МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

Физический факультет

Кафедра радиофизики

Дипломная работа

на тему «Расчет резонаторного фильтра на прямых объемных магнитостатических волнах»

Студент 6 курса в.о.Шлома А. В.

Научный руководитель,Бабичев Р.К.

профессор кафедры радиофизики

Рецензент,

г. Ростов-на-Дону

2008 г.

Оглавление

[Введение 3](#_Toc199306571)

[Глава 1. Описание резонатора 4](#_Toc199306572)

[Глава 2. Ширина линии ферромагнитного резонанса, сопротивление излучения и реактанс излучения 5](#_Toc199306573)

[Глава 3. Сосредоточенные элементы и параметры матрицы рассеяния полосно-пропускающего ПР 10](#_Toc199306574)

[Глава 4. Связанные резонаторы 18](#_Toc199306575)

[Заключение 21](#_Toc199306576)

[Литература 24](#_Toc199306578)

[Приложение 26](#_Toc199306577)

Введение

Представлена методика расчета полосно-пропускающих резонаторных фильтров на прямых объемных магнитостатических волнах (ПОМСВ). Расчетные значения сопротивления излучения и реактанса микрополосковых линий, связанных с намагниченной пленкой в заземленной структуре, были использованы в модели резонаторов из сосредоточенных элементов. В качестве примера рассчитаны характеристики перестраиваемых одно и многорезонаторных узкополосных фильтров, работающих в X-диапазоне.

В данной работе рассчитываются параметры матрицы рассеяния  и  полосно-пропускающих резонаторных фильтров на ПОМСВ, используя:

значения ширины линии ферримагнитного резонанса (ФМР);

вычисление сопротивления излучения  и реактанса излучения  пленки железо-иттриевого граната (ЖИГ);

моделирование эквивалентной схемы резонатора на сосредоточенных элементах с помощью компьютерной программы Serenade Design Environment 8.0.

Так как ПОМСВ являются магнитными волнами, то устройства, содержащие N одинаковых планарных резонаторов (ПР), могут быть рассчитаны с использованием данных только одного МПР и индуктивной связи между резонаторами.

Вычисления  и  производились программой, написанной на языке Fortran

Глава 1. Описание резонатора

Планарные резонаторы (ПР) на прямых объемных магнитостатические волнах (ПОМСВ), изготовленные на выращенных с помощью жидкофазной эпитаксии пленках железисто-иттриевого граната (ЖИГ), являются мощным и надежным средством для перестраиваемой СВЧ узкополосной фильтрации. Резонансные свойства ПР зависят от его размеров (обычно площадью несколько мм2 и десятки мкм толщиной). Если lx и ly – размеры МПР в (x,y)-плоскости, резонансный волновой вектор будет равен



где n, m = 1, 3, 5... – нечетные числа. Значения (n, m) описывают последовательность резонансов, в то время как вклад толщины не эффективен для обычного возбуждаемых значений k от нескольких десятков до 100 см-1. ПР на ПОМСВ могут использоваться как в полосно-заграждающих, так и полосно-пропускающих фильтрах с узкой полосой (от 10 до 20 МГц на уровне 3 децибел). Топология ПР полосно-пропускающего фильтра показана на рис. 1.

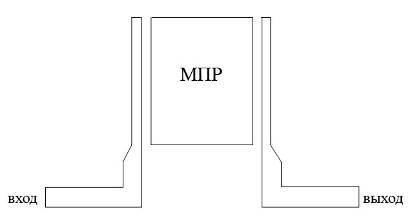


Рис. 1. Топология ПР полосно-пропускающего фильтра на ПОМСВ.

Геометрия устройства и параметры ПР (ширина линии ферромагнитного резонанса и намагниченность) необходимые величины, определяющие электрические характеристики фильтра.

Глава 2. Ширина линии ферромагнитного резонанса, сопротивление излучения и реактанс излучения

Основную информацию для определения формы АЧХ фильтра, можно получить, если измерить форму ферромагнитного резонанса ПР, по которой можно рассчитать ненагруженную добротность резонатора

,



где  – резонансная частота,  – гиромагнитное отношение и  – ширина линии ферромагнитного резонанса. Из-за слабой частотной зависимости , его измеренное значение в середине полосы частот может быть принято за константу во всей полосе частот. Для этой цели была измерена АЧХ основной моды (n=1, m=1) ФМР с резонансом TE102 при 9.23 ГГц в нормально намагниченном резонаторе, имеющим длину lx = 0.94 мм, ширину lу = 2.9 мм, и толщину t = 45 мкм. Для типичных размеров ПР  возбуждаемый волновой вектор k может быть рассчитан как



.



Приложенное нормально к поверхности пленки постоянное магнитное поле обеспечивает возбуждение прямых объемных магнитостатических волн (ПОМСВ). В этом случае, полная ширина линии ФМР ΔH = 1.0 E была получена по измерению полосы пропускания на уровне половины максимальной мощности. Сопротивление излучения такого ПР может быть рассчитано, если рассмотреть структуру, в которой пятидесятиомные микрополосковые линии, расположенные на диэлектрической подложке, связаны сверху с резонатором. Таким образом, получаем зависимость  от частоты или от возбуждаемого волнового вектора  [2 - 6]. Со стороны ПР, роль согласованной микрополосковой линии предполагает, что ее сопротивление должно быть равно сопротивлению резонатора, в котором выполнено условие критической связи. Реактанс излучения  есть интеграл Гильберта от , который вычисляется во всей полосе существования ПОМСВ [7].



