

Министерство образования и науки Российской Федерации  
**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

**(ТУСУР)**

**Кафедра СВЧвысокочастотной и квантовой радиотехники**

**(СВЧиКР)**

**Микроволновая техника**

**ОБЪЕМНЫЙ РЕЗОНАТОР НА ОТРЕЗКЕ ВОЛНОВОДА**

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ**

к лабораторной работе для магистрантов, направления 210400.68

"Радиотехника", профиль " Микроволновая техника и антенны"

2014

Министерство образования и науки Российской Федерации  
**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**  
(ТУСУР)

**Кафедра СВЧвысокочастотной и квантовой радиотехники**  
(СВЧиКР)

УТВЕРЖДАЮ

Зав. каф. СВЧиКР

\_\_\_\_\_ Шарангович С.Н.

“ \_\_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2014г.

**Микроволновая техника**

**ОБЪЕМНЫЙ РЕЗОНАТОР НА ОТРЕЗКЕ ВОЛНОВОДА**

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ**

к лабораторной работе для магистрантов, направления 210400.68

"Радиотехника", профиль " Микроволновая техника и антенны"

Разработчики:

проф.кафедры СВЧиКР

\_\_\_\_\_ Г.Г. Гошин

ассистент кафедры СВЧиКР

\_\_\_\_\_ А.А. Трубачев

доцент кафедры СВЧиКР

\_\_\_\_\_ А.В. Фатеев

2014

УДК 621.372.62

**Гошин Г.Г., Трубачев А.А., Фатеев А.В.**

Объемный резонатор на отрезке волновода: Руководство к лабораторной работе по дисциплине «Микроволновая техника». — Томск: Томский гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2014. — 28 с.

В руководстве содержится методический материал по теории распространения электромагнитных волн в объемных резонаторах, а также принцип измерения диэлектрической проницаемости материала в резонаторе на отрезке волновода. Также приводятся рекомендации по работе со средством автоматизированного проектирования, моделирования и электродинамического анализа *CST Microwave Studio*. Отмечаются основные теоретические положения, расчётные формулы.

Руководство предназначено для магистрантов технических вузов, обучающихся по направлению подготовки 210400.68 «Радиотехника», профиль «Микроволновая техника и антенны» в рамках дисциплины «Микроволновая техника».

© Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2014

© Гошин Г.Г. 2014

© Трубачев А.А. 2014

© Фатеев А.В. 2014

## Оглавление

Введение.....	5
1 Краткие теоретические сведения.....	5
1.1 Структура полей.....	7
1.2 Виды колебаний .....	9
1.3 Диэлектрические материалы и методы измерения их параметров....	13
1.4 Метод малых возмущений (объемного резонатора) .....	16
2 Рекомендации по выполнению работы.....	18
2.1 Содержание отчета.....	18
2.2 Контрольные вопросы .....	18
2.3 Расчетное задание .....	19
4 Работа с программным обеспечением .....	20
Список литературы .....	27

## Введение

**Цель работы:** изучение принципов работы программного обеспечения для электромагнитного моделирования устройств *CST Microwave Studio* и изучения работы прямоугольного объемного резонатора, типов распространяющихся в нем волн, а также способа определения диэлектрической проницаемости материалов.

### 1 Краткие теоретические сведения

Объемный резонатор представляет собой замкнутую полость, ограниченную металлическими стенками, внутри которой существуют электромагнитные колебания.

Конфигурация объемного резонатора может быть любой, однако наибольшее практическое применение находят прямоугольный (рисунок 1.1) и цилиндрический (рисунок 1.2).

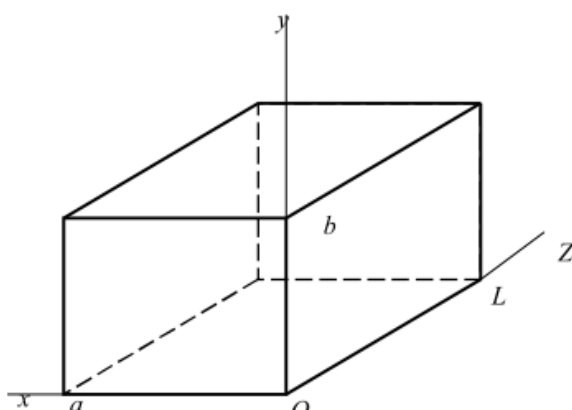


Рисунок 1.1

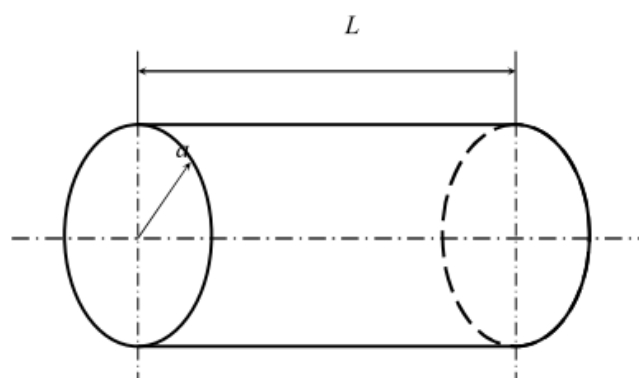


Рисунок 1.2

Все они являются по существу замкнутыми на концах отрезками волноводов. В таких резонаторах могут существовать колебания типа  $E$ , у которых  $H_z = 0$ , и колебания типа  $H$ , у которых  $E_z = 0$ . Анализ полей в резонаторах производят посредством решения уравнения Гельмгольца для составляющих  $E_z$  и  $H_z$  при равенстве нулю тангенциальной составляющей электрического поля на стенках резонатора.

В результате получаются выражения для резонансной частоты для составляющих векторов поля в резонаторе.

Прямоугольный объемный резонатор. Резонансная частота колебаний типа  $H_{mnp}$  или  $E_{mnp}$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_a \mu_a}} \sqrt{\left(\frac{\pi m}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi n}{b}\right)^2 + \left(\frac{\pi p}{l}\right)^2}, \quad (1.1)$$

где  $a$ ,  $b$ ,  $l$  — геометрические размеры резонатора (см. рисунок 1.1).

Составляющие векторов поля для колебаний типа  $H_{mnp}$ :

$$\dot{H}_x = -C \frac{m\pi}{a} \cdot \frac{p\pi}{l} \cdot \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot \cos \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{H}_y = C \frac{y\pi}{b} \cdot \frac{p\pi}{l} \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y \cdot \cos \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{H}_z = C \left[ \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \right] \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot \sin \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{E}_z = 0,$$

$$\dot{E}_x = j\omega \mu_a C \frac{n\pi}{b} \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y \cdot \sin \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{E}_y = -j\omega \mu_a C \frac{n\pi}{a} \cdot \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot \sin \frac{p\pi}{l} z,$$

где  $C$  — произвольный амплитудный множитель.

Составляющие векторов поля для колебаний типа  $E_{mnp}$ :

$$\dot{H}_x = j\omega \varepsilon_a C \frac{n\pi}{b} \cdot \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot \cos \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{H}_y = -j\omega \mu_a C \frac{m\pi}{a} \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y \cdot \cos \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{H}_z = 0,$$

$$\dot{E}_x = -C \frac{m\pi}{a} \cdot \frac{p\pi}{l} \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y \cdot \sin \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{E}_y = -C \frac{y\pi}{b} \cdot \frac{p\pi}{l} \cdot \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot \sin \frac{p\pi}{l} z,$$

$$\dot{E}_z = C \left[ \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \right] \cdot \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y \cdot \cos \frac{p\pi}{l} z,$$

Индексы  $m$ ,  $n$ ,  $p$  означают число вариаций поля в резонаторе по осям  $x$ ,  $y$ , и  $z$  соответственно.

Основным типом колебаний в прямоугольном резонаторе, имеющим минимальную резонансную частоту, в зависимости от соотношения размеров  $a$ ,  $b$ , и  $l$  могут быть  $H_{101}$ ,  $H_{011}$  или  $E_{110}$ .

Например, при  $b < a$  и  $b < l$  основным типом колебаний является  $H_{101}$ , картина силовых линий поля которого изображена на рисунке 1.3.

