" РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ФИЛЬТРОВ НА ОТТЕКАЮЩИХ ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ С МАЛЫМИ ВНОСИМЫМИ ПОТЕРЯМИ ДЛЯ НЕСУЩИХ ЧАСТОТ РАДИОТЕЛЕФОНОВ СОТОВОЙ СВЯЗИ "

Москва, 2001 г.

ОСНОВНЫЕ ИСПОЛНИТЕЛИ ТЕМЫ

Руководитель инициативной темы и составитель отчета : д.т.н. Орлов В.С.

Разработка моделей , программного обеспечения и проектирование фильтров :

Русаков А.Н. , Швец В.Б.

Методики измерений СВЧ фильтров на ПАВ и ОПАВ: к.т.н. Сокольский В.В.

Технология и изготовление СВЧ фильтров: Афанасьев В.А., Серебрякова Л.Н.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;
ГВЗ – групповое время запаздывания;
ВШП - встречно-штыревой преобразователь ;
КСВН - коэффициент стоячей волны по напряжению ;
КЭМС – коэффициент электромеханической связи;
ОАВ – объемная акустическая волна
ОР - отражательная решетка ;
ОПАВ – оттекающая поверхностная акустическая волна;
ПАВ – поверхностная акустическая волна;
ТКЗ – температурный коэффициент задержки;
ТКЧ – температурный коэффициент частоты ;
ФЧХ – фазо-частотная характеристика.

СПИСОК УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

AR – пульсации амплитуды;
BW1,0 – полоса пропускания по уровню – 1,0 дБ;
BW3 – полоса пропускания по уровню - 3 дБ;
BW40 – полоса пропускания по уровню - 40 дБ;
f_a – частота параллельно включенного резонатора;
f_p – последовательно включенного резонатора;
F_0 – центральная частота;
GDT – групповое время запаздывания;
Q_u - ненагруженная добротность резонатора ;
Ks - коэффициент электромеханической связи ;
IL – вносимые потери;
SWR – коэффициент стоячей волны ;
UR – гарантированное затухание.

СОДЕРЖАНИЕ Стр.

Глава 1.Базовые конструкции резонаторных СВЧ фильтров на оттекающих поверхностных акустических волнах (ОПАВ)

1.1 Выбор базовых конструкций фильтров несущих частот для приемных трактов сотовых радиотелефонов стандартов GSM 947 МГц и PCN 1842 МГц 6

1.2 Алгоритм проектирования СВЧ резонаторных фильтров на ОПАВ 8

1.3. Анализ эквивалентной схемы СВЧ резонаторного фильтра на ОПАВ с учетом эффектов второго порядка 10

Глава 2. Устройство и некоторые особенности работы пьезоэлектрических фильтров на ОАВ и СВЧ резонаторных на ОПАВ

2.1 Эквивалентная схема одновходового пьезоэлектрического резонатора 16

2.2 Влияние реактивных элементов на резонансные частоты пьезэлектрических резонаторов 20

2.3 Элементарные звенья лестничных фильтров с электрической связью одновходовых резонаторов 21

2.4 Формирование частотных характеристик многозвенных лестничных фильтров 26

Глава 3. Физико-математическая модель Р-матриц для расчета топологии и частотных характеристик СВЧ одновходового резонатора на оттекающих ПАВ

3.1. Основные требования к параметрам резонатора на ОПАВ и акустической модели для его расчета 35

3.2. Базовые соотношения для расчета элементов акустического тракта на базе модифицированной модели Р-матриц…… 35

3.3 Влияние углового сдвига A на волновое число и коэффициент отражения бесконечной решетки …….. 36

3.4 Матрица передачи и частотные характеристики конечной решетки отражателей 39

3.5. Расчет частотных зависимостей электрических параметров преобразователей 41

Глава 4 . Разработка фильтра несущих част от для приемного тракта сотового радиотелефона стандарта PCN 1842 МГц в корпусе SMD 3.0x3.x1.4 мм

4.1. Разработка методики расчета частотных характеристик и топологии лестничных резонаторных фильтров на оттекающих ОПАВ …….. 44

4.2.Разработка электрической схемы лестничного резонаторного фильтра на ОПАВ для .диапазона Rx-PCN 1842 МГц 45

4.2.1 Схема и топология фильтра Rx-PCN 1842 МГц без учета паразитных элементов на СВЧ 45

4.2.2 Схема фильтра Rx-PCN 1842 МГц с учетом паразитных элементов в корпусе 52

4.2.3 Влияние взаимных индуктивных и емкостных связей в корпусе SMD 3.0x3.0 мм 55

4.3 Частотные характеристики серийно освоенного фильтра PCN-Rx 1842 МГц 59
4.3.1. Рекомендуемая схема включения фильтра PCN 1842 МГц 59
4.3.2. Измеренные частотные характеристики фильтра PCN-Rx 1842 МГц 60
4.3.3. Основные электрические параметры серийного фильтра PCN-Rx 1842 МГц 63
Глава 5 . Разработка фильтра несущих част от для приемного тракта сотового радиотелефона стандарта GSM 947 МГц корпусе SMD 3,0x3,0x1,2 мм……
5.1. Основные параметры структуры GSM-Rx фильтра 947 МГц …… 64
5.2. GSM-Rx фильтр 947 МГц в индивидуальном корпусе SMD 3,0x3,0x1,2 мм, KD-V97034, KYOCERA 67
5.3. Частотные характеристики серийно освоенного фильтра GSM-Rx 947 МГц 76
5.3.1. Рекомендуемая схема включения фильтра GSM-Rx 947 МГц 76
5.3.2. Измеренные частотные характеристики серийного фильтра 947 МГц 77
5.3.3. Основные электрические параметры серийного фильтра GSM-Rx 947 МГц 80
Глава 6. Разработка и исследование конструкции двухстандартного модуля GSM-Rx / PCN-Rx 947 / 1842 МГц в корпусе SMD 3.8x3.8x1,4 мм
6.1 Парциальный фильтр GSM-Rx 947 МГц на продольно связанных резонаторах 81
6.2.Парциальный лестничный резонаторный фильтр PCN-Rx 1842 МГц 86
6.3. Частотные характеристики серийно освоенного двухстандартного фильтра GSM-Rx / PCN-Rx 947 / 1842 МГц в корпусе SMD 3,8x3,8x1,4 мм 91
Глава 7. Разработка методик измерения параметров двухстандартного фильтра GSM/PCN …….
7.1.Особенности измерения параметров СВЧ фильтров на ОПАВ в миниатюрных 104
7.2. Методика измерения электрических параметров двухстандартного фильтра GSM/PCN в диапазоне частот 0,05 ÷ 6 ГГц …… 106
7.2.1. Рабочее место для измерения электрических параметров двухстандартного фильтра ……. 106
7.2.2. Методика измерения АЧХ и ФЧХ первого парциального фильтра 947 МГц в составе двухстандартного модуля …… 107
7.2.3. Методика измерения ГВЗ парциального фильтра …… 109
7.2.4. Методика измерения параметров рассеяния парциального фильтра 110
7.2.5. Методика измерения электрических параметров второго парциального фильтра 1842 МГц в составе двухстандартного модуля 111
Глава 8. Разработка комплекта конструкторской документации на двухстандартный фильтр GSM / PCN в планарном корпусе SMD 3,8x3,8x1,4 мм 112
Заключение …… 114
Список использованных источников 116

Глава 1. Устройство и некоторые особенности работы резонаторных СВЧ фильтров на оттекающих поверхностных акустических волнах (ОПАВ)

1.1 Выбор базовых конструкция фильтров несущих частот приемных трактов сотовых радиотелефонов стандартов GSM 947 МГц и PCN 1842 МГц

Одним из интенсивно развиваемых направлений в области телекоммуникаций является создание сотовых систем наземной подвижной радиосвязи, в которых используется принцип разбивки зоны обслуживания на ряд подзон (ячеек), причем охват каждой ячейки обеспечивается одной или несколькими базовыми станциями, а соответствующее планирование частот связи позволяет эффективно использовать их спектр в зоне обслуживания.

В настоящее время известны три принципа организации каналов связи в сотовых системах с множественным доступом: частотное распределение каналов FDMA (система AMPS, 1979 г., стандарты IS-19, IS-20, 1988 г.); временное разделение каналов TDMA (система DAMPS, стандарт IS-54, 1992 г.), стандарт GSM-900 (1990 г.), стандарт DCS-1800 (1991 г.); кодовое разделение каналов CDMA (стандарт IS-95, 1992 г.).