В литературе имеется множество теоретических результатов для вычисления характеристик приборов МСВ, содержащих одну или две заземленные плоскости, в том числе учитывающие специфические эффекты, такие как распределение тока в микрополоске [5] и неоднородное подмагничивание в резонаторе [8, 9]. Новые эквивалентные схемы для моделирования приборов МСВ предложены в работах [10] и [11].

Редко для описания ПР использовались распределенные структуры, подобно [12], и, в частности, сосредоточенные элементы и их частотная зависимость были рассчитаны главным образом для объемных волн [13]. Фактически, большинство результатов, относящихся к планарным резонаторам МСВ, получено экспериментально и моделирование с помощью распределенных или сосредоточенные элементов не проводилось подробно. Недавно, связь резонаторов была экспериментально изучена для применения в СВЧ многополосной фильтрации [14]. В этой работе, размеры ПР и его магнитные свойства будут использованы для расчета электрических величин, чтобы изучить потенциальные возможности резонатора для его применения в полосно-пропускающих фильтрах. В этом случае размеры ПР играют критическую роль в достижении чисто активного сопротивления резонатора без реактивного вклада, а также в достижении электрического согласования. В дальнейшем расчет электрических параметров ПР проведен, учитывая связь резонатора с микрополосковой линией, так как нас интересуют внутренние свойства ПР и величины, необходимые для вычисления его собственной добротности  В этом теоретическом предположении при определении характеристик ПР, когда резонатор удаляется вверх относительно проводников, вводят экспоненциальное уменьшение константы связи как функцию расстояния от пленки до положения микрополоска. Эта аппроксимация аналогична решению, принимаемому в расчет для эффекта зазора, уже использованного в [2].

На рис. 2 и 3 представлены зависимости  и  от , которые были теоретически рассчитаны в случае внешнего, перпендикулярного плоскости пленки, магнитного поля Hподм = 5000 Е в предположении, что ЖИГ пленка связана с микрополосками, имеющими различную ширину wm (60, 120 и 240 мкм), изготовленными на коммерческой поликоровой подложке толщиной 254 мкм в микрополосковой линии с одной заземленной плоскостью. Очевидно, что чем больше значение ширины микрополоска wm и более селективная характеристика фильтра, тем меньше максимальное значении . С другой стороны, узкие микрополоски могут быть предпочтительны, если необходима очень сильная связь ПР с ними. Ширина микрополоска wm = 240 мкм – предельный случай, соответствующий пятидесятиомной согласованной микрополосковой линии. Вертикальная линия, изображенная на рисунках, соответствует возбуждаемому значению волнового числа k в резонаторе при ФМР. В частности если возбуждаемое волновое число близко к значению при максимуме кривой Rm, но немного ниже, имеется незначительное изменение сопротивления ПР.

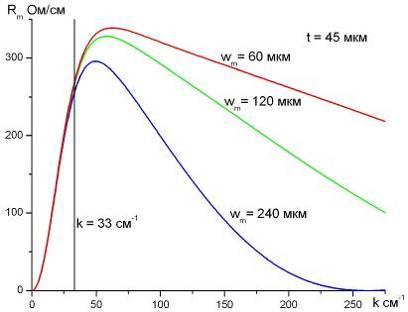


Рис. 2. Сопротивление излучения Rm для ЖИГ пленки, имеющей толщину t = 45 мкм, и длину lx = 0.94 мм, связанной с микрополосковой линией с шириной полоскового проводника wm = 60, 120 и 240 мкм. Внешнее постоянное магнитное поле Hподм = 5000 Е и подложка из поликора толщиной d = 254 мкм.

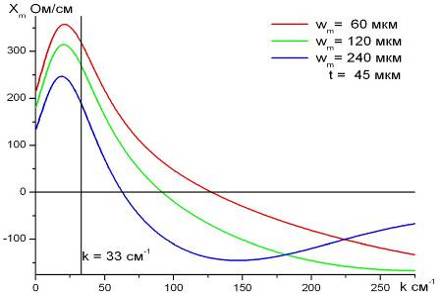


Рис. 3. Реактанс излучения Xm, полученный интегралом Гильберта от сопротивления излучения Rm, приведенного на рис. 2

На рис. 4 показано, что улучшение в селективности фильтра можно получить с помощью диэлектрической прокладки, распложенной между поверхностью пленки и микрополосками. В том случае существенное уменьшение Rm наблюдается из-за уменьшения связи, вызванного зазором. Так как полное электрическое сопротивление R ПР пропорционально Rm и ширине пленки ly, размеры ПР должны быть скорректированы так, чтобы избежать докритической связи, когда используется зазор.

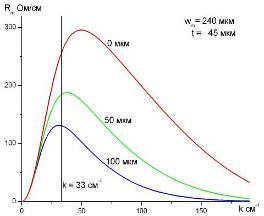


Рис. 4. Зависимость Rm от k: явление диэлектрической распорной детали с переменной толщиной, от нуля (никакая распорная деталь) к 100 мкм.



Толщина пленки также существенно влияет на значения сопротивления излучения Rm. На рис. 5 это влияние показано для трех выбранных значений толщины. На этом рисунке, селективность немного лучше для более высоких толщин, но в частотной области это соответствует более высокой селективности для тонких пленок. С другой стороны, толстые пленки предпочтительнее для фазового контроля, чем тонкие, из-за их более слабой дисперсии.

Из кривой зависимости Rm от k получаем Rm(k=k1,1) при различных значениях внешнего подмагничивающего постоянного магнитного поля Hподм. Так же рассчитывается и реактанс излучения Xm. Оказывается, что в диапазоне значений внешнего поля Hподм, покрывающим частотный X-диапазон, значения Rm(k=k1,1) и Xm(k=k1,1) линейно изменяются с частотой f. В случае использованного в данной работе ПР, который возбуждался согласованным микрополоском, шириной 240 мкм, и пренебрегая зависимостью  от частоты, можно записать следующие отношения:



 (1)

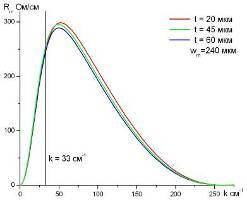


Рис. 5. Зависимость Rm от k для толщины пленки ЖИГ t = 20, 45 и 60 мкм.