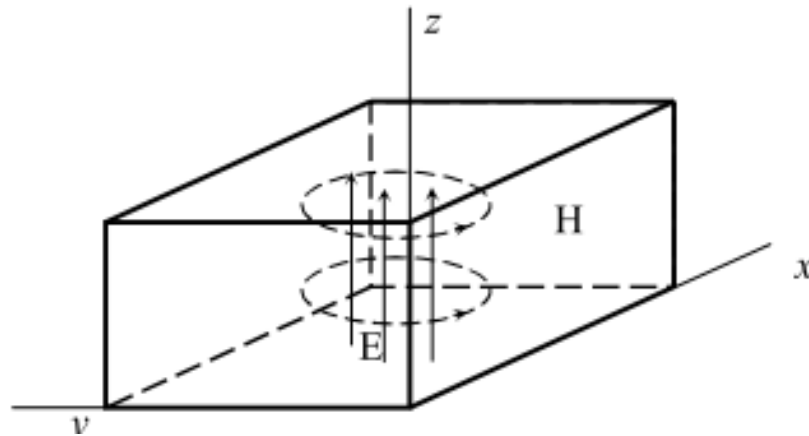


Рисунок 1.3

### 1.1 Структура полей

Проще всего процессы в объёмном резонаторе можно изучить, рассматривая его как отрезок линии передачи, замкнутый на концах поперечными металлическими перегородками. Когда резонатор образован из отрезка волновода, он называется волноводным. Для анализа процессов в таком резонаторе рассмотрим волновод произвольного поперечного сечения, закрытый на одном конце металлической перегородкой. Если выполняется условие распространения для какого-либо типа волны, то при возбуждении колебаний в таком закороченном волноводе установится стоячая волна также и вдоль продольной координаты  $Z$ . Структура отдельно электрического и магнитного полей в поперечном сечении закороченного волновода соответствует рассматриваемой распространяющейся волне в бесконечном (или согласованном) волноводе. Однако между электрическим и магнитным полем произойдёт сдвиг по фазе и сдвиг вдоль продольной оси волновода, характерный для стоячей волны. Поясним эти изменения в структуре на примере образования колебаний в резонаторе из волны  $TE \equiv H$  волновода (рисунке 1.4).

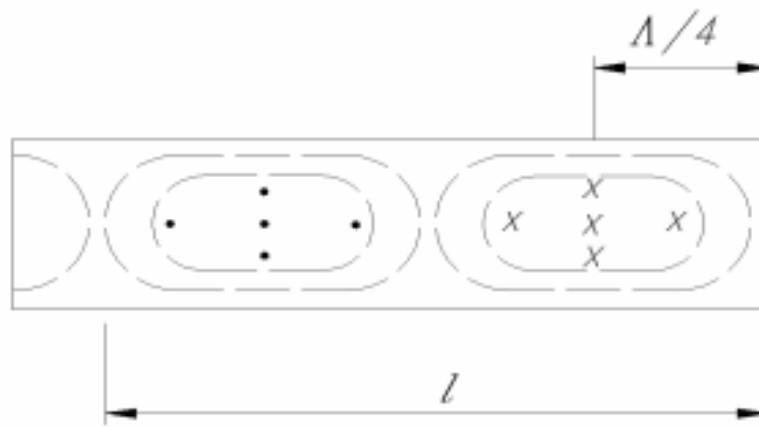


Рисунок 1.4– Структура электрического и магнитного полей в прямоугольном резонаторе при стоячей волне  $H_{101}$

Поперечное электрическое поле, следы которого на рисунке показаны крестами и точками, параллельно торцевой металлической стенке. На самой стенке, как касательное, оно должно обращаться в нуль. Пучность стоячей волны этого поля устанавливается от стенки, как и в закороченной длинной линии, на расстоянии четверти длины волны в волноводе, т.е. на расстоянии  $\Lambda/4$ . Поле теперь уже не перемещается вдоль волновода, а только меняется во времени: ток смещения максимален, когда само электрическое поле равно нулю. Магнитное поле (пунктирные линии) охватывает токи смещения, оно имеет сдвиг по фазе относительно поперечного электрического поля на  $0,5\pi$ : когда электрическое поле равно нулю, магнитное достигает амплитудного значения и наоборот.

Аналогично можно рассмотреть колебания типа  $TM \equiv E$  (рисунок 1.5).

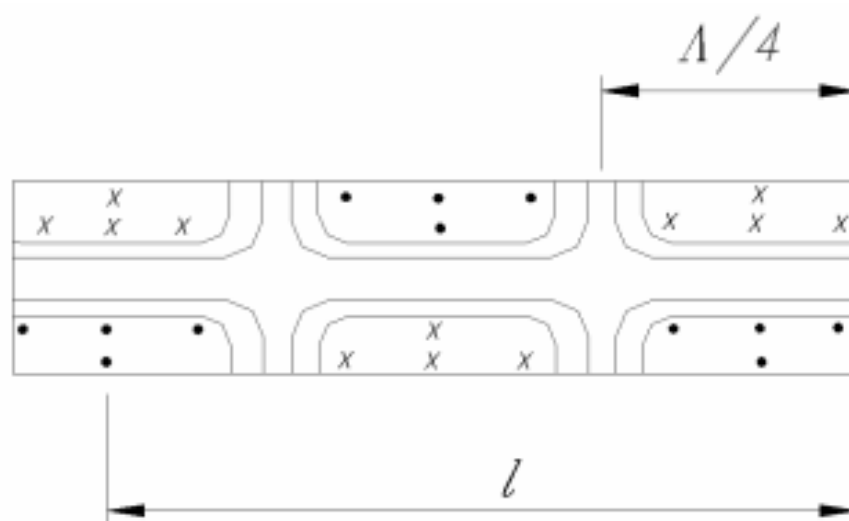


Рисунок 1.5 – Структура электрического и магнитного полей в прямоугольном резонаторе при стоячей волне  $E_{101}$



В закороченном с одного торца волноводе может установиться такой электромагнитный процесс, в котором продольное электрическое поле начинается на торцевой стенке, при этом максимум поперечного электрического поля отстоит от стенки на расстоянии  $\Lambda/4$ . Поперечное же магнитное поле, следы которого на рисунке показаны крестами и точками, максимально на самой стенке и поддерживается токами смещения от продольного электрического поля  $E_z$ , между электрическим и магнитным полями, как и ранее, устанавливается сдвиг фаз  $0,5\pi$ . На рисунках 1.4 и 1.5 показана лишь часть поля, примыкающая к торцевой металлической стенке; поле должно быть периодически продолжено влево до возбuditеля (на рисунке не показанного). Для образования резонатора с собственной частотой, равной частоте генератора, надо поместить вторую металлическую перегородку так, чтобы и на ней сохранялись поставленные выше граничные условия для поля.

## 1.2 Виды колебаний

В прямоугольном волноводе возможны волны типов  $E_{mn}$  и  $H_{mn}$ .

Следовательно, в прямоугольном резонаторе существуют резонансы видов  $E_{mnp}$  и  $H_{mnp}$ . Индекс  $p$  соответствует числу полуволн, укладывающихся по длине резонатора, т.е. имеет тот же смысл, что и индексы  $m$  и  $n$ .

Известно, что индексы  $m$  и  $n$  для волн в прямоугольном волноводе могут при некоторых условиях принимать нулевые значения. Рассмотрим виды колебаний  $E_{mn0}$  и  $H_{mn0}$  в прямоугольном резонаторе. Положив в выражение (1.1)  $p = 0$ , получаем  $\lambda_0 = \lambda_{кр}$ , т. е. резонанс должен иметь место при частоте, в точности равной критической частоте волновода при тех же значениях индексов  $m$  и  $n$ . Но при  $\lambda = \lambda_{кр}$  поле не может иметь вариаций вдоль оси волновода, поскольку  $\lambda \rightarrow \infty$ . Поэтому при наличии в некотором сечении волновода поперечной идеально проводящей стенки все поперечные составляющие электрического поля должны обратиться в нуль в любом сечении. Поскольку при волнах типа  $TE$   $E_z = 0$ , все составляющие поля оказываются равными нулю. Следовательно, для видов колебаний  $TE_{mnp}$  величина  $p$  не может принимать нулевых значений. При волнах же типа  $TM$  в волноводе  $E \neq 0$ , и поле внутри резонатора не обращается в нуль даже при  $p = 0$ . Таким образом, вполне возможны виды колебаний  $TM_{mn0}$  в прямоугольном полом резонаторе. Рассмотренное условие относится не только к прямоугольным, но и к любым другим полым резонаторам, сводящимся к отрезкам однородных волноводов. Следует отметить, что равенство  $\lambda_0 = \lambda_{кр}$  при  $p = 0$  может быть использовано не только при рассмотрении полых

резонаторов, но и для определения критической длины волны  $E$ -волн волноводов сложного профиля.

Возвратимся к однородному прямоугольному полному резонатору. Главный интерес представляет вид колебаний, для которого резонансная длина волны является наибольшей. При  $l > b > a$  низший вид характеризуется индексами  $m = 1, n = 0, p = 1$ . Такой вид колебаний имеет значение  $H_{101}$  или  $TE_{101}$  и имеет структуру поля, показанную на рисунке 1.6.