Указанные стандарты составляют так называемое второе поколение сотовых систем, широко распространенных в настоящее время в развитых индустриальных странах и внедряющихся в России. Несущие частоты систем связи второго поколения обычно выбираются в диапазоне 850-950 МГц (системы CT-2, GSM, PDC-800) или в диапазоне 1500-2000 МГц (DECT-1800, PDC-1500, PCN, PCS, PHP).

Как в системах связи второго, так и следующего третьего поколений одним из ключевых компонентов приемо-передатчиков являются миниатюрные фильтры несущих частот (или радиочастот). На промежуточных частотах 70-500 МГц и на радиочастотах 800-1800 МГц миниатюрные фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) и оттекающих ПАВ (ОПАВ) практически не имеют конкурентов.

В рамках настоящей инициативной темы проектировались и исследовались три конструкции СВЧ фильтров на ОПАВ:

- индивидуальный фильтр в корпусе SMD 3.0x3.0x1.4 мм для приемного тракта радиотелефона сотовой связи стандарта Rx GSM 947 МГц ,

-индивидуальный фильтр в корпусе SMD 3.0x3.0x1.4 мм для приемного тракта радиотелефона сотовой связи стандарта Rx PCN 1842 МГц ,

- переключаемый фильтр для двухстандартного GSM/PCN радиотелефона сотовой связи.

Последний фильтр представляет собой два фильтра на ОПАВ со средними частотами 947 МГц и 1842 МГц , размещенные на одной подложке в общем планарном керамическом корпусе для монтажа на поверхность типа SMD 3.8x3.8x1.4 мм, KD-V97034, фирма KYOCERA, Япония.

СВЧ фильтры на ОПАВ с малыми вносимыми потерями могут IL=1,0-3,0 дБ быть построены только на основе высокодобротных акустических резонаторов, что накладывает ограничения на реализуемые ширины полос пропускания и коэффициент прямоугольности АЧХ. При этом в схеме фильтра связь между резонаторами может быть различной : электрической , продольной акустической , поперечной акустической или комбинированной.

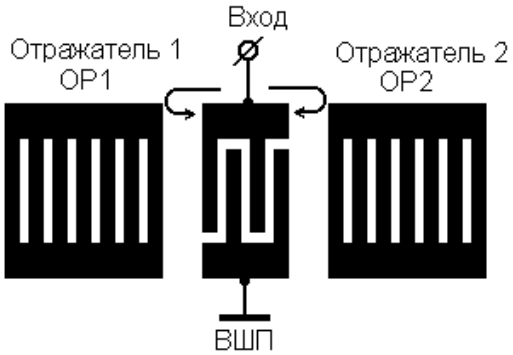
На основе анализа лучших мировых аналогов фирм FUJITSU , Япония , EPCOS , Германия , и SAWTEK, США, были выбраны следующие базовые конструкции:

- фильтр 1842 МГц PCN - лестничный, на основе одновходовых резонаторов ОПАВ с электрической связью - рис 1.1а;
- фильтр 947 МГц GSM - на продольно связанных резонаторов ОПАВ с продольной акустической связью - рис.1.1б.

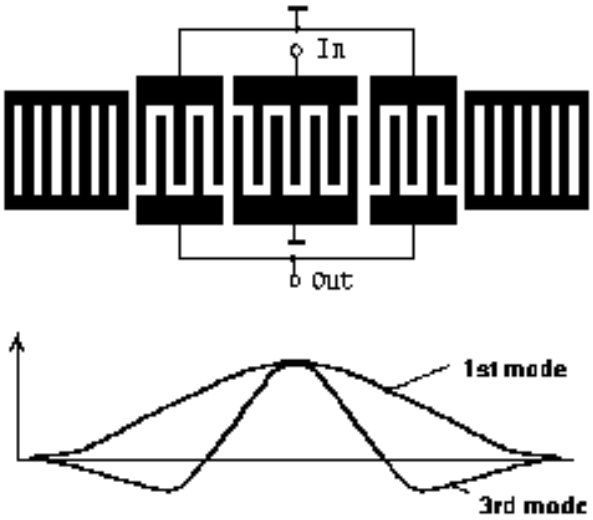
В рамках данной инициативной темы исследованы также основные эффекты второго порядка, влияющие на частотные характеристики резонатора на ОПАВ в СВЧ диапазоне: потери на рассеяние энергии в электродах и скин-эффект, краевые эффекты, потери на распространение ОПАВ в пьезоэлектрике, диэлектрические потери в подложке, резистивные и вязкостные потери в металлической пленке, паразитные индуктивности соединительных проводников корпуса, контактных шин и электродов фильтра, паразитные емкости преобразователей и корпуса, электромагнитная наводка и т.д. Сформированы требования к эквивалентной схеме резонатора на ПАВ с учетом эффектов второго порядка.

Выбрана конструкция отражателей резонаторов в виде короткозамкнутых решеток пленочных электродов.

В качестве материала подложки как индивидуальных фильтров 947 МГц и 1842 МГц , так и для двухстндартного фильтра GSM-PCN исследовался танталат лития с кристаллографическими ориентациями yxl/36^0 и yxl/42^0. В итоге выбран материал подложки фильтра - танталат лития, срез yxl/42°, обеспечивающий минимальные потери на распространение ПАВ на СВЧ и минимальный уровень возбуждаемых паразитных мод.



а



б

Рис. 1.1. Базовые элементы СВЧ фильтров на ОПАВ : а- одновходовый резонатор; б- резонаторы с продольной акустической связью

1.2 Алгоритм проектирования резонаторных фильтров на ПАВ

Независимо от конструктивной реализации и диапазона рабочих частот резонаторные фильтры , включая резонаторные фильтры на ОПАВ, имеют общие принципы работы. Механизм работы СВЧ резонатора на ОПАВ и физические эффекты в нем сложнее , чем в пьезоэлектрическом резонаторе объемных акустических волн (ОАВ) (пьезокварцевом [1.1,1.3].или пьезокерамическом [1.4]) . Резонатор на ОПАВ скорее является импедансным элементом со сложным комплексных сопротивлением и даже упрощенная его эквивалентная схема существенно сложнее известной эквивалентгой схемы пьезоэлектрического резонатора. Однако для ориентировочных оценок можно упростить эквивалентную схему резонатора ОПАВ до известной схемы пьезоэлектрического резонатора. Поэтому при проектировании резонаторных фильтров различных типов на первой стадии целесообразно использовать хорошо развитую классических теорию электрических цепей и теорию пьезоэлектрических фильтров [1.1-1.6].

Тогда проектирование СВЧ акустических резонаторных фильтров на ОПАВ может быть выполнено по следующему алгоритму:

- предварительный синтез фильтра с использованием теории пьезоэлектрических фильтров на основе упрощенной эквивалентной схемы резонатора на ОПАВ в виде схемы пьезоэлектрического резонатора (синтез структурной схемы фильтра, формулирование требований к пьезоэлектрическим резонаторам);

- предварительный синтез резонаторов на ОПАВ выбранной конструктивной реализации на основе оригинальной акустической модели (выбор структурной схемы резонатора , выбор материала звукопровода , расчет конструкций отражателей и преобразователей резонаторов, расчет комплексных импедансев резонаторов и т.д.) ;

- анализ резонаторов на ОПАВ на основе оригинальной акустической модели с учетом основных акустических эффектов (закорачивания электрического поля в пьезоэлектрике электродами , массой нагрузки поверхности пьезоэлектрика электродами, накопление зарядов под электродами , топографической неоднородности поверхности под электродами , включая неоднородный поперечный профиль электрода , конечной протяженности резонаторов и т.д.) ;

- анализ резонаторов на ОПАВ на основе акустической модели с учетом эффектов второго порядка (паразитных акустических мод, акустического взаимодействия соседних резонаторов фильтра, дифракции, потерь на распространение ОПАВ) и уточнение эквивалентной схемы резонаторов;

- анализ резонаторного фильтра на ОПАВ с учетом электромагнитных эффектов на СВЧ (паразитных индуктивностей и емкостей проводов и электродов, резонаторов, выводов и конструктивных элементов корпуса, краевых эффектов, скин-эффекта и т.д.) с использованием одного из симуляторов электрических цепей
(P-Spice , Micro Sim ; Microwave Office , Math Lab и т.д.);

- коррекция конструкций резонаторов фильтра и повторный детальный анализ на основе акустической модели;

- изготовление фильтра в корпусе и измерение его частотных характеристик ;

- коррекция конструкций резонаторов и схемы фильтра с учетом погрешностей изготовления фотошаблонов , реальной формы и профиля электродов , измеренных паразитных емкостей и индуктивностей и т.д.

