 2, а) заменялась

НПЛ с вдвое меньшей высотой диэлектрической подложки и вдвое меньшим потенциалом полоска (рис. 2, б). На рис. 2,а точка  $M(x_0, y_0)$  – точка размещения центра ДР. Тогда напряженность электрического поля в этой точке равна по модулю напряженности электрического поля в т.  $M'$  (рис. 2, б), а для компонент поля можно записать  $E_y^M = E_y^{M'}, E_x^M = -E_x^{M'}$ . В данном случае вектор напряженности электрического поля записывается через свои компоненты как  $E = E_x + iE_y$ . Тогда для векторов  $E$  в точках  $M$  и  $M'$  можно записать:

$$E^M = -(E^{M'})^*$$

Напряженность электрического поля в т.  $M'$  ищется как поле НПЛ, представленной на рис. 2,б. Напряженность магнитного поля находится из предположения, что все пространство линии заполнено однородным диэлектриком с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_{eff}$ . Тогда, окончательно, напряженность магнитного поля в т.  $M$  находится из соотношений (выражения для конформного отображения и компонент напряженности электрического поля в случае НПЛ приведены в [4]):

$$H = \frac{V_0 \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{120\pi h} \cdot \frac{1}{e^{u+iv} + 1}, \quad (5)$$

где  $u, v$  находятся из уравнений (уравнения составлены для т.  $M(x_0, y_0)$ , лежащей на оси  $x$  (рис.2,а), т. е при  $y_0=0$ ):

$$x_0 = \frac{h}{\pi} \left[ (\pi - v) \frac{\cos v}{\sin v} + \ln \left( (\pi - v) \frac{1}{\sin v} \right) + 1 \right], \quad (6)$$
$$u = \ln \left( (\pi - v) \frac{1}{\sin v} \right)$$

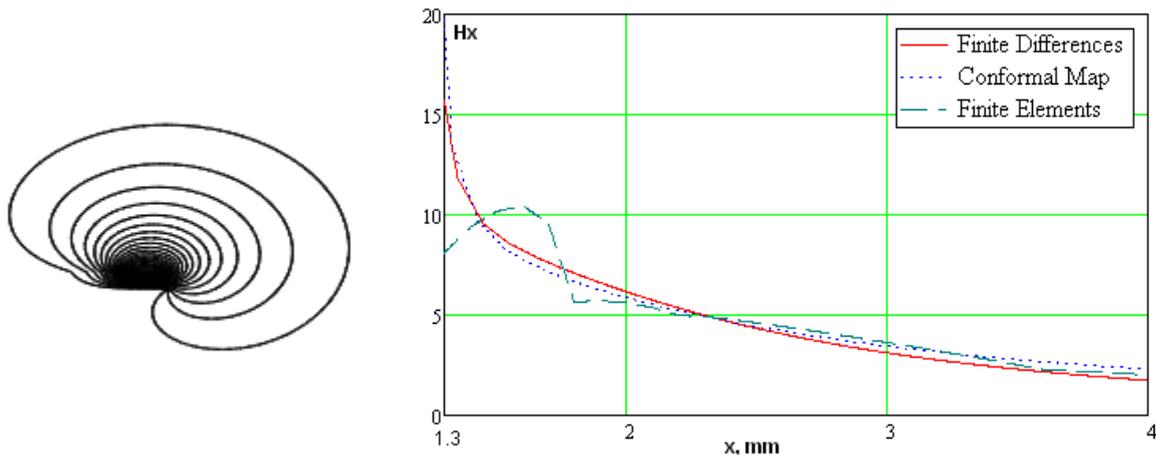
Толщина полоска принята равной нулю, эффективная диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon_{eff}$  краевой НПЛ находилась численно, используя МКР, описанный выше в п. 1). Потенциал полоска  $V_0$  из условий нормировки принимался равным  $\sqrt{50}$  [1], поскольку волновое сопротивление линии, моделируемой в рамках настоящей задачи, составляет 50 Ом. Используя (5) и (6), можно находить компоненты напряженности магнитного поля краевой НПЛ в точке размещения центра ДР при перемещении его вдоль оси  $x$ .