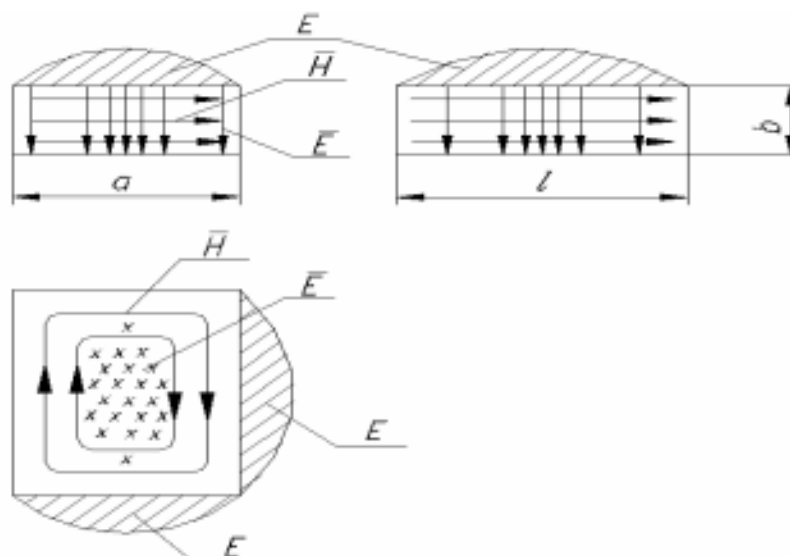


Рисунок 1.6—Структура и эпюры поля в прямоугольном резонаторе при виде колебаний  $H_{101}$  Эта структура получается из известной структуры волны типа  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе

Для резонатора в отличие от волновода возбуждённого в режиме бегущей волны характерен сдвиг на  $\Lambda/4$  между поперечными составляющими электрического и магнитного полей. Наличие такого сдвига вытекает из существования чисто стоячей волны. Перенос энергии в каком-либо направлении отсутствует, т. е. векторное произведение  $[EH]$  равно нулю.

Прямоугольные резонаторы применяются в фильтрах, резонансных волномерах, где перестройка резонансной длины волны осуществляется передвижным поршнем, и пр. [1].

На рисунках 1.7 и 1.8 представлены структуры поля для различных типов колебаний в прямоугольном резонаторе [2].

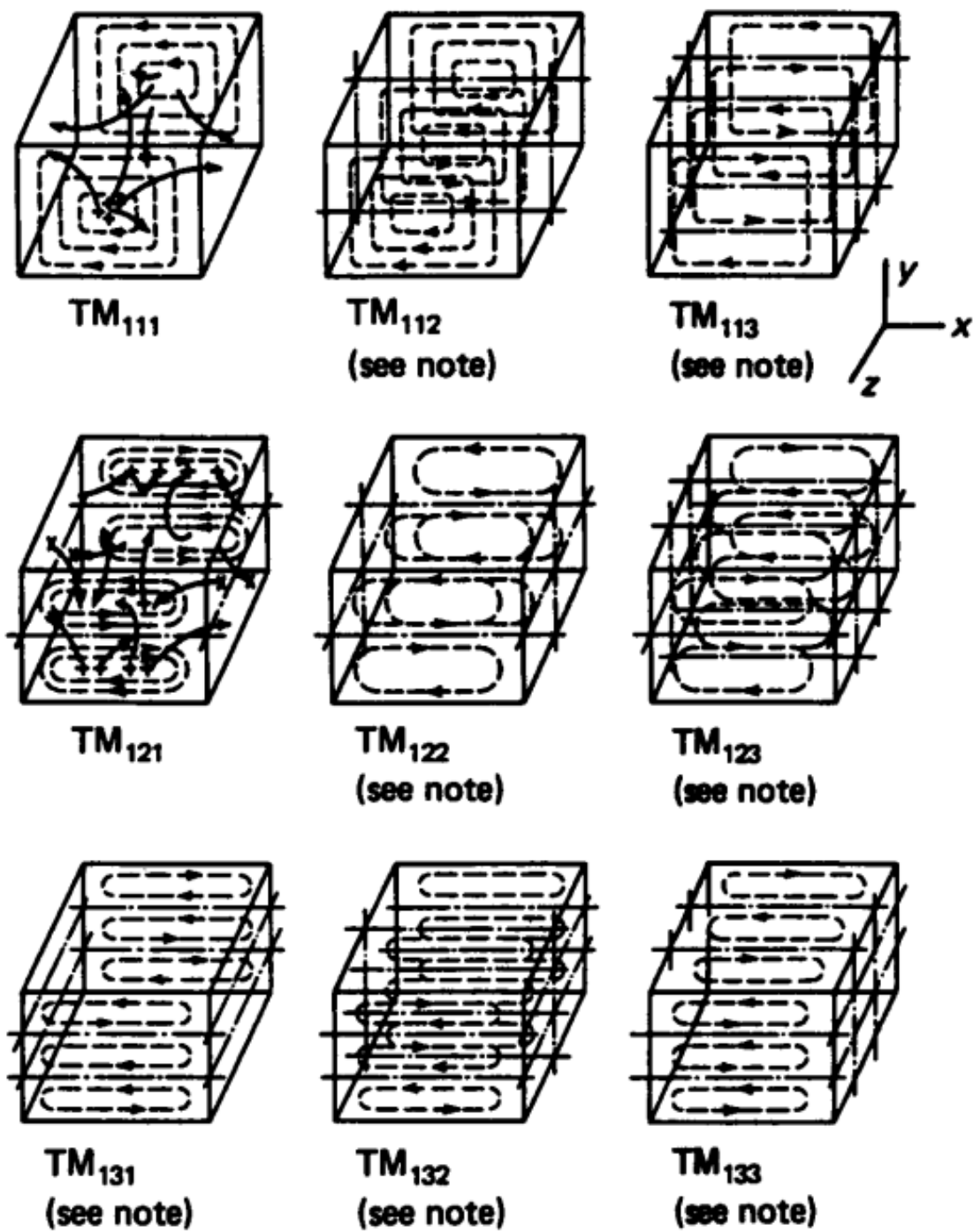


Рисунок 1.7 Распределения полей различных типов  $TM$  волны

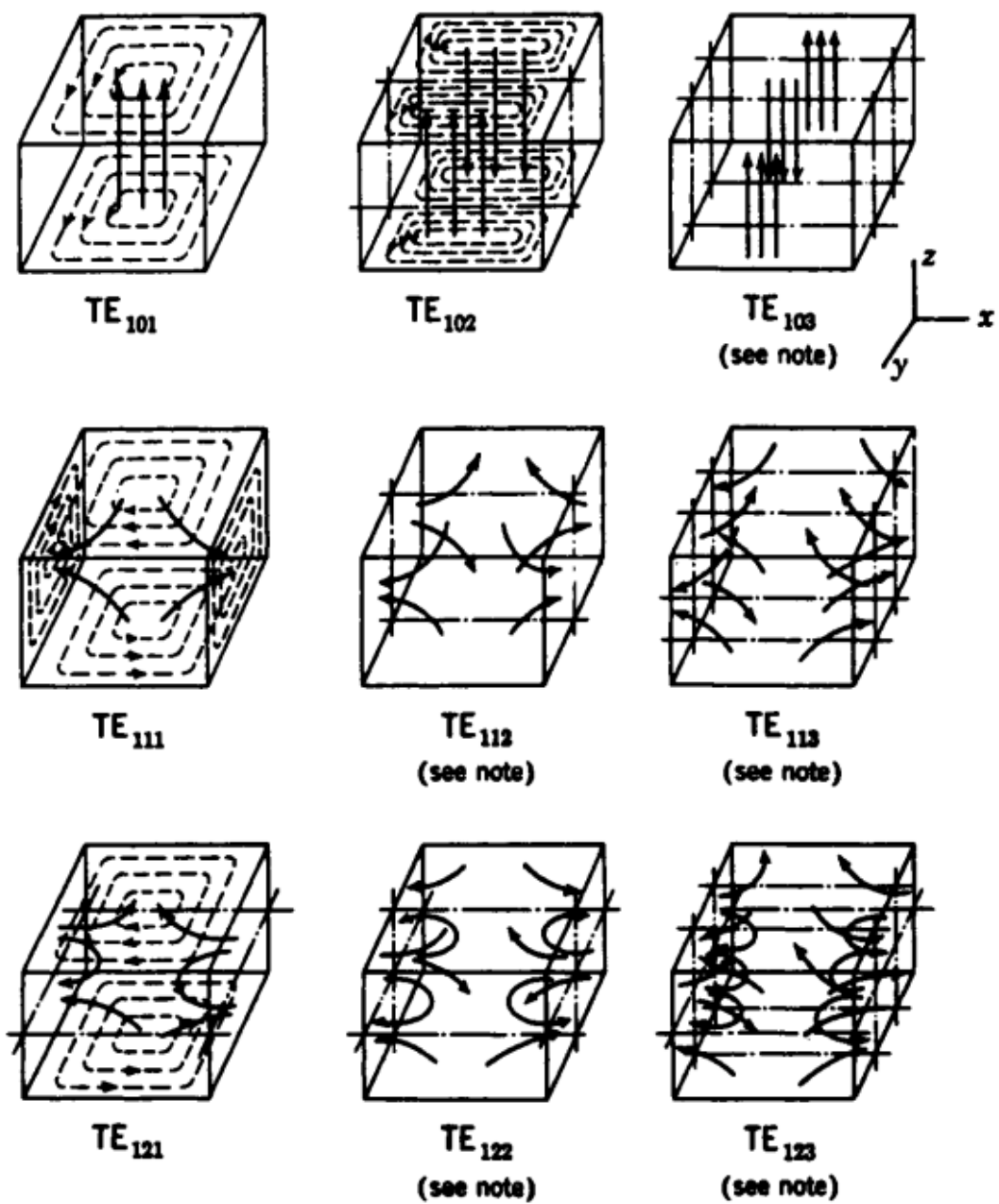


Рисунок 1.8 Распределения полей различных типов  $TE$  волны

### 1.3 Диэлектрические материалы и методы измерения их параметров

Диэлектрическая проницаемость описывает взаимодействие вещества с электрическим полем  $E$  и является комплексной величиной.  $\kappa = \epsilon\epsilon_0 = \epsilon_r - j\epsilon_r''$