Глава 3. Сосредоточенные элементы и параметры матрицы рассеяния полосно-пропускающего ПР

Электрическое эквивалентное активное сопротивление R, рассчитанное по сопротивлению излучения микрополосковой линии с пленкой ЖИГ, приблизительно равно [3]

,

а реактивное сопротивление

.

В настоящем случае при частоте f = 9.23 ГГц активное сопротивление пленочного резонатора

 Ом, (2)

соответствующее реактивное сопротивление

 Ом.

Так как ПР является резонансной структурой, значение реактанса в резонансе должно быть нулевым, с возможными вкладами от паразитных элементов. Действительно, графики Rm, представленные на рис. 5 и предыдущих рисунках, можно рассматривать как наложение всех мод линии передачи, которые дают непрерывную АЧХ. С другой стороны ПР имеет дискретный режим и для его основного резонанса и мод высшего порядка, должно выполняться равенство X = 0 при f = f0, где f0 – резонансная частота.

Давайте представим сейчас, что непрерывно изменяется размер lx ПР: это означает, что волновое число k пробегает все возможные в пределах полосы ПОМСВ, и мы получаем непрерывную АЧХ. В этой картине, также реактанс линии передачи можно рассматривать как набор реактансов дискретных спектров мод, который превращается в непрерывный, когда планарные размеры пленочного резонатора становятся достаточно большими. Из определения добротности, относящейся к случаю связи между резонансами ПР и измеренным ФМР, следует, что:

. (3)



Уравнение (3) может быть использовано для определения частот половинной мощности  по уровню 3 децибела и резонансной частоты



.



Используя

,



выведенную из ФМР, и соотношение

,



которое действительно в случае узкополосных фильтров, эти два уравнения





и





могут использоваться, чтобы вычислить эквивалентные сосредоточенные элементы ПР

 Гн, (4)



и

 Ф. (5)



Вычисленная ненагруженная добротность такого ПР:

.

Совпадение между двумя значениями, вычисленными по разным формулам, есть результат взаимосвязи между собственной добротностью ПР  и его рассчитанными эквивалентными сосредоточенными элементами. Используя выведенные значения R, L, C, можно смоделировать эквивалентную схему для полосно-пропускающего фильтра, где ПР индуктивно связан с входом и выходом фильтра посредством индуктивностей, которые отражают связь ПР с двумя микрополосковыми линиями.

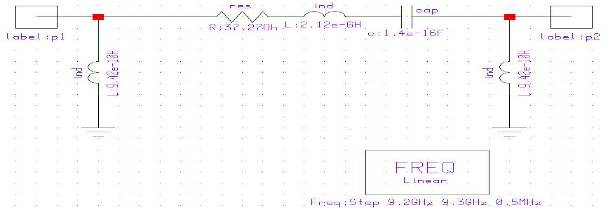


Рис. 6. Эквивалентная схема, использующая модель ПР из сосредоточенных элементов. Для получения АЧХ сопротивление и емкость рассчитаны по (2) и (5). Индуктивности взяты из таблиц 1 и 2.

Этот метод аналогичен методу индуктивной связи между одинаковыми ПР, которая учитывается в эквивалентной схеме с помощью индуктивности, значение которой пропорционально значению индуктивности резонатора [13, с. 162]. На рис. 6, показана эквивалентная схема фильтра, используемая для одиночного ПР. Индуктивность контура

, (6)

входная и выходная индуктивности

, (7)

где



– коэффициент связи в случае согласования входа и выхода фильтра с ПР, и  – внешняя добротность, измеренная по отраженному от входа сигналу.



По аналогии, по «провалу» прошедшей мощности, полная внешняя добротность может быть получена

,



где вход и выход предполагаются одинаковыми (взаимное устройство), то есть . В предположении экспоненциального уменьшения  с расстоянием  от края пленки ПР до микрополоска, как в случае влияния зазора на связь [2], можно найти



, (8)



где  – возбуждаемое волновое число и , когда имеется электрическое согласование. Значения коэффициента связи  и индуктивностей при различных  рассчитанные по формулам (6), (7) и (8) при Qext = 3296 приведены в таблице 1.



Таблица 1.

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| d, мм | k1 | L, Гн | L1,2, Гн |
| 0,000 | 6,0672E-04 | 2,1156E-06 | 1,2851E-09 |
| 0,005 | 5,1443E-04 | 2,1160E-06 | 1,0897E-09 |
| 0,010 | 4,3618E-04 | 2,1163E-06 | 9,2392E-10 |
| 0,015 | 3,6984E-04 | 2,1166E-06 | 7,8338E-10 |
| 0,020 | 3,1358E-04 | 2,1169E-06 | 6,6422E-10 |

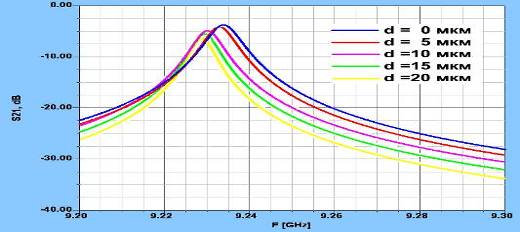


Рис. 7. Влияние расстояния  между краем ПР и микрополоском на частотную зависимость коэффициента передачи  для  от 0 до 20 мкм. R, L и C рассчитаны для микрополоска шириной 240 мкм и пленки ЖИГ c .