По результатам анализа можно остановиться на той или иной схеме фильтра и сформулировать требованиях к резонаторам, составляющим этот фильтр. Естественно , для проектирования резонаторных фильтров наиболее важной является акустическая модель конечного резонатора на ПАВ. В рамках данной темы для расчета одновходовых

резонаторов использовалась модифицированная модель Р-матриц [1.7], а для расчета резонаторов с продольной акустической связью - модифицированная модель эквивалентных схем [1.8]. В настоящем отчете наиболее подробно будет описана модифицированная модель Р-матриц [1.7].

1.3. Анализ эквивалентной схемы СВЧ резонаторного фильтра на ОПАВ с учетом эффектов второго порядка

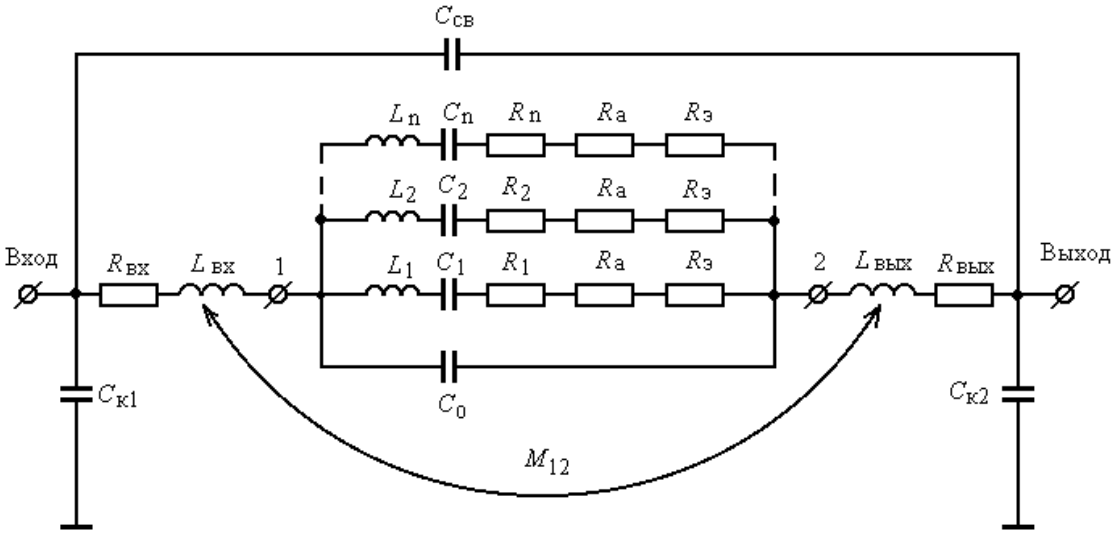
На первом этапе проектирования лестничных резонаторных фильтров на оттекающих ПАВ сначала учитываются основные эффекты второго порядка, влияющие на частотные характеристики резонатора СВЧ диапазона : потери на рассеяние энергии в электродах, краевые эффекты в преобразователях и отражателях , потери на распространение ПАВ в пьезоэлектрике) , и формулируются требования к эквивалентной схеме и топологии резонатора на ОПАВ с учетом эффектов второго порядка. При этом обычно используется упрощенная эквивалентная схема резонатора (рис. 1.2б), которая отображает две группы эффектов:

- акустические эффекты (динамические параметры L_1, C_1, R_1 резонатора для основной моды колебаний; динамические параметры L_n, C_n, R_n резонатора для паразитных поперечных мод колебаний; ограничение добротности резонатора сопротивлением R_a за счет потерь на распространение ОПАВ; ограничение добротности резонатора из-за конечной проводимости электродов $R_Э$);

- электрические эффекты (паразитные индуктивности и сопротивления $R_{вх}$, $L_{вх}$; $R_{вых}$, $L_{вых}$ проволочных перемычек, соединяющих контактные площадки резонатора с площадками корпуса; взаимная индуктивность M_{12} между этими перемычками и паразитная емкость связи $C_{св}$, входная C_{k1} и выходная C_{k2} емкости планарного корпуса).

С ростом рабочих частот усиливается влияние паразитных элементов и связанных с ними электромагнитных эффектов на частотные характеристики резонаторных фильтров на ОПАВ. Паразитные электромагнитные эффекты в фильтрах на ОПАВ, установленных в керамических SMD корпусах, на радиочастотах можно разделить на три группы.

а



б

Рис.1.2. Одновходовый резонатор на ОПАВ:

а - конструкция резонатора; б - упрощенная эквивалентная схема СВЧ резонатора с учетом паразитных индуктивностей проволочных перемычек и емкостей в планарном корпусе SMD 3,0x3,0 мм

Первая группа паразитных эффектов связана со структурой элементов акустического тракта (преобразователи, отражатели, волноводы или подложки) и с конструктивными элементами топологии (сигнальные и заземляющие суммирующие контактные шины, экраны, соединяющие контактные площадки, проволочные перемычки).

К первой группе паразитных элементов можно отнести следующие:

- емкости между сигнальными контактными шинами, сигнальными контактными площадками и общим металлизированным основанием корпуса;
- емкости между сигнальными контактными шинами, сигнальными контактными площадками и металлизированной крышкой корпуса;
- проходные емкости между входными и выходными сигнальными контактными шинами преобразователей, входными и выходными сигнальными контактными площадками преобразователей;

- взаимные емкости между сигнальными и заземляющими контактными шинами и контактными площадками преобразователя;
- взаимные емкости между сигнальными и заземляющими проволочными перемычками;
- индуктивности проволочных перемычек;
- взаимные индуктивности сигнальных и заземляющих проволочных перемычек;
- высокочастотные и резистивные потери в контактных шинах преобразователей, проволочных перемычках, в точках соединения проволок и контактных площадок;
- рассеяние ОПАВ в объеме подложки , на шероховатостях краев электродов поверхности преобразователя или отражательных решеток.

В корпусах типа LTCC 3.0x3.0 мм наиболее существенно влияют паразитные индуктивности проволочных перемычек и индуктивная связь между ними.

В мини-корпусах типа CSSP 2,0x1,6 мм с перевернутым кристаллом на первый план выходит влияние паразитных емкостей между контактными площадками фильтра и проводниками и контактными площадками основания корпуса.

Вторая группа паразитных эффектов связана с конструкцией керамического корпуса. Ко второй группе паразитных элементов можно отнести следующие:

- емкости между входными/выходными выводами снаружи корпуса и заземленным основанием корпуса;
- емкости между входными/выходными контактными площадками внутри корпуса и общим заземленным основанием корпуса;
- индуктивности и сопротивления соединительных полосок между сигнальными контактными площадками внутри корпуса и контактами снаружи корпуса;
- индуктивности и сопротивления соединительных полосок между общим заземленным основанием корпуса и контактными площадками корпуса, между контактными площадками внутри корпуса и заземленными контактами снаружи корпуса;
- проходные емкости между входными и выходными контактными площадками и выводами.

Третья группа паразитных эффектов связана с топологией печатной платы аппаратуры или керамической коммутационной платы интегрального модуля , на которые устанавливается фильтр на ОПАВ в SMD корпусе. К третьей группе паразитных элементов можно отнести следующие:

- емкости между входными/выходными контактными шинами и «землей»;
- проходные емкости между входными и выходными контактными шинами;
- индуктивности и сопротивление заземляющих полосков и перемычек ;

- электромагнитные связи между контактными площадками корпуса и соседними компонентами на коммутационной плате ;

- электромагнитные связи по общей "земле" корпуса.

Поэтому одной из целей проектирования фильтров было следующее:

- определить электромагнитные эффекты, наиболее сильно влияющие на частотные характеристики фильтров на ОПАВ в SMD корпусах типа LTCC 3.0x3.0 мм и CSSP 2,0x1,6 мм;

- объединить или исключить часть эффектов для упрощения задачи анализа;

- разработать электрические схемы для анализа влияния паразитных электромагнитных эффектов на частотные характеристики фильтров на ОПАВ в SMD корпусах;

- оптимизировать конструкцию фильтра, т.е. найти способы подавления или, наоборот, полезного использования этих электромагнитных эффектов.

Эквивалентная схема с рядом паразитных элементов из второй и третьей групп для радиочастотного фильтра на ОПАВ в SMD корпусе типа LTCC 3.0x3.0 мм показана на рис. 1.3. Смоделировать частотные характеристики фильтра можно с учетом емкости прямой связи между входом и выходом (проходные емкости), заземляющих емкостей и общего заземляющего импеданса корпуса. Двухвходовая электрическая схема преобразователя на ОПАВ может быть рассчитана с помощью усовершенствованной модели поперечного поля (для фильтров на продольно связанных резонаторах - LCRF) или с помощью модели P-матрицы (для лестничных резонаторных фильтров - LDRF), описанной в разделе 2.1.