Диэлектрическая постоянная ( $\kappa$ ) эквивалентна относительной диэлектрической проницаемости ( $\epsilon_r$ ) или абсолютной диэлектрической проницаемости ( $\epsilon$ ), отнесенной к диэлектрической проницаемости вакуума ( $\epsilon_0$ ). Действительная часть диэлектрической проницаемости ( $\epsilon_r'$ ) является мерой того, сколько энергии внешнего электрического поля запасено в материале. Мнимая часть диэлектрической проницаемости ( $\epsilon_r''$ ) называется коэффициентом потерь и является мерой потерь энергии или того, как сильно материал поглощает энергию внешнего электрического поля. Мнимая часть диэлектрической проницаемости ( $\epsilon_r''$ ) всегда больше нуля и обычно много меньше ( $\epsilon_r'$ ). На коэффициент потерь влияют и диэлектрические потери и проводимость.

Если представить комплексную диэлектрическую проницаемость в виде простой векторной диаграммы (Рисунок 1.9), то действительная и мнимая составляющие будут отличаться по фазе на  $90^\circ$ . Векторная сумма образует угол  $\delta$  с действительной осью ( $\epsilon_r'$ ). Мера относительных потерь в материале – отношение потерь энергии к запасенной энергии.

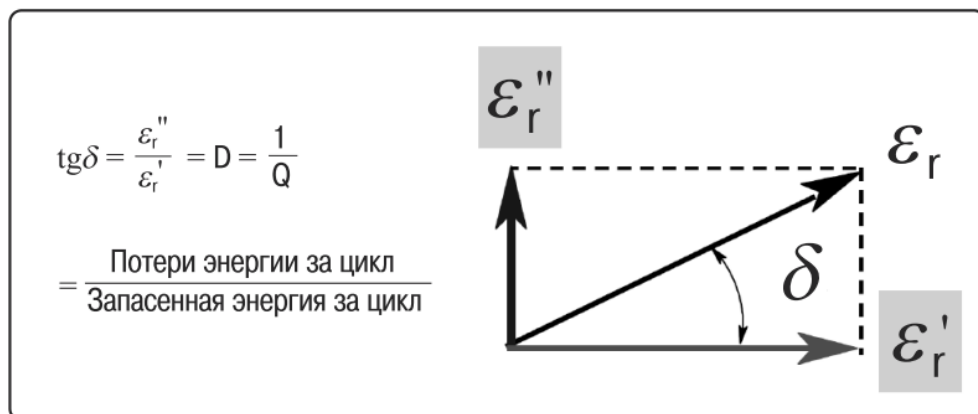


Рисунок 1.9 Векторная диаграмма для определения тангенса угла потерь

Тангенс угла диэлектрических потерь (или  $\operatorname{tg} \delta$ ) определяется как отношение мнимой части диэлектрической проницаемости к ее действительной части.  $D$  обозначает коэффициент диссипации, а  $Q$  – добротность. Тангенс угла потерь  $\operatorname{tg} \delta$  называется тангенс дельта, тангенс потерь или коэффициент диссипации. Иногда термин “добротность или  $Q$  - фактор” используется по отношению к СВЧ-материалу и является обратной величиной тангенса угла потерь. Для материалов с очень низкими потерями,

поскольку  $tg\delta \approx \delta$ , значение тангенса угла потерь может быть выражено в единицах измерения угла – миллирадианах или микрорадианах.

Для сигналов, изменяющихся во времени (например, синусоида), электрическое и магнитное поля существуют одновременно. Такая электромагнитная волна может распространяться в свободном пространстве (со скоростью света,  $c = 3 \times 10^8$  м/с) или в материале с более низкой скоростью. Существуют электромагнитные волны с различными длинами волн. Длина волны сигнала обратно пропорциональна его частоте  $f$  ( $\lambda = c/f$ ), так что при увеличении частоты, длина волны уменьшается. Например, в свободном пространстве сигнал с частотой 10 МГц имеет длину волны 30 м, в то время как длина волны сигнала с частотой 10 ГГц всего лишь 3 см. Многие аспекты распространения волн зависят от диэлектрической и магнитной проницаемости материала. Взглянем на диэлектрические свойства с “оптической” точки зрения. Рассмотрим в пространстве плоский слой материала (испытываемого материала), на поверхность которого падает волна типа *TEM* (рисунок 1.10). Будет присутствовать падающая, отраженная и прошедшая волны. Волновое сопротивление материала  $Z$  отлично (меньше) от волнового сопротивления свободного пространства  $\eta$  (или  $Z_0$ ), что приведет к рассогласованию и появлению отраженной волны. Часть энергии проникнет в образец. Скорость распространения волны в слое  $v$  меньше скорости света  $c$ . Длина волны  $\lambda_d$  короче длины волны  $\lambda_0$  в свободном пространстве, в соответствии с приведенными ниже уравнениями. Поскольку в материале всегда имеются какие-либо потери, будет присутствовать некоторое ослабление или вносимое затухание. Рассогласование на второй границе для простоты не рассматривается.

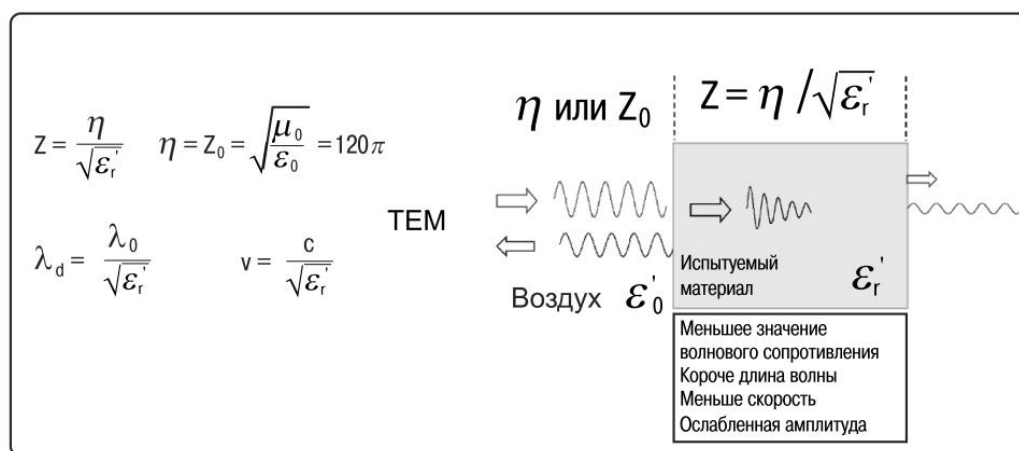


Рисунок 1.10 Отраженный и прошедший сигналы

На рисунке 1.11 изображено соотношение между диэлектрической проницаемостью испытываемого материала и коэффициентом отражения  $|\Gamma|$  в

случае бесконечно длинного образца (отражение от задней границы образца не рассматривается). При малых значениях диэлектрической проницаемости (приблизительно меньше 20), имеются существенные изменения коэффициента отражения при небольшом изменении диэлектрической проницаемости. В этом диапазоне измерение диэлектрической проницаемости с помощью коэффициента отражения будет обладать большей чувствительностью и, следовательно, будет более точным. Наоборот, для больших значений диэлектрической проницаемости (например, в пределах от 70 до 90) имеют место небольшие изменения коэффициента отражения и при измерениях будет присутствовать большая неопределенность.