На рис. 7 и 8 представлены частотные зависимости параметра передачи  и параметра отражения  ПР при различном расстоянии . Видно, что потери увеличиваются, когда расстояние между микрополоском и краем ПР также увеличивается. Частотный сдвиг наблюдается у фильтра из-за множителя , который учитывает вклад индуктивности. На рис. 7, кривая с  – параметр  идеально согласованного ПР. Нагруженная добротность в этом случае равна







и полоса пропускания  по уровню 3 децибела приблизительно равна 8 МГц, которая соответствует ΔH = 1 E, как и рассчитывалось по «провалу» прошедшей мощности в случае электрического согласования. Минимальные вносимые потери составили – 3.7 дБ, что согласуется с предполагаемым максимумом для параметра передачи [15]:



 дБ (9)

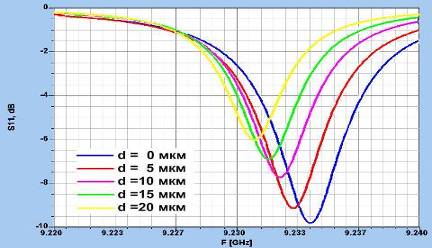


Рис. 8. Влияние зазора d между микрополоском и ПР на S11 для данных рис. 7.

Из-за увеличения внешней добротности при увеличении расстояния , нагруженная добротность также увеличивается. С другой стороны, компромисс между необходимым значением  и предполагаемым увеличением вносимых потерь должен быть получен.

Важным свойством ПР является его внеполосное подавление. Когда микрополосковые проводники очень близко друг к другу и/или достаточно широкие, наводка ухудшает характеристики фильтра. Предельный случай, который рассматривается в этой работе – это согласованный микрополосок ширины 240 мкм, расположенный на поликоровой подложке толщиной 254 мкм. Основной вклад в характеристику ПР оказывают его магнитные свойства, которые сильно увеличивают его добротность.

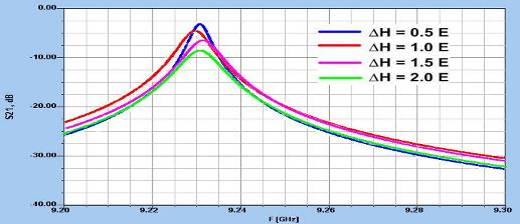


Рис. 9. АЧХ полосно-пропускающего фильтра с ПР при различной ширине линии ФМР пленки ЖИГ  от 0.5 E до 2 E. Частотный сдвиг наблюдается из-за индуктивной связи, которая изменяет значение L. d = 10 мкм – расстояние между краями ПР и микрополосками.

На рис. 9 показаны результаты влияния изменения значение ширины линии ФМР пленки, которой соответствует различные R, L, C, полученные из (2), (6), (7) и (5). Численные значение элементов представлены в таблице 2 при d = 10 мкм.

Таблица 2

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| ΔH, Е | LМПР, Гн | CМПР, Ф | L, Гн | L1,2, Гн |
| 0,5 | 4,2364E-06 | 7,0185E-17 | 4,2327E-06 | 1,8478E-09 |
| 1,0 | 2,1182E-06 | 1,4037E-16 | 2,1163E-06 | 9,2392E-10 |
| 1,5 | 1,4121E-06 | 2,1055E-16 | 1,4109E-06 | 6,1594E-10 |
| 2,0 | 1,0591E-06 | 2,8074E-16 | 1,0582E-06 | 4,6196E-10 |

Глава 4. Связанные резонаторы

Улучшение неравномерности АЧХ и расширение полосы пропускания может быть обеспечено в случае критической связи между одинаковыми резонаторами [15]. При этом улучшается как подавление вне полосы так и крутизна скатов АЧХ.

"Магнитная" природа ПР позволяет для моделирования их связи с микрополосками и между собой использовать только индуктивности. Используя экспериментальные результаты в [14] по критической связи между резонаторами, предыдущее моделирование можно улучшить, принимая в расчет, как в случае отдельного МПР, индуктивности на входе и выходе. Эквивалентная схема, используемая для моделирования, показана на рис. 10.

В случае связанных резонаторов, индуктивность резонатора

,



вычисленный для расстояния d = 10 мкм между краем ПР и микрополосками;



– коэффициент связи между ПР и





– коэффициент связи с входом, рассчитывается как в случае критической связи резонаторов (λ/2-связь, [14]).

Настройка между этими двумя резонаторами позволяет получить требуемую степень связи (обычно сильную (сверхкритическую) или критическую связь).

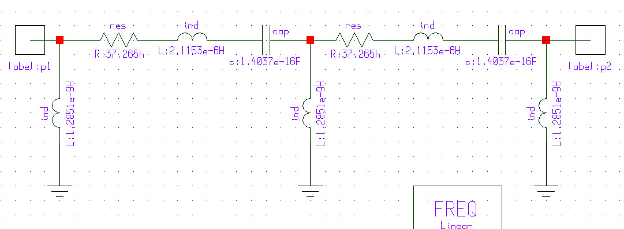


Рис. 10. Полосно-пропускающий фильтр, содержащий два связанных ПР. R, L и C – сосредоточенные элементы, рассчитанные по измеренной кривой ФМР фильтра (lx = 0.94 мм, ly = 2.9 мм, t = 45 мкм, ΔH = 1 E).  – входная индуктивная связь. Из-за связи со входом и следующим ПР,



Экспериментально, по измеренному значению  может быть получено значение

,



где  – частоты пиков АЧХ при сверхкритической связи.