На рис. 1.3 R_{pg} и L_{pg} представляют собой общий заземляющий импеданс SMD корпуса. L_{tg} - индуктивность заземляющих проволок и полосок чипа и корпуса. R_{bg} и L_{bg} представляют собой общий заземляющий импеданс печатной платы (PCB). C_{cc}, C_{pc} и C_{bc} - емкости связи между входом и выходом чипа, корпуса и печатной платы, соответственно. C_{cg}, C_{pg1}, C_{pg2} и C_{bg} - паразитные емкости между «сигналом» и «землей» чипа, корпуса и печатной платы, соответственно. R_{cs} и L_{cs} - последовательный импеданс чипа, а R_{ps} и L_{ps} - последовательный импеданс корпуса. R_{bs} и L_{bs} - последовательный импеданс печатной платы.

Из-за сложности проблемы расчета паразитных эффектов в устройствах на ОПАВ ей посвящено достаточно большое число исследований [1.9-1.12].

Паразитные индуктивности и емкости в SMD корпусах и чипах фильтров на ПАВ

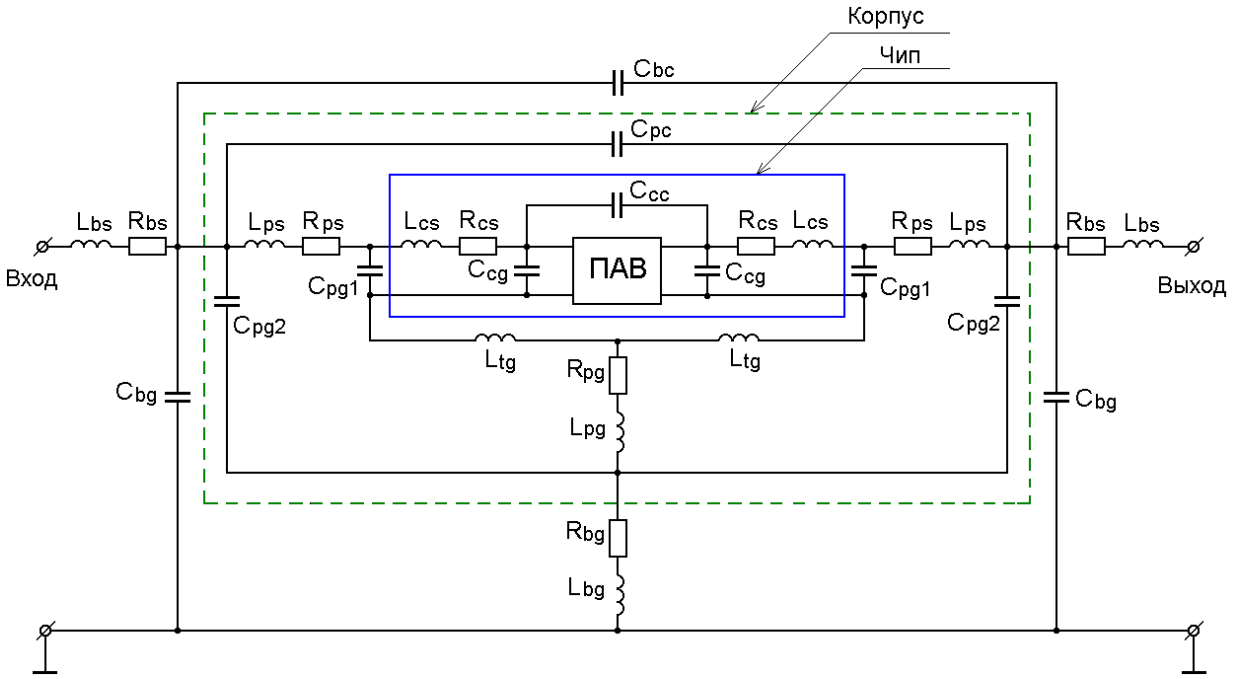


Рис.1.3. Эквивалентная схема фильтра на ОПАВ в SMD корпусе с учетом основных паразитных элементов

сравнительно малы (индуктивности порядка 1 нГн и емкости порядка 0.01 пФ). Такие значения индуктивностей и емкостей очень сложно измерить точно. Еще сложнее измерить значения проходной емкости, взаимной емкости и взаимной индуктивности.

Поэтому обычный подход к расчету значений паразитных элементов состоит в использовании подгонки. Исходя из каких-то разумных начальных значений паразитных элементов их более точные номиналы определяются путем подгонки расчетных характеристик фильтров к измеренным [1.9]. Точный теоретический расчет значений паразитных элементов очень сложен. Даже если этот расчет провести, не удается избежать этапа подгонки [1.10].

В таблице 1.1 приведены некоторые значения паразитных элементов, уточненные в ходе настоящих исследований радиочастотных фильтров в SMD корпусах.

Таблица 1.1

Подгоночные значения паразитных элементов

	C_{cc}	L_g	C_g	L_w	C_pack	R_pad	C_sg	C_ss
0,9-ГГц фильтр	0.12 пФ	0.04 нГн	0.4 пФ	1.0 нГн	0.3 пФ	1.0 Ом	30 фФ	-
1,8-ГГц фильтр	0.10 пФ	0.12 нГн	0.3 пФ	1.0 нГн	0.3 пФ	1.0 Ом	30 фФ	10 фФ

Индуктивные и емкостные паразитные электромагнитные связи в корпусированных радиочастотных фильтрах на ПАВ оказывают неодинаковое влияние на частотные характеристики различных типов фильтров на ПАВ. В фильтрах с акустической связью (в

фильтрах на поперечно связанных резонаторах - TCRF и фильтрах на продольно связанных резонаторах - LCRF) это влияние обычно проявляется в ухудшении затухания в полосе заграждения.

В лестничных резонаторных фильтрах (LDRF) это влияние значительно сложнее и оно не обязательно может быть негативным. В частности, паразитные индуктивности проволочных перемычек могут быть использованы как электрические элементы схемы фильтра на ПАВ для расширения его полосы пропускания и улучшения затухания в полосе заграждения [1.12].

Таким образом, если для фильтра с акустической связью резонаторов учет паразитных элементов необходим лишь для уменьшения их влияния на частотные характеристики, то в случае лестничного фильтра на электрически связанных резонатора с помощью паразитных элементов можно сформировать частотную характеристику как в полосе пропускания, так и в полосе заграждения. Поэтому в последнем случае расчет паразитных элементов становится более важным.

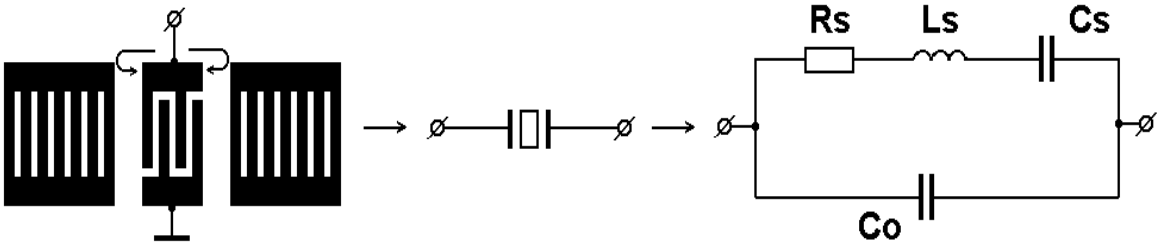
Частотные характеристики одного и того же чипа лестничного фильтра на ПАВ, установленного в различных типах SMD корпусов с проволочными перемычками, например, SMD 5,0x5,0 мм , SMD 3,0x3,0 мм, будут чрезвычайно сильно отличаться друг от друга. Для фильтров с перевернутым кристаллом в корпусах SMD 2,0x1,6 мм с монтажом на шариках отличие характеристик будет еще существеннее. Поэтому можно утверждать, что корректный расчет топологии резонатора для лестничного фильтра невозможен без учета паразитных емкостей конкретного SMD корпуса и проволочных перемычек или монтажных шариков для этого типа корпуса и электромагнитных связей между фильтрами резонаторами на общей подложке с высокой диэлектрической проницаемостью ε =49.

Основные паразитные элементы и связи , учитывавшиеся при проектировании конкретных фильтров , показаны на схеме каждого индивидуального или дуального фильтра в соответствующем разделе отчета.