3) Метод конечных элементов (МКЭ). Использовался подход к моделированию планарных структур в соответствующей программной среде, изложенный в [5].

Следует заметить, что методы определения поля НПЛ, изложенные выше в 1) и 2) данного пункта используют квазистатическое приближение, т. е. предполагается, что в НПЛ существует ТЕМ-волна и продольные компоненты поля отсутствуют, что не соответствует действительности. При моделировании методом конечных элементов продольные компоненты

учитываются, что позволяет считать данный метод наиболее точным из рассмотренных выше.

Были вычислены значения компоненты напряженности магнитного поля  $H_x$  для краевой НПЛ со следующими параметрами: высотой диэлектрической подложки  $h=1.5\text{мм}$ , шириной полоска  $w=2.46\text{мм}$ , диэлектрической проницаемостью подложки  $\varepsilon=5.4$  (фольгированный стеклотекстолит СФ-2). На рис. 3 приведены результаты вычисления  $H_x$  тремя описанными выше способами.



а) Эквипотенциалы краевой НПЛ

б) Зависимость  $H_x(x)$

Рис. 3. а – линии равного потенциала краевой НПЛ, вычисленные МКР, б – зависимость напряженности магнитного поля  $H_x$  от координаты  $x$ , вычисленная тремя способами

### Методика измерений. Сравнение теоретических и экспериментальных результатов

Для измерения коэффициента связи ДР с краевой НПЛ в отрезок линии помещался резонатор на разном удалении от линии (ДР перемещался вдоль оси  $x$ ), как показано на рис. 1, а затем измерялся коэффициент передачи системы на резонансной частоте  $L_0$ , дБ. Для определения искомого коэффициента связи из экспериментальных данных запишем выражение для коэффициента передачи описанной выше системы [1], учитывая (4):

$$T(f) = 1 - \frac{Q^D \cdot \eta k_l}{\frac{f}{f_0} + 2iQ^D \left( \frac{f}{f_0} - 1 - \frac{i}{2} (\eta k_l + (1-\eta) k_{os}) \right)} = 1 - \frac{Q^D \cdot k_w}{\frac{f}{f_0} + 2iQ^D \left( \frac{f}{f_0} - 1 - \frac{i}{2} (k_w + k_{wos}) \right)},$$

где  $f$  – частота;  $f_0$  – собственная частота ДР;  $Q^D$  – добротность диэлектрика ДР.

Тогда  $L_0 = 20 \lg(T(f_0))$ . Из последнего выражения на резонансной частоте (при  $f=f_0$ ) имеем:

$$k_w = \eta k_l = K \left( \frac{1}{Q^D} + (1-\eta) k_{os} \right), K = 10^{\frac{L_0}{20}} - 1 \quad (7)$$

Сравнивались теоретические значения  $k_w$  (обозначим их  $k_w^{theor}$ ), определяемые по формулам (3), (4), и экспериментальные его значения (обозначим их  $k_w^{exp}$ ), определяемые по измеренным значениям  $L_0$  по формуле (7). Для вычислений по формуле (7) принималось  $\eta=0.5$  на том основании, что поле части ДР, находящейся ниже металлической подложки НПЛ (половина объема ДР), экранируется последней и, следовательно полностью излучается в открытое пространство.

Для измерений использовался цилиндрический ДР с такими параметрами: высотой  $L=2.5\text{мм}$ , диаметром  $2r_0=10.1\text{мм}$ , диэлектрической проницаемостью материала ДР  $\epsilon=81$ . Параметры краевой НПЛ, с которой проводились измерения, указаны выше в п. 3. Использовались три ДР с идентичными параметрами. Для каждого из них было проведено по две серии измерений. Таким образом, для каждого значения удаления ДР от линии ( $x_0$ ) имеется 6 значений коэффициента связи  $k_w^{exp}$ . На рис. 4 приведены результаты сравнения  $k_w^{theor}$  и  $k_w^{exp}$ .