Относительная полоса пропускания



может быть изменена регулированием связи между резонаторами.



Например, в случае диэлектрических резонаторов связь изменяется механически [15]. Новая индуктивность равна

,



в то время, как R и C неизменны.

Результаты показаны на рис. 11 и 12 для параметров матрицы рассеяния структуры. Неравномерность АЧХ менее 1 дБ была получена в полосе по уровню 3 дБ приблизительно шириной 7 МГц. Как и ожидалось, очевидное улучшение крутизны АЧХ, относительно случая одиночного ПР (кривая d = 10 мкм на рис. 7).

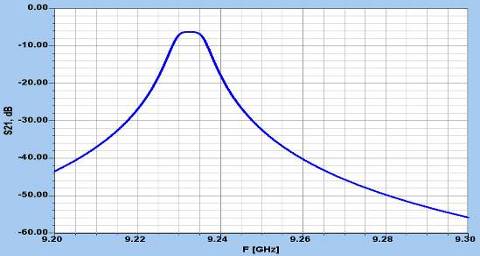


Рис. 11. Частотная зависимость коэффициента передачи  полосно-пропускающего ПОМСВ фильтра с двумя λ/2-связанными ПР для = 10 мкм. R, L и C рассчитаны для микрополоска шириной 240 мкм и пленки ЖИГ c .



Дальнейшие улучшения АЧХ могут быть получены увеличением числа резонаторов, но потери при этом становится значительными, и уменьшением наводки, чтобы получить значительное внеполосное подавление при использовании узких микрополосков.

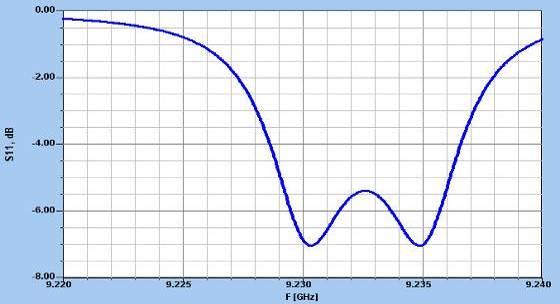


Рис. 12 Частотная зависимость коэффициента отражения на входе фильтра S11 полосно-пропускающего ПОМСВ фильтра с двумя -связанными ПР для  = 10 мкм. Увеличение потерь компенсируется улучшением крутизны скатов и неравномерностью (пульсациями) АЧХ в полосе пропускания менее 2 дБ.



В случае рис. 12, относительная полоса пропускания, зависимая от параметра  .



Мы измерили кривую ФМР структуры с двумя ПР при критической связи между резонаторами λ/2, чтобы получить оценку качества наших прогнозов. Конечно, изменяемая переменная теперь магнитное поле, а не частота, но мы измерили два значения, которые можно легко сравнить с предсказанным поведением рис. 12:  и неравномерность (пульсации) амплитуды в отраженном сигнале.



Из анализа рис. 11 и 12 следует, что полученное из ФМР экспериментальное значение  отличается от расчетного , где





 и  – постоянные магнитного поля, соответствующие частотам ω. Неравномерность (пульсации) близка к 3 дБ против 2.5 дБ, рассчитанных на рис. 11 и 12.



Заключение

1. Проведен расчет узкополосных полосно-пропускающих фильтров на ПОМСВ, использующий гибридную модель, которая применяет распределенные структуры для расчета сопротивления излучения и реактанса излучения и затем определяет сосредоточенные элементы эквивалентной схемы.

2. Рассчитаны характеристики конструкций с ПР, учитывающие ширину линий ФМР пленки ЖИГ, размеры ПР, структуру, чтобы получить АЧХ резонаторных фильтров на ПОМСВ.

Кривые ФМР, экспериментально полученные на ПР, использовались, для расчета МСВ фильтра, в котором ПР индуктивно связан с входом и выходом фильтра.

3. В ходе работы было установлено:

Добротность, рассчитанная в случае электрического согласования, хорошо согласуется с измеренной добротностью резонатора.

Связь резонаторов рассчитана в критическом случае , используя предыдущие экспериментальные результаты, чтобы улучшить модель связанных МСВ резонаторов.

Расширение полосы пропускания и улучшение крутизны скатов фильтра были рассчитаны с неравномерностью АЧХ меньше чем 2 дБ в полосе пропускания для фильтра из двух связанных резонаторов, возбуждаемых микрополосками шириной 240 мкм .



N идентичных резонаторов улучшают селективность фильтра, но увеличивают потери, что требует узких микрополосков, чтобы сохранить высокое подавление вне полосы пропускания.