Глава 2. Устройство и некоторые особенности работы лестничных пьезоэлектрических фильтров на ОАВ и резонаторных на ОПАВ

2.1 Эквивалентная схема одновходового пьезоэлектрического резонатора

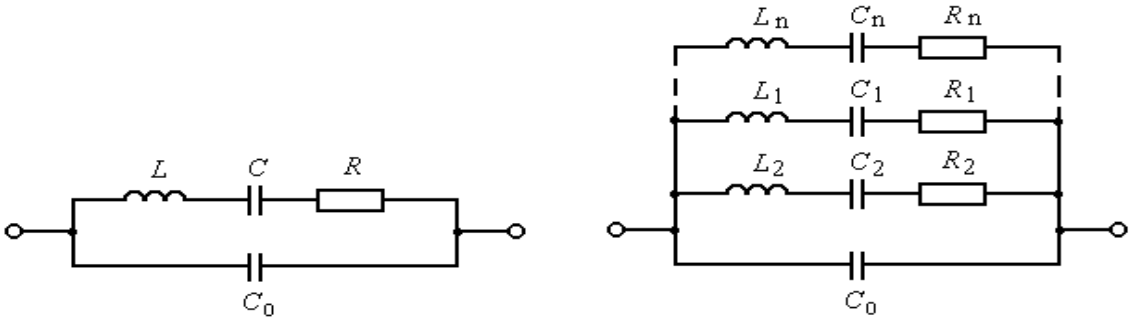
Типичная структура одновходового резонатора на ОПАВ содержит встречно-штыревой преобразователь (ВШП) и два отражателя (ОР1 и ОР2) , образованных пленочными электродами на поверхности пьезоэлектрической подложки. Механизм работы одновходового резонатора на ОПАВ аналогичен механизму оптического резонатора Фабри-Перро. С учетом перечисленных выше акустических и электрических явлений , резонатор на ОПАВ обладает сложным комплексным импедансем. Однако на первых этапах синтеза фильтра на ОПАВ эквивалентную схему резонатора на ОПАВ можно существенно упростить , сведя ее к схеме пьезоэлектрического резонатора на объемных акустических волнах –ОАВ (рис. 2.1). Это позволяет использовать теорию пьезоэлектрических фильтров на ОАВ [2.1, 2.2, 2.3] для предварительной оценки параметров синтезируемого фильтра на ОПАВ.



а б

Рис. 2.1. Одновходовый резонатор на ОПАВ : а- конструкция ; б- упрощенная эквивалентная схема

При включении в электрическую цепь пьезоэлектрический резонатор ведет себя как последовательно-параллельный колебательный контур, показанный на рис.2.2.



а б

Рис.2.2. Эквивалентная электрическая схема пьезоэлектрического резонатора:

а – с учетом основной моды;

б – с учетом паразитных акустических мод или электрических резонансов

Элементы этого эквивалентного контура отражают свойства резонатора как электромеханической системы. Так, сопротивление R отражает потери, обусловленные внутренним трением в материале, индуктивность L пропорциональна массе, а емкость C обратно пропорциональна механической жесткости материала резонатора. Параллельная емкость C_0 зависит как от геометрической емкости резонатора, так и от коэффициента электромеханической связи. Параметры R, L и C называют динамическим сопротивлением, индуктивностью и емкостью соответственно, а емкость C_0 - статической емкостью резонатора.

Частотно-избирательные свойства резонатора характеризуются зависимостью его сопротивления от частоты [2.1, 2.2, 2.3] . Общий вид зависимости модуля полного сопротивления $|Z|$ резонатора от частоты показан на рис.2.3а.

На частоте много меньшей, чем резонансная, резонатор является просто конденсатором с емкостью $C^T = C_0 + C$. На частоте, близкой к частоте последовательного резонанса $f_p = \dfrac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}$, сопротивление резонатора резко уменьшается, достигая величины $R_p \approx R$. При дальнейшем повышении частоты сопротивление увеличивается до значения R_a на частоте, близкой к частоте параллельного резонанса $f_a = \dfrac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot \dfrac{C \cdot C_0}{C + C_0}}}$. Далее сопротивление падает, приближаясь к величине $\dfrac{1}{2\pi f C_0}$. Характерными точками рассмотренной зависимости являются частота последовательного резонанса (резонансная частота) f_p, частота параллельного резонанса (антирезонансная частота) f_a, минимальное R_p и максимальное R_a значения сопротивлений. Важное значение имеет также разность антирезонансной и резонансной частот $\Delta f = f_a - f_p$, называемая резонансным промежутком резонатора. Величина относительного резонансного промежутка $\Delta f / f_p$ определяет возможную ширину полосы пропускания фильтра. Из выражений для резонансной и антирезонансной частот нетрудно получить следующее соотношение для емкостей C и C_0:

$$\frac{C}{C_0} = K_{ef}^2 = \frac{f_a^{\,2} - f_p^{\,2}}{f_p^{\,2}} = \frac{2 f_p + \Delta f}{f_P^{\,2}} \cdot \Delta f$$

Обычно $\Delta f << f_P$ и тогда:

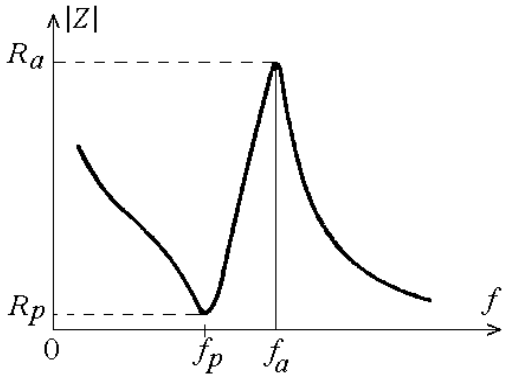
$$\frac{C}{C_0} \approx \frac{2\Delta f}{f_p}$$

Выражение $K_{ef} = \sqrt{\frac{C}{C_0}}$ называется эффективным коэффициентом электромеханической связи. Этот коэффициент связан с коэффициентами электромеханической связи пьезоэлектрического материала k_{31}, k_{33} или другими.

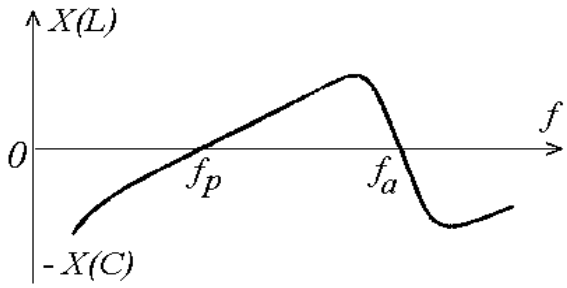
Полное сопротивление резонатора можно вычислить по формуле

$$Z = j \cdot \frac{1}{2\pi f C_0} \cdot \frac{1 + jQ\left(\frac{f}{f_p} - \frac{f_p}{f}\right)}{1 + jQ\frac{f_a}{f_p}\left(\frac{f_a}{f_p} - \frac{f}{f_a}\right)},$$

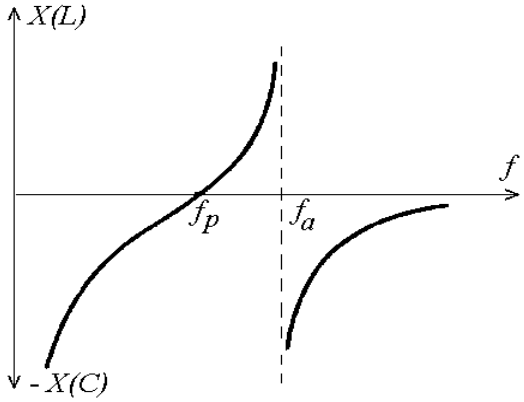
где $Q = \frac{2\pi f_P \cdot L}{R}$ - добротность резонатора.



а



б



в

Рис.2.3. Частотная зависимость сопротивления пьезоэлектрического резонатора:

а – полное электрическое сопротивление;

б - реактивная составляющая полного электрического сопротивления;

в – частотная зависимость сопротивления резонатора от частоты при отсутствии потерь

Зависимость реактивной составляющей сопротивления резонатора от частоты показана на рис. 2.3б. Из этой зависимости хорошо видно, что на частотах ниже f_p и выше f_a сопротивление резонатора имеет емкостной характер, а в пределах резонансного промежутка (между f_p и f_a) – индуктивный характер. На частотах f_p и f_a реактивная составляющая сопротивления равна нулю и резонатор представляет собой активное сопротивление R_p и R_a.