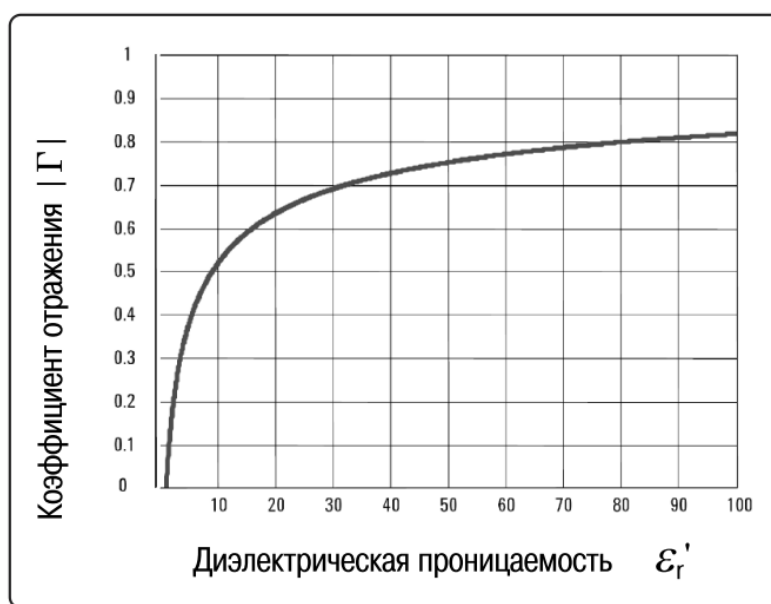


Рисунок 1.11 Зависимость коэффициента отражения от диэлектрической проницаемости

Каждый материал обладает уникальным набором электрических характеристик, зависящих от его диэлектрических свойств. Точные измерения этих свойств могут обеспечить ученых и инженеров ценной информацией, позволяющей должным образом включить материал в его предполагаемую область применения для повышения надежности конструкций или для наблюдения за процессом производства с целью улучшения контроля качества.

Измерение диэлектрических свойств материалов может дать информацию о параметрах, являющихся критическими при проектировании во многих приложениях электроники. Например, потери в изоляции кабеля, импеданс подложки или частота диэлектрического резонатора могут зависеть от их диэлектрических свойств. Эта информация также полезна для

улучшения свойств ферритов, поглотителей, а также схем компоновки. Знание диэлектрических свойств материалов также дает преимущества в более современных приложениях из областей промышленной микроволновой обработки продуктов питания, резины, пластика и керамики.

### 1.4 Метод малых возмущений (объемного резонатора)

Объемные резонаторы - высокочастотные структуры, резонирующие на определенных частотах. Образец материала влияет на центральную частоту ( $f$ ) и добротность ( $Q$ ) резонатора. Комплексная диэлектрическая проницаемость ( $\epsilon_r$ ) или магнитная проницаемость ( $\mu_r$ ) материала могут быть вычислены с помощью этих параметров на одной частоте. Существует множество различных типов резонаторов и методов. Здесь рассматривается наиболее широко распространенный метод возмущения полей резонатора, описанный в стандарте *ASTM 252010*. Этот метод использует прямоугольный волновод с торцевыми пластинами с диафрагменной связью с модой  $TE_{10n}$  (рисунок 1.12). Для измерения диэлектрических свойств образец должен быть расположен в максимуме электрического поля, а для измерения магнитных свойств - в максимуме магнитного поля. Если образец вставлен через отверстие в середине отрезка волновода, то нечетное число полувольт ( $n = 2k + 1$ ) будет доставлять максимум электрического поля в место расположения образца, чтобы можно было измерить диэлектрические свойства образца. Четное число полувольт ( $n = 2k$ ) будет доставлять максимум магнитного поля в место расположения образца, и магнитные свойства образца могут быть измерены.

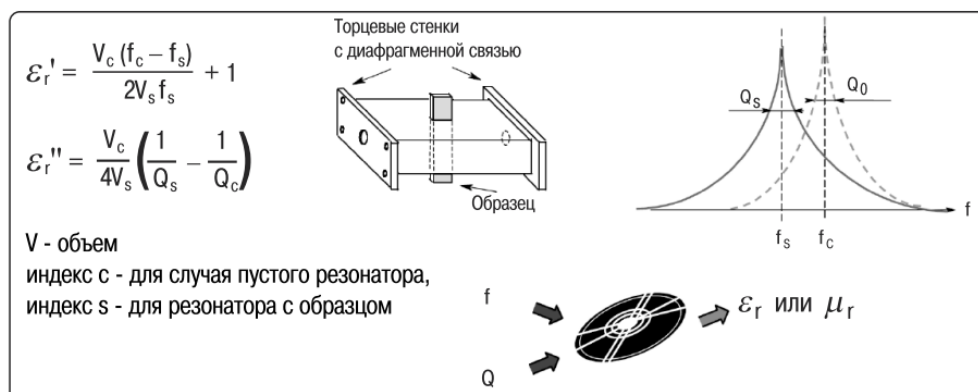


Рисунок 1.12 Измерения с помощью объемного резонатора

Метод возмущения резонатора требует очень малых размеров образца, чтобы вызвать только небольшое возмущение полей, приводящее к смещению измеряемого значения резонансной частоты и добротности



резонатора. Такое допущение позволяет упростить теорию, чтобы применять приведенные выше уравнения для вычисления диэлектрических свойств материала. На рисунке 1.13 показаны результаты измерений для трех различных образцов с помощью этого резонатора. Результаты трех измерений для сравнения представлены на одном графике.

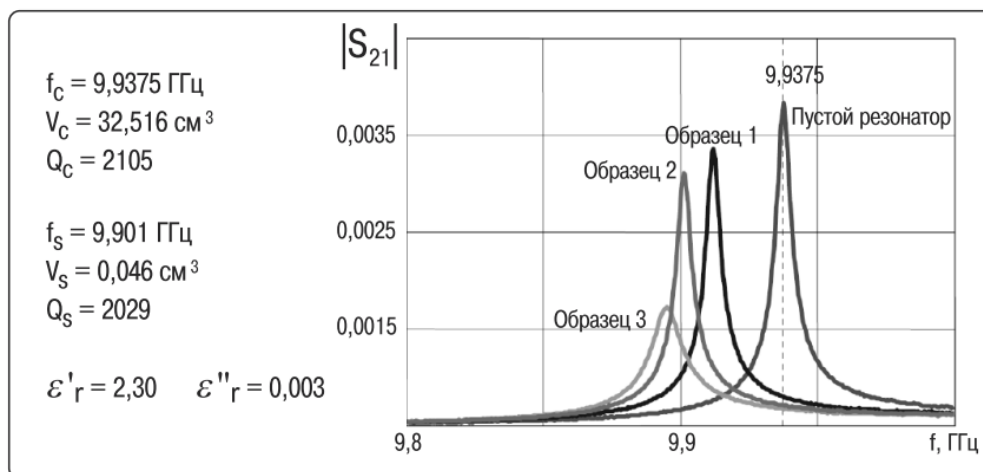


Рисунок 1.13 Графики, соответствующие пустому резонатору и трем различным образцам

Резонансная частота пустого резонатора  $f_c = 9,9375 \text{ ГГц}$  (для моды  $TE_{107}$ ), и она сдвигается к более низкому значению, когда образец вставлен в резонатор. Когда резонатор нагружен образцом, резонансная кривая расширяется, что приводит к снижению добротности  $Q$ . Вдоль вертикальной оси на Рисунке 1.13 отложена амплитуда линейного коэффициента передачи  $|S_{21}|$ . В левой части рисунка представлен расчет для образца 2, который имеет сечение 0,29 на 0,157 см. Типичная измерительная система, которая использует метод объемного резонатора, состоит из анализатора цепей, резонатора, программного обеспечения и внешнего компьютера [3].

## 2 Рекомендации по выполнению работы

При выполнении лабораторной работы необходимо изучить принципы работы программного обеспечения *CST Microwave Studio* для автоматизированного проектирования микроволновых устройств..

Для каждого варианта данные задаются из таблицы 2.1

Таблица 2.1

№ варианта	Ширина резонатора $a$ , мм	Высота резонатора $b$ , мм	Длина резонатора $l$ , мм
1	23	10	20
2	23	10	22
3	23	10	24
4	23	10	26
5	23	10	28
6	23	10	32
7	23	10	34
8	23	10	36
9	23	10	38

### 2.1 Содержание отчета

Отчет о проделанной работе должен содержать следующие разделы:

Цель работы;

Краткая теория;

Результаты работы - графики зависимостей ослабления от частоты для всех портов делителя мощности.

Выводы по проделанной работе

### 2.2 Контрольные вопросы

1. Что такое объемный резонатор?
2. Какой тип волны является основным в прямоугольном объемном резонаторе?
3. Назовите основные параметры объемного резонатора?
4. От чего зависят значения резонансной частоты резонатора?
5. Как влияет внесение диэлектрического материала на параметры резонатора?

### 2.3 Расчетное задание

Рассчитайте по формулам приведенным выше значение резонансной частоты основной моды для прямоугольного резонатора с размерами, приведенными в таблице 3.1 для вашего варианта.