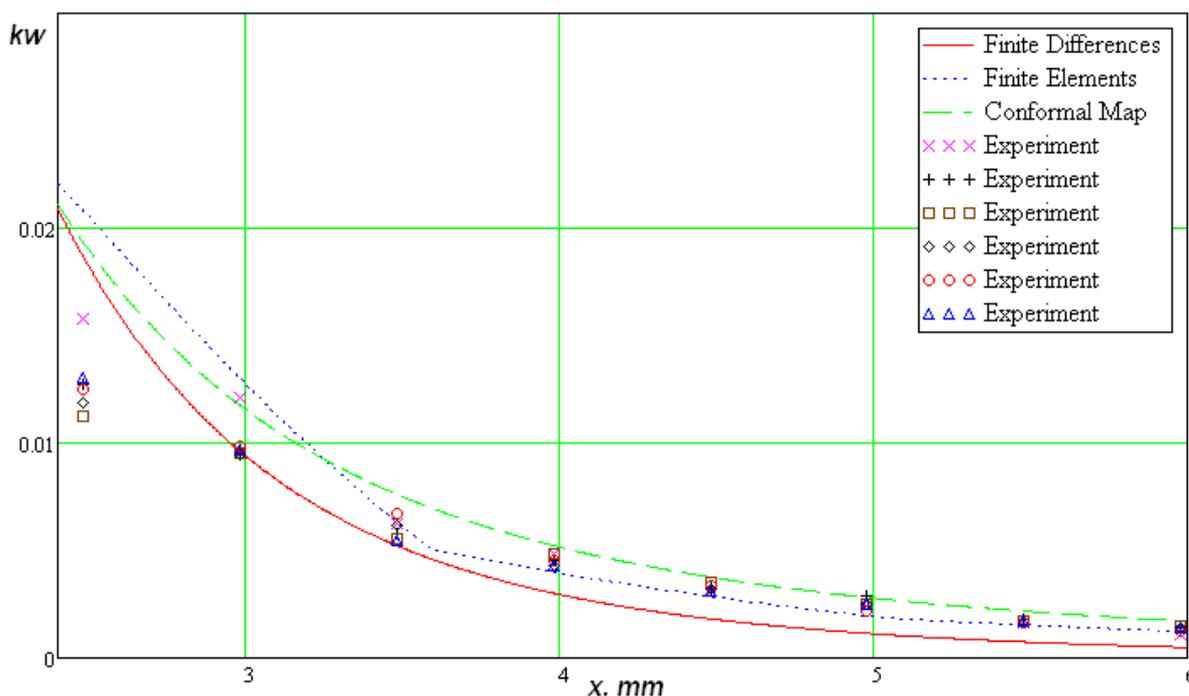


Рис. 4. Сравнение теоретических и экспериментальных значений коэффициента связи ДР с краевой НПЛ

### Выводы

Наибольшее расхождение теоретических и экспериментальных данных наблюдается вблизи полоска, т. е. при максимальном приближении ДР к линии. Главным фактором, обуславливающим это, является искажение поля собственных колебаний ДР диэлектриком НПЛ и полоском, что не учи-

тывається моделлю. Крім того, вблизи края металлической подложки в точках вище и ниже ее уровня ( $y=\delta$  и  $y=-\delta$ , где  $\delta$  мало) компоненты  $H_x$  будут различаться знаком, что обусловлено выполнением граничных условий. По мере увеличения  $x$  значения  $H_x$  при  $y=\delta$  и  $y=-\delta$  будут все меньше отличаться и, начиная с некоторого  $x$  (в рассмотренной линии  $x\approx 2.5$  мм), можно считать, что они равны. Таким образом, чем ближе к краевой НПЛ находится ДР, тем больше неточность численного определения поля линии в его центре, поскольку значения  $H_x$  в пределах погрешности установки резонатора будут различаться тем больше, чем ближе к линии расположен резонатор.