Литература

1. Proceedings of the IEEE, special issue on Microwave Magnetics, Vol., No., 1988.
2. Emtage, “Interaction of magnetostatic waves with a current”, J. Appl. Phys., vol.49, No.8, pp.4475-4484, 1978
3. Ganguly and D.C. Webb, “Microstrip excitation of magnetostatic surface waves: theory and experiment”, IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.23, No.12, pp.998-1006, 1975.
4. Parekh, “Theory for magnetostatic forward volume wave excitation”, J. Appl. Phys., Vol.50, No.3, pp.2452-2454, 1979
5. Sethares, “Magnetostatic surface-wave transducers”, IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.27, No.11, pp.902-909, 1979.
6. Emtage, “Generation of magnetostatic surface waves by a microstrip”, J. Appl. Phys., Vol.53, No.7, pp.5122-5125, 1982.
7. Ganguly and D. Webb, “Complex radiation impedance of microstrip-excited magnetostatic-surface waves”, IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.26, No.6, pp.444-447, 1978.
8. Huynen, G. Verstraeten and A. Vander Vorst, “Theoretical and experimental evidence of nonreciprocal effects on magnetostatic forward volume wave resonators”, IEEE Microwave and Guided Wave Lett., Vol.5, No.6, pp.195-197, 1995.
9. Zheng, M. Pardavi-Horvath and Xiaohua Huang, “Experimental determination of an effective demagnetization factor for non-ellipsoidal geometries”, paper EP-21, 40th MMM Conference, Phildelphia, 1995.
10. Ken’ichiro Yashiro, “A new development of an equivalent circuit model for magnetostatic forward volume wave transducers”, IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.36, No.6, pp.952-960, 1988.
11. Koike nad M. Miyahara, “Analysis of MSW transducer electrode design by use of weighting functions”, Jap. J. Appl. Phys., Vol.31, Supplent 31-1, pp.284-286, 1992.
12. Tsutsumi and S. Tamura, “Microstrip line filters using yttrium iron garnet film”, IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Short Papers, Vol.40, No.2, pp.400-402, 1992
13. Helszajn, YIG resonators and filters, John Wiley and Sons, New York, 1985
14. Marcelli, M. Rossi and P. De Gasperis, “Coupled magnetostatic volume wave straight edge resonators for multipole microwave filtering”, IEEE Trans. on Magn., Vol.31, No.6, pp.3476-3478, 1995
15. Matthaei, L. Young and E.M.T. Jones, Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures, Artech House, Dedham, MA, USA, 1980.

Приложение

PROGRAM EMSCRFV программа вычисляет сопротивление излучения микрополосковой линии с зазором h и экраном на t типа а для помсв методом эмтаджа

external fu

external fw

CHARACTER\*11 IMJA

CHARACTER KEY

REAL AL,D,TD,D1,D2,D3,D4,E,JPK2,JMK2,JPK,JMK,zeroin,SKTPL2,THKTMN

REAL KDPLUS,KPLUS,KDMINU,KMINUS,KP,KM,MU,M11,M12,M21,M22,SKTMN2

REAL PI,R,F,F1,F2,F3,W,Z1,Z2,H0,M0,MS,G,GH,MV,GM,KTPL,KTMN,THKTPL

REAL R1,R2,R3

COMPLEX HA,HC,HD,HF,HS,HZ

INTEGER MAX,L,NR,I,J

REAL FR(1200),RR(1200),XX(1200),KR(1200)

REAL EPS

REAL X1,X2,X3,X4

COMMON M11,M12,M22,TD,AL

19 CONTINUE

C ВВОД ИСХОДНЫХ ДАННЫХ

WRITE(\*,\*)'Vvedite H,M,W,DYIG,T/DYIG,H/DYIG'

WRITE(\*,13)

13 FORMAT('-->'\)

READ(\*,\*)H0,M0,W,D,TD,H

WRITE(\*,\*)'Dannye vernye?'

READ(\*,14)KEY

14 FORMAT(A1)

IF (KEY.EQ.'N') GO TO 19

MV=12.5664

GM=2.8

PI=3.1415926

Определение граничных частот и полосы, где ищется решение

MS=GM\*M0

F1=GM\*H0

F2=SQRT(GM\*H0\*(GM\*H0+1))

F3=SQRT(GM\*H0\*(GM\*H0+MS))

GH=H0/M0

FRMIN=F1

FRMAX=F3

6 WRITE(\*,\*)'Vozmojnyi interval chastot',FRMIN,'...',FRMAX

WRITE(\*,\*)'Izmenite interval chastot?'

READ(\*,14)KEY

IF (KEY.EQ.'Y') GO TO 15

5 WRITE(\*,16)

16 FORMAT('Chislo tochek na grafike N -->'\)

READ(\*,\*)NR

WRITE(\*,10)

10 FORMAT('Minimalnoe chislo chlenov rjada N1?')

WRITE(\*,13)

READ(\*,\*)N1

WRITE(\*,18)

18 FORMAT('GMIN,GMAX,chislo tochek razbienija JJ -->'\)

READ(\*,\*)GMIN,GMAX,JJ

WRITE(\*,180)

180 FORMAT('GMIN1,GMAX1,chislo tochek razbienija JJ1 -->'\)

READ(\*,\*)GMIN1,GMAX1,JJ1

WRITE(\*,\*)'Vse vvedeno pravilno?'

READ(\*,14)KEY

IF (KEY.EQ.'N') GO TO 6

C ЗАДАНИЕ ФАЙЛА ВЫВОДА РЕЗУЛЬТАТОВ

WRITE(\*,\*)'V kakoj fail vyvesti rezultaty?'

WRITE(\*,13)

READ(\*,17)IMJA

17 FORMAT(A11)

OPEN(6,FILE=IMJA)

C РАСПЕЧАТКА ИСХОДНЫХ ДАННЫХ

WRITE(6,61)

WRITE(6,62)H0,M0,W

WRITE(6,64)D,TD,H,GH,NR,N1

WRITE(6,63)F1,F2,F3

WRITE(6,51)

KK=0

KKK=0

GD=(GMAX-GMIN)/JJ

GD1=(GMAX1-GMIN1)/JJ1

DO 11 IL=1,NR

F=FRMIN+.0001+(IL-1)\*(FRMAX-FRMIN)/NR

Вычисление компонент тензора проницаемости при текущей частоте

G=F/MS

M11=1-GH/(G\*G-GH\*GH)

M12=0

M22=1

M21=-M12

AL=SQRT(-M11/M22)

DO 20 J=1,JJ

AX=GMIN+(J-1)\*GD

BX=AX+GD

TOL=1.0E-6

BXX=BX\*AL

CIF (BXX>=PI/2) GO TO 20

Z1=ZEROIN(AX,BX,FU,TOL,L)