В работе рассмотрен пример для следующих размеров резонатора:

Ширина  $a = 23$  мм;

Высота  $b = 10$  мм;

Длина  $l = 30$  мм.

## 4 Работа с программным обеспечением

1. Создайте новый проект и новые переменные  $a$ ,  $b$ ,  $l$  согласно предыдущему пункту.
2. Создайте прямоугольный резонатор с размерами, приведенными выше, материал фигуры – вакуум.
3. В качестве окружающего материала структуры задайте идеальный проводник ( $PEC$ ).
4. Задайте граничные условия для структуры – электрические стенки ( $Electric Et=0$ ).
5. Задайте частотный диапазон, в котором будет проходить анализ структуры – от 8 до 12 ГГц.
6. Для расчета собственных резонансов структуры применяется метод расчета собственных мод ( $Eigenmode solver$ ). Рассмотрите подробнее его параметры (рисунок 4.1).

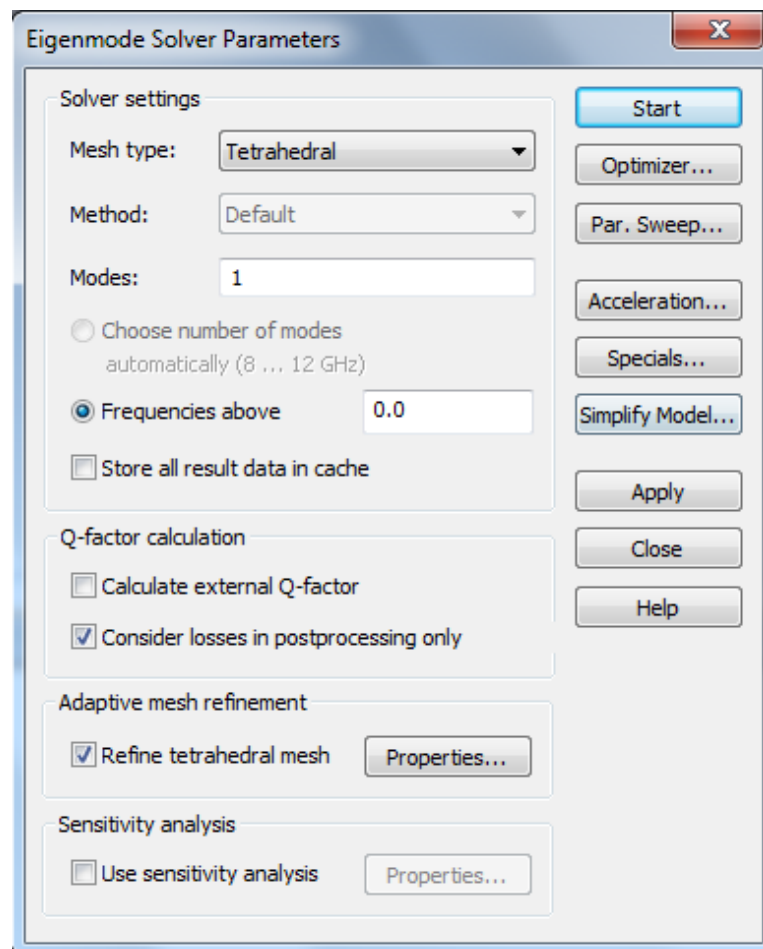


Рисунок 4.1

Сначала задается тип сетки разбиения, для более точного расчета разработчик рекомендует пользоваться тетраэдральной сеткой. Далее

задается количество рассчитываемых мод. Зададим количество мод равное 10. Рассчитанные моды располагаются в порядке увеличения частоты собственного колебания резонатора.

Также можно задать минимальную частоту (*Frequency above*), относительно которой будут рассчитаны все резонансы с большим значением частоты.

Также при наличии портов ввода-вывода энергии можно рассчитать нагруженную добротность резонатора (*Calculate external Q-factor*). С назначением остальных пунктов меню настройки можно ознакомиться в справочном меню программы.

После окончания расчета в каталоге *2D/3D Results* дерева навигации появятся папки с номерами мод. Внутри каждой папки представлены распределения  $E$  и  $H$  полей внутри резонатора. При выборе соответствующей папки получим вид, показанный на рисунке 4.2.

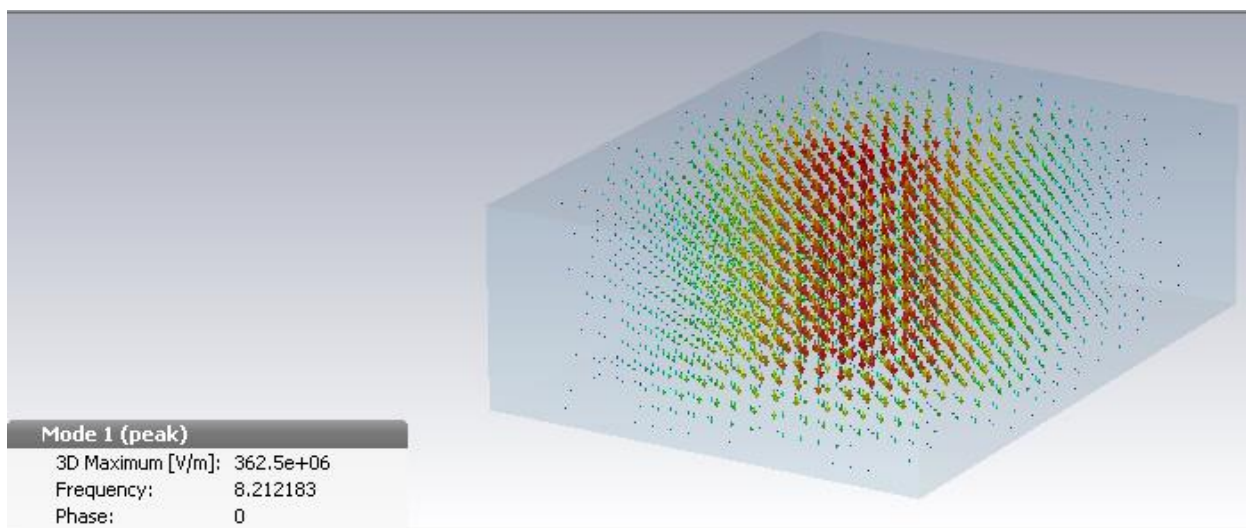


Рисунок 4.2

В нижнем правом углу указана резонансная частота для данного типа колебания. Сравните рассчитанную вами ранее резонансную частоту основной моды для данного резонатора с полученной в программе.

Всего существует несколько типов мод [4]:

$TEM$  – поперечная электромагнитная волна ( $E_z = 0; H_z = 0$ );

$QTEM$  – квазипоперечная электромагнитная волна ( $E_z \rightarrow 0; H_z \rightarrow 0$ );

$TE$  – поперечная электрическая волна (тип колебания  $H_{mn}$ ,  $E_z = 0; H_z \neq 0$ );

$TM$  – поперечная магнитная волна (тип колебания  $E_{mn}$ ,  $E_z \neq 0; H_z = 0$ );

$Hybrid$  – гибридная электромагнитная волна ( $E_z \neq 0; H_z \neq 0$ ).

Определите по линиям распределения поля типы колебания для каждой из 10 мод и рассчитайте значения резонансной частоты для каждого из них. Сравните рассчитанные значения с полученными в программе.

Для расчета собственной добротности резонатора на вкладке Post Processing выберите пункт *Loss and Q* – расчет потерь и добротности резонатора.

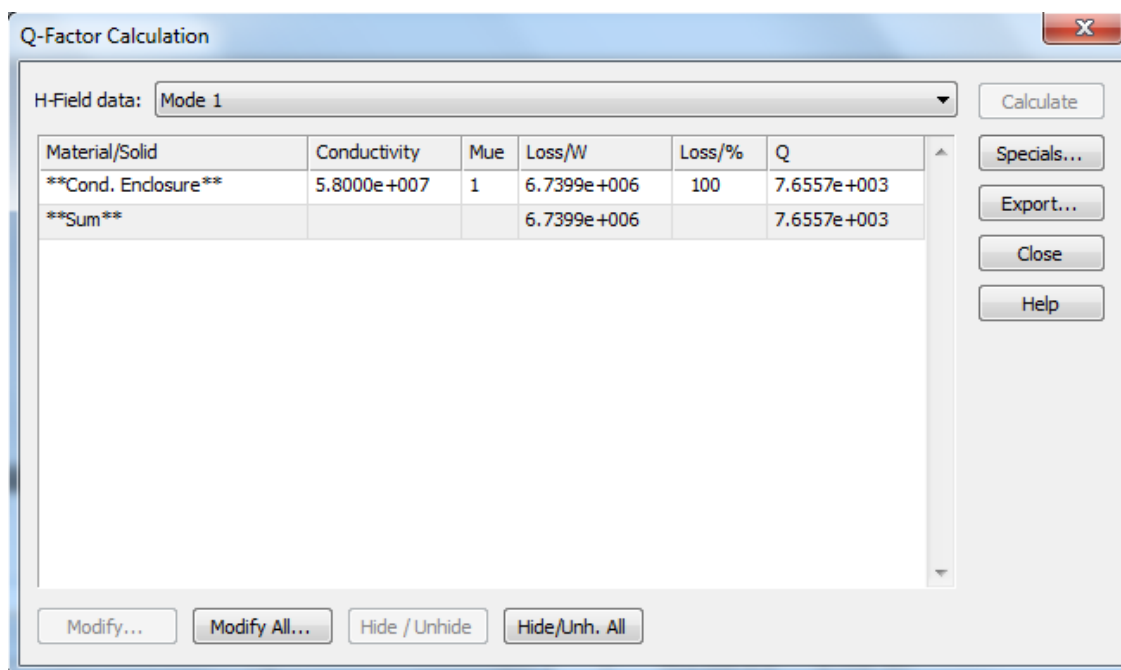


Рисунок 4.3

Для расчета добротности выбирается номер моды из выпадающего списка *H-field data*, а также задается проводимость материала стенок резонатора (*Conductivity*). После нажатия кнопки *Calculate* в графе в *Q* отобразится рассчитанное значение.