Из рис. 4 видно, что теоретические значения  $k_w$  различаются в зависимости от способа вычисления компоненты поля  $H_x$ . На значительных удалениях от линии наиболее точным является МКЭ, поскольку учитывает продольные компоненты поля, которые в данной области имеют значения одного порядка с поперечными. Однако вблизи линии зависимость  $H_x(x)$ , рассчитанная МКЭ, демонстрирует значительные погрешности (рис. 3). Таким образом, при численном расчете коэффициента связи в области, прилегающей к линии, целесообразно использовать поля, рассчитанные МКР; на значительном удалении от линии использование значений  $H_x$ , рассчитанных МКЭ, дает более точный результат. Расчет поля линии по методу конформного отображения дает наименее точный результат.

#### Литература

1. Трубин А. А. Расчет связи цилиндрического диэлектрического резонатора со щелевой линией передачи // Радиоэлектроника, №4, 1996, с. 61-66.
2. М. Е. Ильченко, А. А. Трубин. Электродинамика диэлектрических резонаторов. – Киев: Наукова думка – 2004.
3. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.
4. Конструирование и расчет полосковых устройств. Учебное пособие для вузов. Под редакцией И. С. Ковалева. – М.: «Сов. радио», 1974. – 296 с.
5. Банков С. Е., Курушин А. А. Расчет антенн и СВЧ структур с помощью HFSS Ansoft – М.: ЗАО «НПП «Родник», 2009. – 256 с.

*Трубаров І. В. Коефіцієнт зв'язку циліндричного діелектричного резонатора з несиметричною смужковою лінією з ортогональною взаємною орієнтацією. Викладено методіку аналітичного розрахунку коефіцієнту зв'язку циліндричного діелектричного резонатора з крайовою несиметричною смужковою лінією у випадку їх взаємної ортогональної орієнтації. Проведено порівняння трьох методів визначення напруженості магнітного поля крайової НСЛ: скінченних різниць, конформного відображення та скінченних елементів. Вказано спосіб визначення коефіцієнту зв'язку резонатора з лінією за експериментальними значеннями коефіцієнту передачі системи. Досліджено залежність коефіцієнту зв'язку від відстані між резонатором і лінією. Проведено порівняння теоретичних і експериментальних даних.*

**Ключові слова:** несиметрична смужкова лінія, діелектричний резонатор, коефіцієнту зв'язку

*Трубаров И. В. Коэффициент связи цилиндрического диэлектрического резонатора с несимметричной полосковой линией с ортогональной взаимной ориентацией. Изложена методика аналитического расчета коэффициента связи цилиндрического диэлектрического резонатора с краевой несимметричной полосковой линией в случае их ортогональной взаимной ориентации. Проведено сравнение трех методов определения напряженности магнитного поля краевой НПЛ: конечных разностей, конформного отображения и конечных элементов. Указан способ определения коэффициента связи резонатора с линией по экспериментальным значениям коэффициента передачи системы. Исследована зависимость коэффициента связи от расстояния между резонатором и линией. Проведено сравнение теоретических и экспериментальных данных.*

**Ключевые слова:** несимметричная полосковая линия, диэлектрический резонатор, коэффициент связи

*I. Trubarov. Coupling coefficient of a cylindrical dielectric resonator coupled with a microstrip line using orthogonal mutual orientation. The method of analytical calculation of a coupling coefficient of a cylindrical dielectric resonator coupled with an edge microstrip line in case of their orthogonal mutual orientation is stated. The comparison between three methods of calculation the value of edge microstrip line magnetic field strength is made: finite difference method, conformal map method and finite element method. The technique of calculation the value of a coupling coefficient of resonator coupled with transmission line by given experimental values of system transmission coefficient is stated. The dependence of a coupling coefficient versus the distance between a resonator and a line is studied. The comparison between theoretical and experimental data is provided.*

**Keywords:** an edge microstrip line, dielectric resonator, coupling coefficient