IF (L) 20,21,21

20 CONTINUE

GO TO 11

21 WCN=Z1

WN=Z1/D

FWCN=FU(Z1)

KDPLUS=WCN

PRINT\*,KDPLUS,FWCN

IF (KK.EQ.0) GO TO 22

C VG=2\*PI\*(F-FR1)/(WN-WN1)

C TDD=1/VG

22 WN1=WN

FR1=F

IF (KK.EQ.0) GO TO 24

23 KK=1

GO TO 25

24 GO TO 23

25 CONTINUE

DO 120 JK=1,JJ1

AX=GMIN1+(JK-1)\*GD1

BX=AX+GD1

TOLL=1.0E-6

BXX=BX\*AL

CIF (BXX>=PI/2) GO TO 120

Z1=ZEROIN(AX,BX,FW,TOLL,LL)

IF (LL) 120,121,121

120 CONTINUE

GO TO 11

121 WCN=Z1

WNN=Z1/D

FWCNN=FW(Z1)

KDMINU=-WCN

PRINT\*,KDMINU,FWCNN

IF (KKK.EQ.0) GO TO 122

C VGG=2\*PI\*(F-FRR1)/(WNN-WN1)

C TDDD=1/VGG

122 WNN1=WNN

FRR1=F

IF (KKK.EQ.0) GO TO 124

123 KKK=1

GO TO 125

124 GO TO 123

125 CONTINUE

Вычисление нормированных на толщину пленки жиг волновых чисел

c A=M11\*\*2-M12\*\*2

cKDMINU=-0.5\*ALOG((A-M11+M12)/(A+M11+M12))

KPLUS=KDPLUS/D

KMINUS=KDMINU/D

WLKP=2\*PI/KPLUS

WLKM=2\*PI/KMINUS

3 CONTINUE

C РАСПЕЧАТКА ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫХ ДАННЫХ

c E=1/(2\*PI)

c E=E\*ALOG(ABS((1+MU)/(1-MU)))

c D1=COS(-KDPLUS\*W/2)

c D2=SIN(-KDPLUS\*W/2)

c HD=CMPLX(D1,D2)

c HA=CMPLX(0.5,-E)

c HC=(1.0,0.)

c Z1=0.

c Z2=-KDPLUS\*W

c HZ=CMPLX(Z1,Z2)

c CALL HYP11(HA,HC,MAX,HZ,HS)

c HF=HS\*HD

c X1=REAL(HF)

c X2=AIMAG(HF)

c JPK=CABS(HF)

JPK=SIN(KDPLUS\*W/(2\*D))

JPK=JPK/(KDPLUS\*W/(2\*D))

JPK2=JPK\*\*2

c D3=COS(-KDMINU\*W/2)

c D4=SIN(-KDMINU\*W/2)

c HD=CMPLX(D3,D4)

c Z2=-KDMINU\*W

c HZ=CMPLX(Z1,Z2)

c CALL HYP11(HA,HC,MAX,HZ,HS)

c HF=HS\*HD

c X3=REAL(HF)

c X4=AIMAG(HF)

c JMK=CABS(HF)

JMK=SIN(KDMINU\*W/(2\*D))

JMK=JMK/(KDMINU\*W/(2\*D))

JMK2=JMK\*\*2

KTPL=KDPLUS\*TD

KTMN=KDMINU\*TD

C PRINT\*,KTPL,KTMN

THKTPL=TANH(KTPL)

SKTPL2=(1/COSH(KTPL))\*\*2

THKTMN=TANH(KTMN)

SKTMN2=(1/COSH(KTMN))\*\*2

KP=THKTPL\*THKTPL\*M22

KP=KP/(2\*KDPLUS\*((THKTPL-M12)\*\*2-M11\*M22)-2\*KTPL\*M22\*SKTPL2)

KM=-THKTMN\*THKTMN\*M22

KM=KM/(2\*KDMINU\*((THKTMN-M12)\*\*2-M11\*M22)-2\*KTMN\*M22\*SKTMN2)

KP=KP/(SINH(KTPL)\*SINH(KTPL))

KP=KP\*SINH(KDPLUS\*(TD-H))\*SINH(KDPLUS\*(TD-H))

KM=KM/(SINH(KTMN)\*SINH(KTMN))

KM=KM\*SINH(KDMINU\*(TD-H))\*SINH(KDMINU\*(TD-H))

R1=KP\*JPK2+KM\*JMK2

R=MV\*2\*PI\*F\*(KP\*JPK2+KM\*JMK2)

R2=MV\*2\*PI\*F\*KP\*JPK2

R3=MV\*2\*PI\*F\*KM\*JMK2

WRITE(6,103)F,KP,KM,JPK2,JMK2,R,R2,R3,KDPLUS,KDMINU

100 CONTINUE

FR(IL)=F

KR(IL)=KDPLUS/D

RR(IL)=R

11 CONTINUE

C расчет интеграла Гильберта Xm

WRITE(6,52)

FF2=(F3-F1)/NR

DO 104 I=1,NR

XX(I)=(RR(I)/PI)\*LOG((F1+FR(I))\*(F3-FR(I))/

\*((F3+FR(I))\*(FR(I)-F1)))

SUM=.0

DO 207 J=1,NR

IF(J.NE.I) GO TO 108

SUM=SUM+2\*FF2\*FR(I)\*((RR(J-1)-RR(I))/(FR(J-1)\*\*2-FR(I)\*\*2))/PI

GO TO 207

108 SUM=SUM+2\*FF2\*FR(I)\*((RR(J)-RR(I))/(FR(J)\*\*2-FR(I)\*\*2))/PI

207 CONTINUE

XX(I)=XX(I)+SUM

WRITE(6,103)FR(I),KR(I),RR(I),XX(I)

104 CONTINUE

CLOSE (6)

WRITE(\*,\*)'Eshe raz?'