Теперь рассмотрим влияние наличия диэлектрического материала в резонаторе на его параметры.

Для этого создадим брусок из диэлектрического материала с размерами 0,5x0,5x10 мм и поместим его в центр резонатора, как показано на рисунке 4.4. При его создании программа предложит варианты для обработки совмещенных деталей - выберем пункт *Insert*, для вставки бруска в резонатор. При этом в резонаторе будет вырезан объем под диэлектрик.

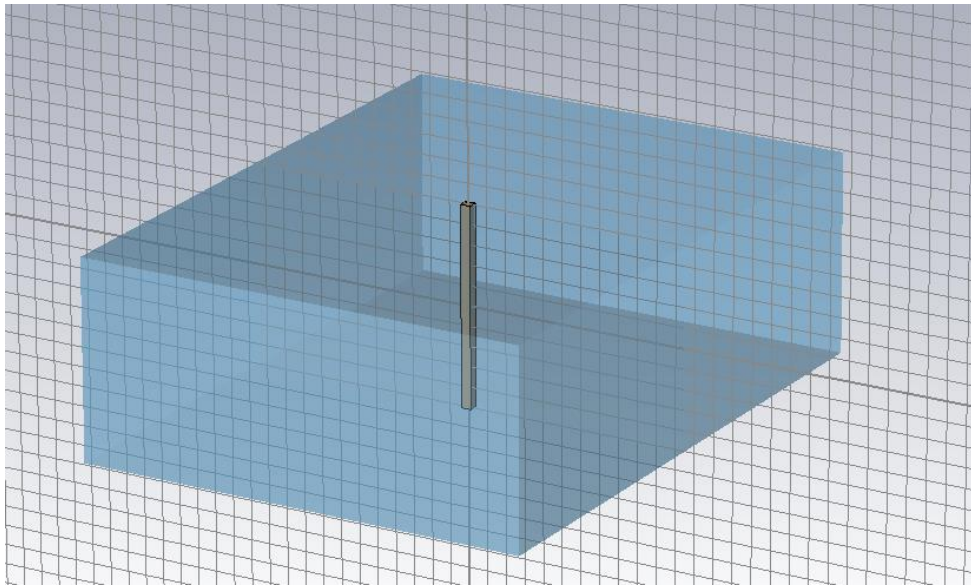


Рисунок 4.4

В качестве диэлектрика создадим новый материал и переменную *eps*, для задания диэлектрической проницаемости материала, как показано на рисунке 4.5.

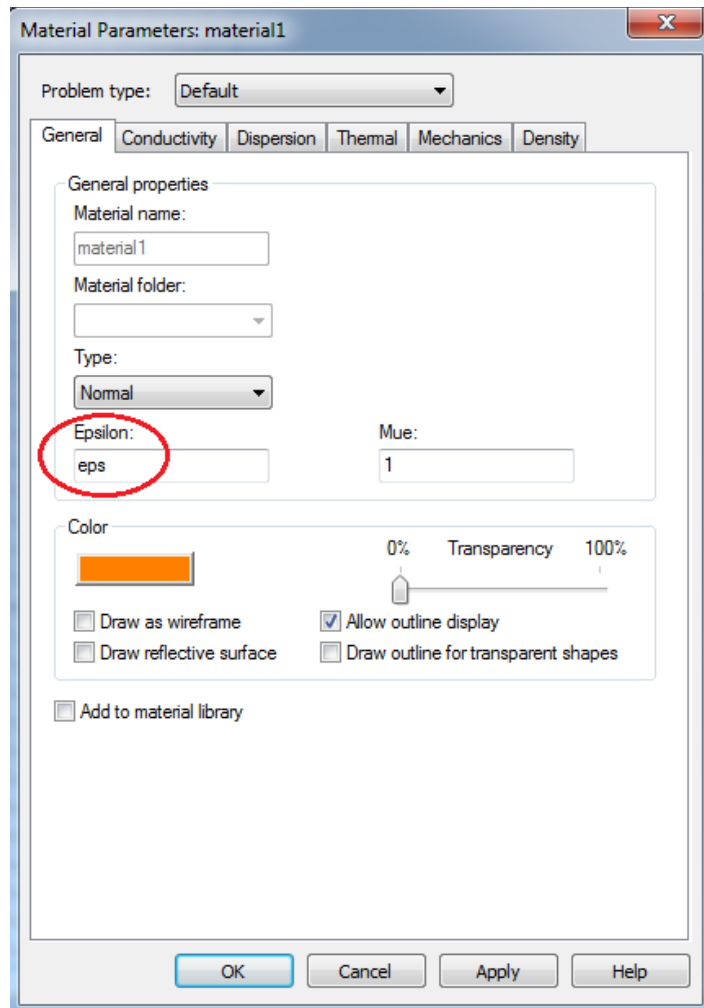


Рисунок 4.5

При внесении диэлектрического материала в резонатор происходит сдвиг его резонансной частоты, который зависит от диэлектрической проницаемости.

Для расчета резонансной частоты воспользуемся упрощенной формулой из [3]:

$$\varepsilon = \frac{V_c(f_c - f_s)}{2V_s f_s} + 1,$$

где  $V$  - объем (индекс  $c$  - для случая пустого резонатора,  $s$  - для резонатора с образцом).

Рассчитайте резонансные частоты резонатора с образцом для диэлектрической проницаемости от 1 до 10 с шагом 1.

В *CST Microwave Studio* есть возможность построить графики зависимостей различных параметров, варьируя одну или несколько переменных. Для этого на вкладке Home необходимо зайти в настройки *Eigenmode solver*. В открывшемся меню нажмите кнопку *Par. Sweep...* Появится диалоговое окно, показанное на рисунке 4.6.

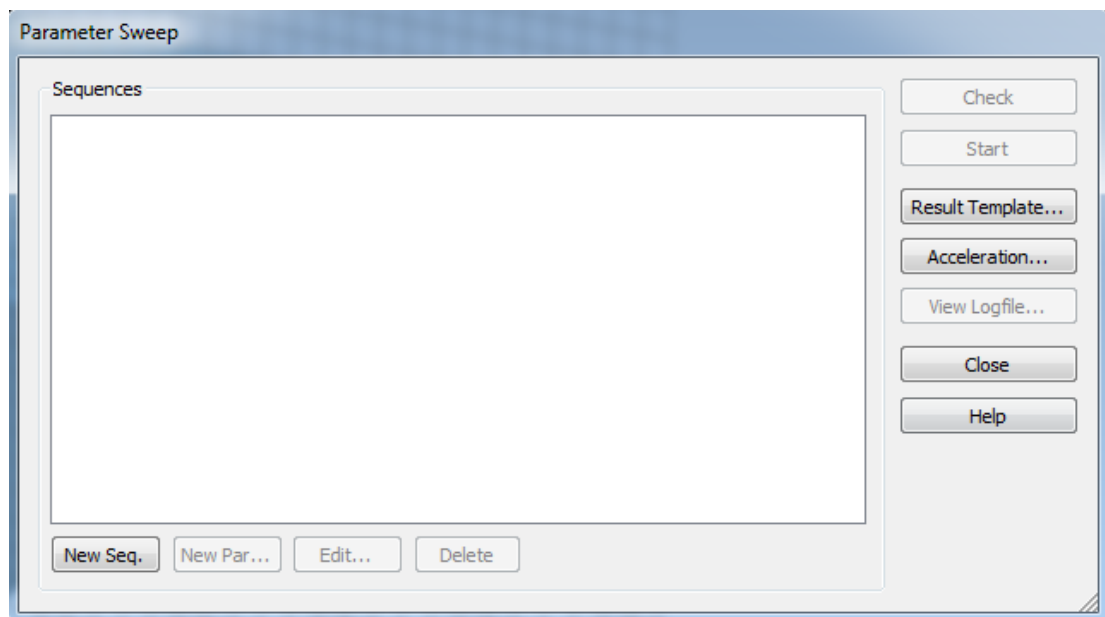


Рисунок 4.6

Для создания новой вариации какого либо параметра необходимо нажать на кнопку *New Seq.* (Новая последовательность). Появится строчка *Sequence 1*. Далее необходимо выбрать варьируемую переменную. Для этого необходимо нажать кнопку *New Par...* (Новый параметр). В появившемся окне (рисунок 4.7) выбирается переменная, задаются характеристики перебора и диапазон изменяемых значений.