Если добротность резонатора достаточно высока ($Q >> \frac{f_p}{\Delta f}$), то при решении ряда вопросов можно пренебречь активными потерями, полагая R=0. В этом случае сопротивление резонатора является чисто реактивным и его зависимость от частоты принимает вид, показанный на рис. 2.3в. Как видно, сопротивление резонатора на резонансной частоте равно нулю, а на антирезонансной частоте бесконечно велико. Сопротивление резонатора вычисляется по формуле

$$Z = jx = j \cdot \frac{1}{2\pi f C_0} \cdot \frac{f^2 - f_p^{\,2}}{f_a^{\,2} - f^2}$$

Все параметры резонатора и его эквивалентной схемы можно определить. Параметры f_p, f_a, C^T и R легко измеряются. Параметры L, C, C_0 и добротность Q нетрудно вычислить, исходя из результатов этих измерений. Вычисление производится по следующим формулам:

статическая емкость

$$C_0 \approx C^T \left(1 - \frac{2\Delta f}{f_p}\right);$$

динамическая емкость

$$C \approx C^T \frac{2\Delta f}{f_p};$$

добротность

$$Q \approx \frac{8 \cdot 10^7}{\Delta f \cdot C^T R};$$

динамическая индуктивность

$$L \approx \frac{12.6 \cdot 10^6}{f_P \cdot \Delta f \cdot C^T}$$

В приведенных формулах для Q и L частоты Δf и f_p выражены в килогерцах, сопротивление R в омах, емкость C^T - в пикофарадах. Индуктивность вычисляется в миллигенри.

2.1 Влияние реактивных элементов на резонансные частоты пьезэлектрических орезонаторов

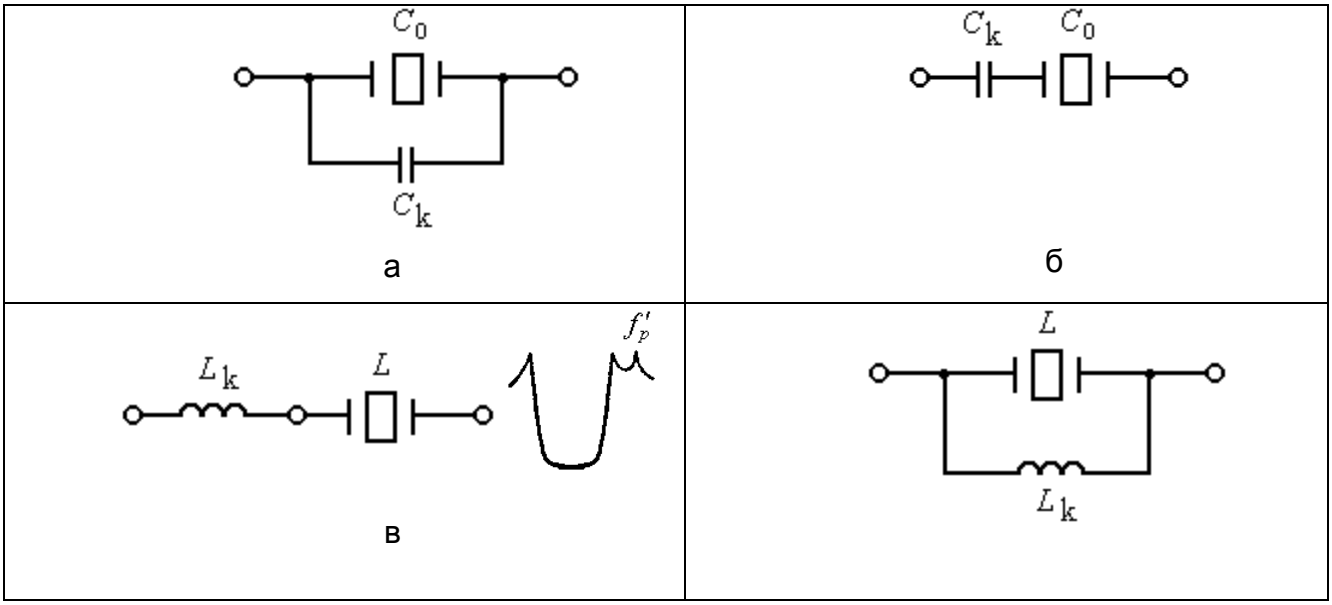
При построении лестничных фильтров резонансные частоты резонаторов, образующих этот фильтр, как правило, рассчитываются отличающимися друг от друга. Резонансные частоты f_a и f_p в первую очередь определяются конструкцией резонатора, однако внешние реактивные элементы (емкости и индуктивности примыкающих в схеме резонаторов , паразитные емкости в корпусе , индуктивности проволочных перемычек и т. д.) вызывают смещения этих частот [2.1, 2.2, 2.3], что необходимо учитывать при проектировании резонаторного фильтра на ОПАВ.

При параллельном соединении резонатора и емкости C_k частота последовательного резонанса остается неизменной, т.е. $f_p \approx const$, а частота параллельного резонанса понижается (рис.2.4а):

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot \frac{C \cdot (C_0 + C_k)}{C + C_0 + C_k}}}.$$

При этом резонансный промежуток уменьшается [2.1, 2.2]:

$$\Delta f_k \approx \frac{C_0}{C_0 + C_k} \cdot \Delta f$$



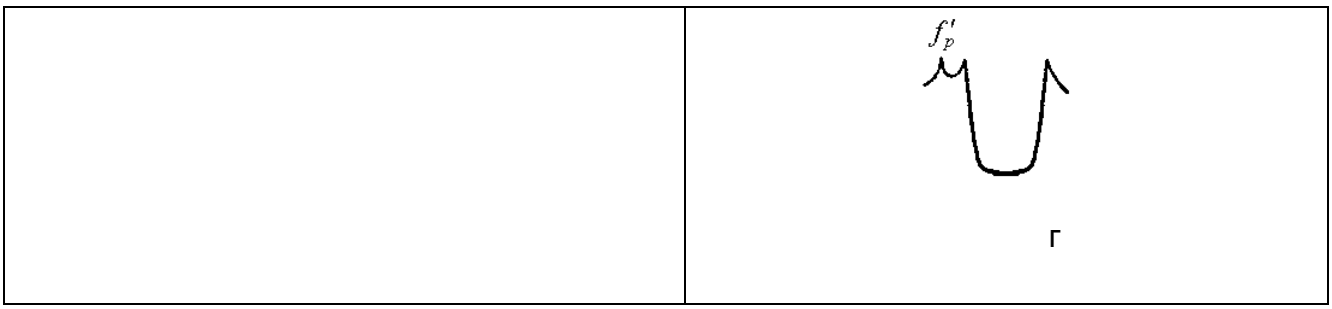


Рис.2.4. Влияние реактивных элементов на смещение резонансных частот

При последовательном соединении резонатора и емкости C_k частота параллельного резонанса остается неизменной, т.е. $f_a \approx const$, а частота последовательного повышается (рис.2.4б):

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\dfrac{C \cdot C_k}{C + C_k}}}$$

При этом резонансный промежуток сужается [2.1, 2.2]:

$$\Delta f_k = \frac{C_k}{C_0 + C_k}.$$

Таким образом, подключая емкости тем или иным способом можно увеличить (уменьшить) статическую емкость резонатора, но при этом обужается резонансный промежуток.

При последовательном соединении резонатора и индуктивности L_k неизменной остается частота параллельного резонанса, т.е. $f_a \approx const$, а частота последовательного резонанса понижается [2.1, 2.2]:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_k) \cdot C}}.$$

При этом расширяется резонансный промежуток, однако может возникнуть дополнительный резонанс на частоте f_p' выше частоты f_a (рис.2.4в).

При параллельном подключении резонатора и индуктивности L_k частота последовательного резонанса не изменяется, т.е. $f_p \approx const$, а частота f_a параллельного резонанса увеличивается. При этом расширяется резонансный промежуток Δf_k, но возникает дополнительный резонанс на частоте f_p' ниже частоты f_p.

2.3 Элементарные звенья лестничных фильтров с электрической связью одновходовых резонаторов

Основой лестничных фильтров являются "Γ"- образные элементарные звенья, схема которых представлена на рис.2.5.

Параллельные и последовательные ветви звеньев имеют полные сопротивления Z_1 и Z_2, соответствующие полным сопротивлениям резонаторов P_1 и P_2. Со стороны входа и выхода звенья имеют различные сопротивления Z_T и Z_Π [2.3]:

$$Z_T = \sqrt{-Z_1 Z_2} \cdot \sqrt{1 + \frac{Z_1}{Z_2}}$$

$$Z_\Pi = \sqrt{-Z_1 Z_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{Z_1}{Z_2}}}$$

Соотношение для полного сопротивления резонаторов Z_1 и Z_2 приведено выше.