READ(\*,14)KEY

IF(KEY.EQ.'Y') GO TO 19

IF(KEY.EQ.'N') GO TO 12

GO TO 12

15 WRITE(\*,\*)'Mezhdu kakimi chastotami MIN,MAX(GHz) brat polosu?'

READ(\*,\*)FRMIN,FRMAX

GO TO 5

61 FORMAT(1H ,51HBABICHEV FVMSW MICROSTRIP LINE(A) WITH H AND SCREEN)

62 FORMAT(/8H H EXT =,F8.3,4H KOE,7H AMS = ,F8.3,4H KOE,

\*/3X,

\*5H W = ,F9.5,3H CM)

64 FORMAT(4H D= ,F10.6,3H CM,6H T/D= ,F12.2,6H H/D= ,F12.2,5H GH =,

\*F7.3,3X,3HNR=,I7,/3HN =,I6)

63 FORMAT(7H FLOW =,F9.3,4H GHZ,7H FMID =,F9.3,4H GHZ,

\*7H FMAX =,F9.3,4H GHZ/)

51 FORMAT(9X, 2H F, 13X, 2HKP, 10X, 2HKM, 14X, 2HJP, 11X, 2HJM, 9X,

+ 1HR, 13X, 3HRPL, 13X, 2HRM, 13X, 4HKDPL, 9X, 4HKDMI)

52 FORMAT(9X, 2H F, 13X, 2H K, 10X, 3H Rm, 13X, 3H Xm)

103 FORMAT(F14.3, F14.3, F14.3, F14.3, F14.4, E15.3, E15.4, E15.4,

+ F14.6, F14.6)

106 FORMAT(F8.3,F13.4,F12.5)

12 CONTINUE

END

SUBROUTINE HYP11(A,C,K,Z,S)

COMPLEX A,C,S,Y,Z

S=(1.0,0.)

Y=(1.0,0.)

DO 47 J=1,K

I=J-1

Y=Y\*((A+I)/(C+I))\*Z/(I+1)

IF (REAL(S).EQ.REAL(S+Y).AND.AIMAG(S).EQ.AIMAG(S+Y)) GO TO 48

S=S+Y

47 CONTINUE

48 CONTINUE

RETURN

END

REAL FUNCTION FU(X)

REAL X,M11,M12,M22,TD,AL

COMMON M11,M12,M22,TD,AL

FU=(1+(M11\*M22-M12\*\*2-M12)\*TAN(AL\*X)/(AL\*M22))/(1+(M12+1)\*TAN

\*(AL\*X)/(AL\*M22))+TANH(TD\*X)

RETURN

END

REAL FUNCTION FW(X)

REAL X,M11,M12,M22,TD,AL

COMMON M11,M12,M22,TD,AL

FW=(-1+(M11\*M22-M12\*\*2+M12)\*TAN(-AL\*X)/(AL\*M22))/(1+(M12-1)\*

\*TAN(-AL\*X)/(AL\*M22))+TANH(-TD\*X)

RETURN

END

c

real function zeroin(ax,bx,f,tol,l)

real ax,bx,f,tol

real a,b,c,d,e,eps,fa,fb,fc,tol1,xm,p,q,r,s,AL

COMMON M11,M12,M22,TD,AL

c \* eps \*

eps=1.0

10 eps=eps/2.0

tol1=1.0+eps

if(tol1.gt.1.0) goto 10

c write(\*,\*) eps

c pause '\*\*\*# 10 '

c \* begin sign \*

a=ax

b=bx

fa=f(a)

fb=f(b)

if (fa\*fb) 20,11,11

11 l=-1

zeroin=0

return

c \* begin step \*

20 c=a

fc=fa

d=b-a

e=d

30 if(abs(fc) .ge. abs(fb)) goto 40

a=b

b=c

c=a

fa=fb

fb=fc

fc=fa

c 8 check converg \*

40 tol1=2.0\*eps\*abs(b)+0.5\*tol

xm=0.5\*(c-b)

c write(\*,\*) xm

c pause ' \*\*\* #40 '

if(abs(xm) .le. tol1) goto 90

if(fb .eq. 0.0) goto 90

c \* bisection=? \*

if(abs(e) .lt. tol1) goto 70

if(abs(fa) .le. abs(fb)) goto 70

c \* qudr interpol \*

if(a .ne. c) goto 50

c \* line interpolation \*

s=fb/fa

p=2.0\*xm\*s

q=1.0-s

goto 60

c \* reciprocal quadr interpolation \*

50 q=fa/fc

r=fb/fc

s=fb/fa

p=s\*(2.0\*xm\*q\*(q-r)-(b-a)\*(r-1.0))

q=(q-1.0)\*(r-1.0)\*(s-1.0)

c \* sign \*

60 if(p.gt.0.0) q=-q

p=abs(p)

c \* interpolation? \*

if((2.0\*p).ge.(3.0\*xm\*q-abs(tol1\*q))) goto 70

if(p.ge.abs(0.5\*e\*q)) goto 70

e=d

d=p/q

goto 80

c \* bisection \*

70 d=xm

e=d

c \* end step \*

80 a=b

fa=fb

if(abs(d).gt.tol1) b=b+d

if(abs(d).le.tol1) b=b+sign(tol1,xm)

fb=f(b)

c write(\*,\*) fb

c pause '\*\*\* # 80 '

if((fb\*(fc/abs(fc))).gt.0.0) goto 20

goto 30

c \* end \*

90 zeroin=b

l=1

return

end