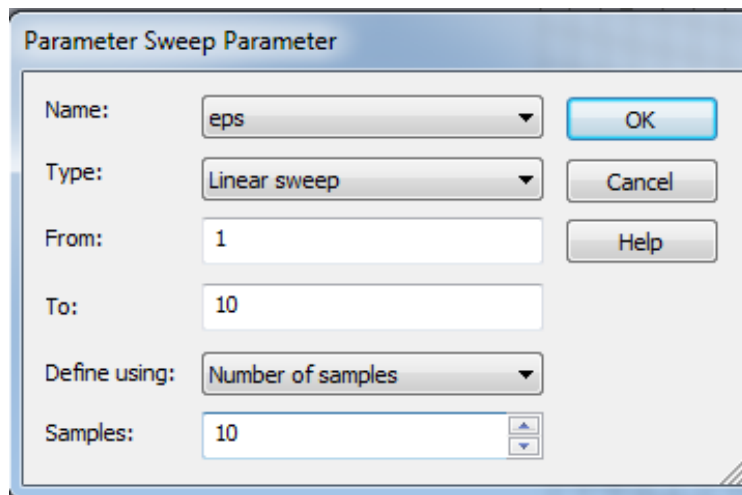


Рисунок 4.7

После нажатия кнопки ОК выбранная вариация параметра добавится в диалоговое меню *Parameter Sweep*. Следующим шагом выбирается необходимый вычисляемый параметр системы. Для этого нажмите кнопку *Result Template...* первой выпадающей строке выбирается тип параметра. В нашем случае выберем *2D and 3D Field Results*. Во второй выпадающей строке выберете *3D Eigenmode Result*. Появится новое окно, в котором выберем результат анализа - резонансную частоту (*Frequency*) и номер моды 1 (Рисунок 4.8). Будем рассматривать только изменение резонансной частоты первой моды - основного типа колебания.

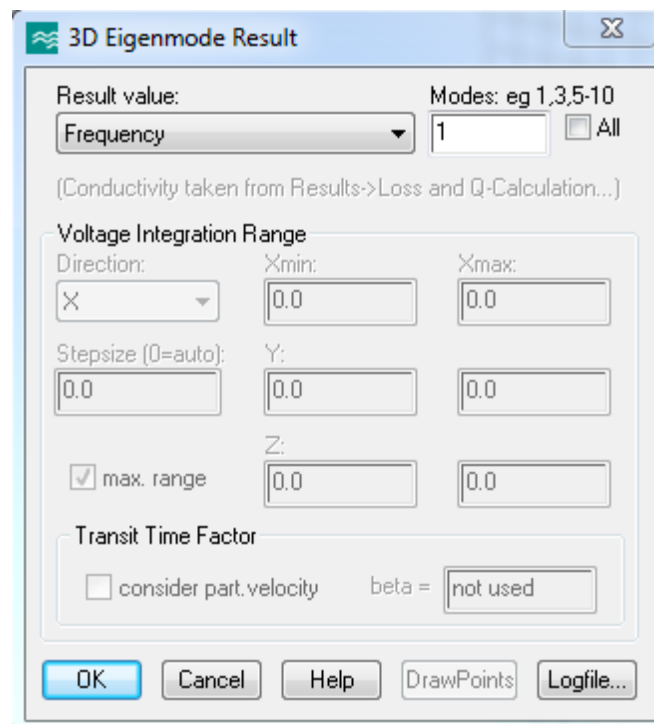


Рисунок 4.8

После нажатия кнопки *OK* выбранный результат измерения добавиться в список. Нажимаем кнопку *Close*, для закрытия данного диалогового окна. Для начала расчета зависимости нажмите кнопку *Start*.

После окончания расчета в дереве навигации в каталоге *Tables* появится подкаталог *OD Results*. Выберете график *Frequency (Mode 1)*. Для установки маркера на кривой (*Curve Marker*) на вкладке *1D Plot* выберете меню *Curve Markers - Add Curve Marker*. Для добавления на график дважды нажмите мышкой на интересующей вас точке кривой. Чтобы переместить маркер нажмите на него мышкой дважды и задайте значение по оси абсцисс. Задайте маркеры для всех 10 точек по диэлектрической проницаемости (Рисунок 4.9).

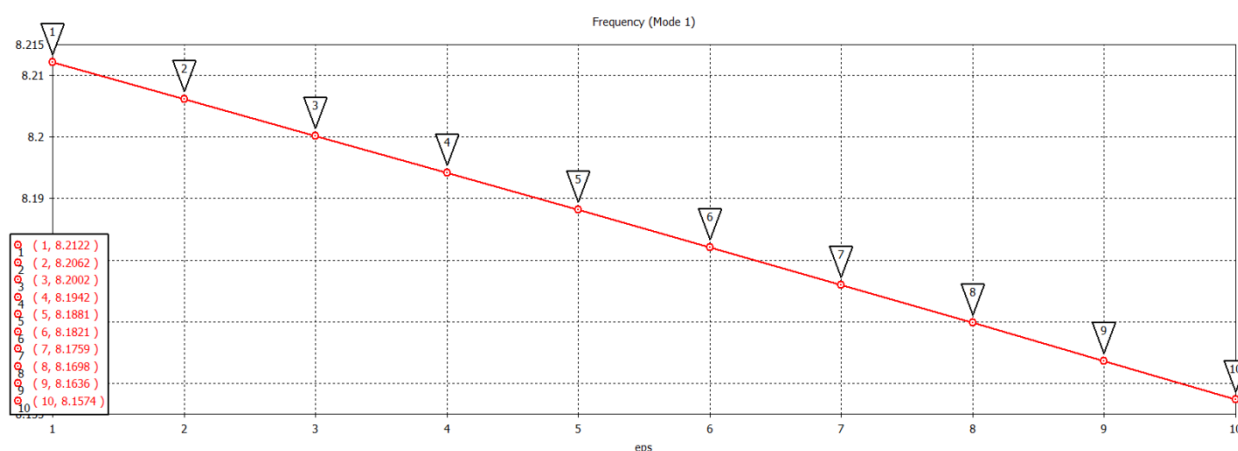


Рисунок 4.9

Сравните значения, рассчитанные вами ранее с полученными в программе.

Для расчета нагруженной добротности необходимо создать порты ввода-вывода. Однако, чтобы ограничить объем резонатора воспользуемся диафрагмами связи на входе и выходе волновода. Для этого создадим два цилиндра на входе и выходе волновода (по центру плоскости) по оси  $z$  диаметром 2 мм и глубиной 0,5 мм. После этого с помощью инструмента Выберем внешнюю плоскость цилиндра с помощью инструмента *Pick Face* и зададим волноводный порт *Waveguide port* на этой плоскости

## Список литературы

1. Заргано Г.Ф., Нойкин Ю.М., Толстолицкий С.И., Шевченко В.Н. учебно-методическое пособие к специальному лабораторному практикуму «Измерения на СВЧ» (специальность 013800 – радиофизика и электроника) Часть XXXIV прямоугольный резонатор: Ростов-на-Дону, 2008 – 34 С.
2. Handbook of microwave technology / edited by T. Koryu Ishii, v. 1. Components and devices, Academic press, inc., 1995, 735 p.
3. Заметки по применению Agilent, Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials (Основы измерения диэлектрических свойств материалов), номер публикации 5989-2589RURU, 2010
4. CST Studio 2014 [Электронный ресурс]. – Computer Simulation Technology, 2014. 1 электрон. опт. диск (DVD-ROM).

**Учебное издание**

**Гошин Геннадий Георгиевич**  
**Трубачев Анатолий Андреевич**  
**Фатеев Алексей Викторович**

**«Основы автоматизированного проектирования антенных систем»**

**КОМПЬЮТЕРНЫЙ ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

Учебно-методическое пособие по лабораторным занятиям  
по дисциплине «Микроволновая техника»

Формат 60x84 1/16. Усл. печ. л.-----.

Тираж экз. Заказ-----.

Отпечатано в Томском государственном университете  
систем управления и радиоэлектроники.

634050, Томск, пр. Ленина, 40. Тел. (3822) 533018.