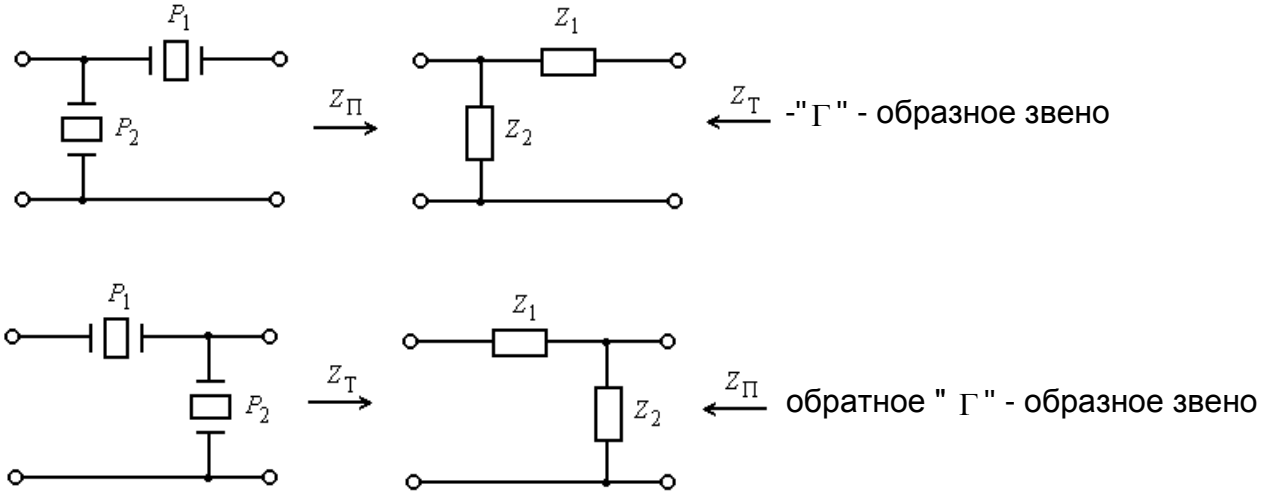


Рис.2.5. "Γ" – образные элементарные звенья лестничных пьезоэлектрических фильтров

Для получения полосового фильтра с симметричной полосой пропускания необходимо включить резонаторы в последовательную и параллельную ветви, соблюдая следующие соотношения: $f_{a2} = f_{p1}$ и $\Delta f_1 = \Delta f_2$.

Для упрощения предварительных рассмотрений рассмотрим "Γ"- образные звенья (рис.2.5.) без потерь, то есть при $Z_{1,2} = jx_{1,2}$.

На рис.2.6 представлены зависимость реактивных сопротивлений резонаторов от частоты и частотная характеристика звена при согласованных нагрузках, а также частотные характеристики Z_T и Z_Π.

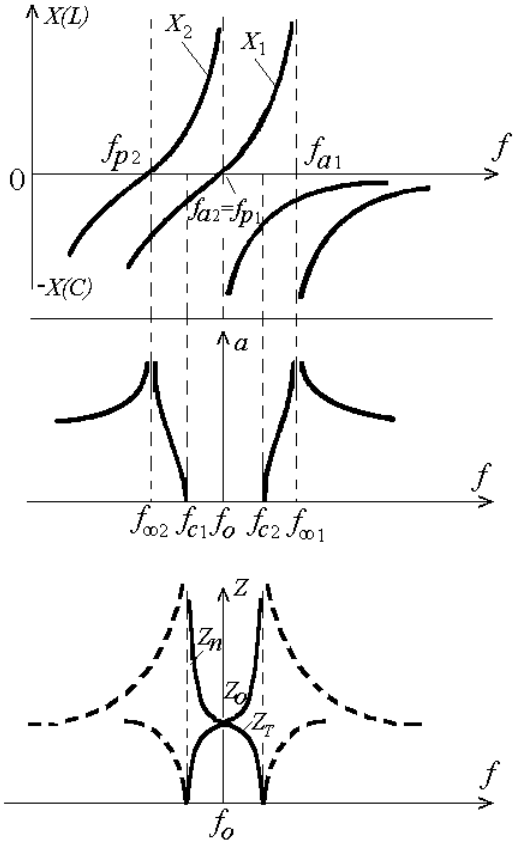
Из теории фильтров известно [2.1, 2.2 , 2.3]:

$$a = 0 \text{ при } -1 \le \frac{x_1}{x_2} \le 0,$$

$$a = arch\sqrt{-\frac{x_1}{x_2}} \text{ при } -\infty < \frac{x_1}{x_2} \le -1,$$

$$a = arsh\sqrt{\frac{x_1}{x_2}} \text{ при } 0 \le \frac{x_1}{x_2} < \infty,$$

где : x_1 и x_2 - реактивные составляющие сопротивления последовательной и параллельной ветвей звена



$$Z_0 \approx \frac{1}{2\pi f_0 \sqrt{C_{01}C_{02}}}$$

Рис.2.6. Частотная зависимость реактивных составляющих сопротивления резонаторов:

а - в последовательной (x_1) и параллельной (x_2) ветвях "Γ"-образных звеньев;

б - амплитудно-частотная характеристика звена при согласованной нагрузке;

в - характеристические сопротивления звеньев Z_T и Z_Π

Для резонаторов с одинаковыми резонансными промежутками $\Delta f = f_a - f_p$ и отношением статических емкостей $K = \frac{C_{02}}{C_{01}}$ частоты среза f_{C1} и f_{C2} определяются по формулам [2.3]:

$$f_{C1} \approx f_0 - \frac{\Delta f}{\sqrt{1+K}}; \; f_{C2} \approx f_0 - \frac{\Delta f}{\sqrt{1+K}}$$

Частоты "бесконечного" затухания (полюсов) определяются следующим образом:

$$f_{a1} \to f_{\infty 1},$$

$$f_{p2} \to f_{\infty 2}.$$

Отсюда видно, что глубина полюса $f_{\infty 2}$ в основном определяется величиной $r_{M2} = R_{p2}$, а $f_{\infty 1}$ величиной сопротивления R_{a1}.

Коэффициент прямоугольности АЧХ фильтра определяется как

$$\frac{f_{\infty 1} - f_{\infty 2}}{f_{C2} - f_{C1}} = \frac{1}{\sqrt{1+K}},$$

то есть уменьшается с ростом отношения статических емкостей $K = \frac{C_{02}}{C_{01}}$.

Если вернуться к выражению для ослабления сигнала вне полосы $(f_{\infty 1} - f_{\infty 2})$ и, с достаточной степенью точности, определить $\frac{x_1}{x_2} \approx \frac{C_{02}}{C_{01}} = K$, то можно отметить, что с ростом K увеличивается избирательность фильтра. Баланс этих параметров должен учитываться при компоновке лестничных фильтров.

В таблице 2.1 представлены расчетные данные для коэффициента прямоугольности и затухания в полосе заграждения для "Γ" - образных элементарных звеньев в зависимости от "K".

Таблица 2.1

Коэффициент прямоугольности и затухание в полосе заграждения в зависимости от отношения статических емкостей $K = \frac{C_{02}}{C_{01}}$ для "Γ"-образных звеньев

K	$\frac{\Delta f_\infty}{\Delta f_C}$	a (дБ)
1	1,4	8
2	1,75	12
3	2,0	16
4	2,4	18

Увеличение избирательности с ростом отношения статических емкостей K легко объяснимо, так как вдали от f_0 звено представляет из себя фактически просто емкостной делитель. Расчет коэффициента передачи лестничных фильтров будет приведен ниже.

Более крупными элементами цепей лестничных фильтров являются "T" и "Π" образные звенья, которые часто применяются в качестве законченных фильтров. "Γ"- образные звенья стыкуются путем согласованного включения в цепочечную схему. На рис.2.7. и 2.8. представлены "T" и "Π" образные звенья, скомпонованные из соответствующих элементарных "Γ"- образных звеньев [2.3]:

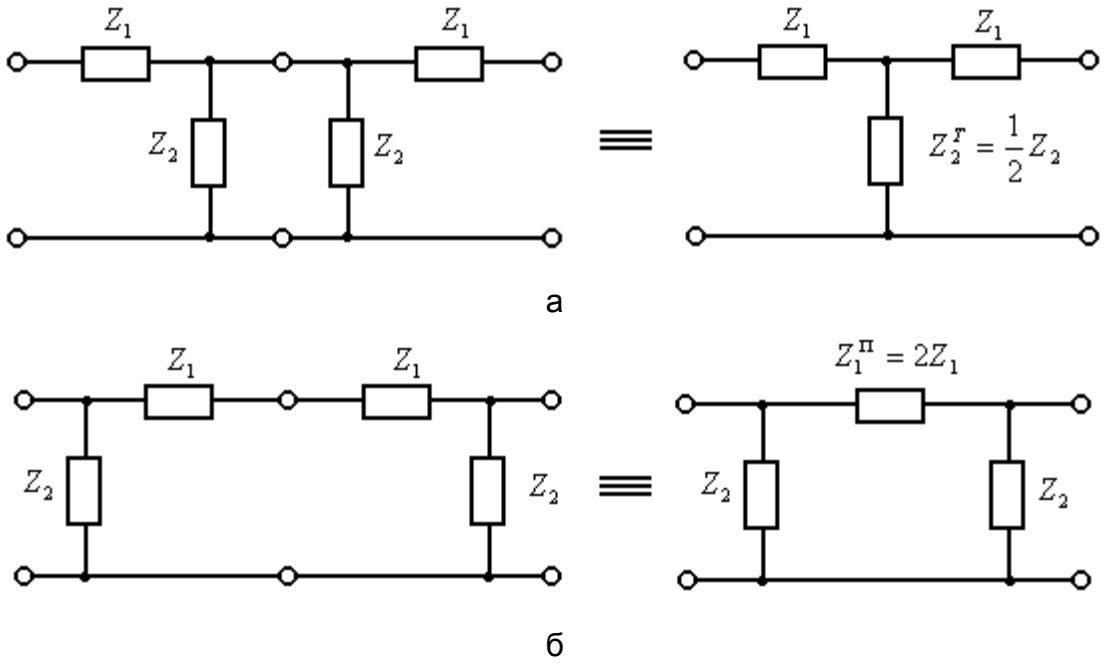


Рис.2.7. "T" (а) и "Π" (б) образные звенья, полученные цепочечным включением "Γ" - образных элементарных звеньев

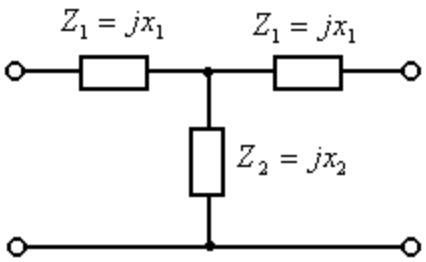


Рис.2.8. "T" - образное звено с резонаторами без потерь

Очевидно, что таким образом скомпонованные "T" и "Π" образные элементы сохраняют такие параметры "Γ"- образных звеньев как коэффициент прямоугольности,

полосы Δf_C и Δf_∞, но при этом удваивается величина затухания в полосе заграждения. Для сведения приведем расчетные формулы для "T" элемента цепи с тремя резонаторами по рис.2.8 без учета потерь [2.1, 2.3]:

$$a = 2arsh\sqrt{\frac{x_1}{2x_2}}\ ;\ \frac{x_1}{x_2} \geq 0\,,$$

$$a = 2arch\sqrt{\frac{x_1}{2x_2}}\ ;\ \frac{x_1}{x_2} \leq -2\,,$$

$$a = 0\,;\ -2 \leq \frac{x_1}{x_2} \leq 0\,,$$

$$f_{C1,2} = f_0 \pm \frac{\sqrt{2}\cdot\Delta f}{\sqrt{K+2}}\,;\ \frac{\Delta f_\infty}{\Delta f_C} = \sqrt{\frac{K}{2}+1}\,,$$

$$Z_{TC} = jx_{TC} = \frac{1}{2\pi f\sqrt{C_{01}C_{02}}}\cdot\sqrt{\frac{2\left(f^2 - f_{\infty 2}^2\right)\left(f_{\infty 1} - f^2\right) - K\left(f^2 - f_0^2\right)^2}{\left(f_{\infty 1}^2 - f^2\right)^2}}\,.$$

Из приведенных выражений видно, что если в расчетах применяется получаемый при стыковке "Γ"- образных элементарных звеньев с $K = K_\Gamma$ коэффициент приведенного "T" звена $K_T = 2K_\Gamma$, то величина затухания "a" вне полосы пропускания увеличивается в два раза, о чем упоминалось выше.

Аналогичные рассуждения можно провести и по отношению к "Π"-образному звену, полученному по рис.2.7. В таблице 2.2 представлены данные для "T"-образных звеньев, аналогично данным в таблице 1 для "Γ"-образного звена.

Таблица 2.2

Коэффициент прямоугольности и затухание в полосе заграждения в зависимости от отношения статических емкостей $K = \frac{C_{02}}{C_{01}}$ для "T" и "Π"-образных звеньев

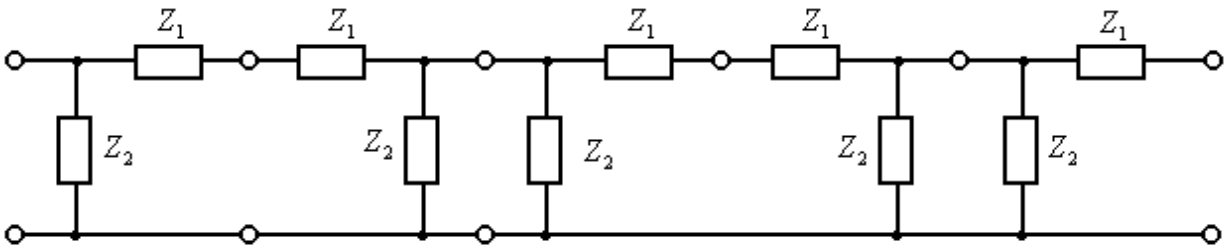
$K_{T(\Pi)}$	$\frac{\Delta f_\infty}{\Delta f_C}$	a (дБ)
1	1,25	12
2	1,4	16
4	1,7	25
8	2,2	36

2.4. Формирование частотных характеристик многозвенных лестничных фильтров

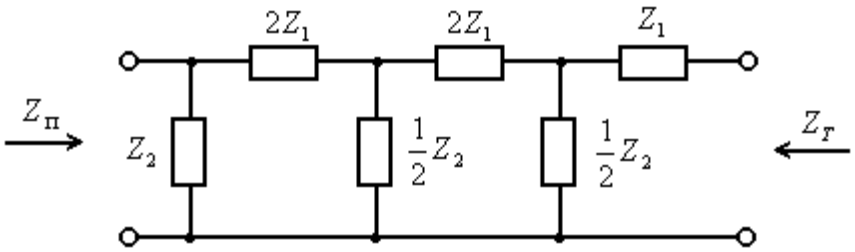
Многозвенные фильтры компонуются в лестничную схему путем согласованного включения необходимого количества "Γ"- образных элементарных звеньев [2.3]:, как это показано для пяти звеньев на рис.2.9а.

Сопротивления в последовательной и параллельной ветвях объединяются и схема принимает вид, представленный на рис.2.9б.

Фильтры могут иметь оконечные звенья одного типа. В этом случае это симметричный фильтр. При разнотипных оконечных звеньях (как на рис.2.9), фильтр становится несимметричным по входным и выходным нагрузкам.



а



б

Рис.2.9. Лестничная схема фильтра:

а – схема, образованная согласованным (цепочечным) включением "Γ" - образных звеньев;

б – схема, полученная при объединении сопротивлений в последовательной и параллельной ветвях

В общем случае многорезонаторные фильтры любого порядка представляют собой цепочечное (каскадное) соединение четырехполюсников, соответствующих входной и выходной нагрузкам R_1 и R_2, параллельно включенным резонаторам и последовательно включенным резонаторам Z_i (см. рис.2.10).

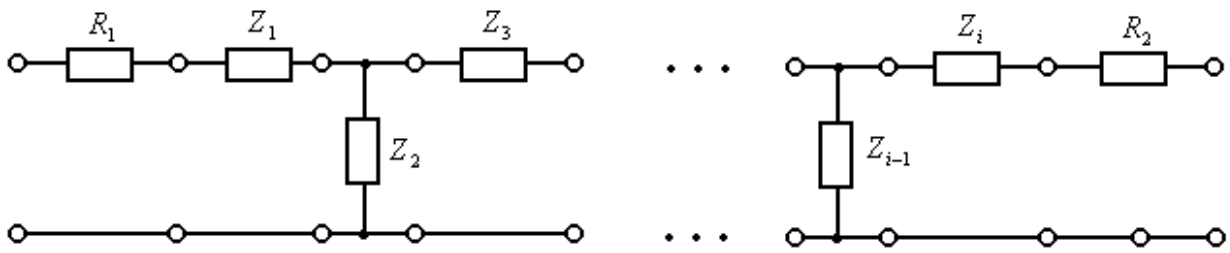


Рис.2.10 Схема многорезонаторного фильтра шестого порядка

Каждому элементу схемы по рис.2.10 соответствует характеристическая матрица $[Z_i]$. Матрица системы четырехполюсников, соединенных по цепочечной схеме равна произведению матриц этих четырехполюсников.

Матрица последовательно включенных резонаторов и сопротивлений $[R_1]$ и $[R_2]$ имеют вид [2.3]:

$$\begin{bmatrix} 1 & -Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} 1 & -R_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} 1 & -R_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Матрица параллельно включенных резонаторов:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\dfrac{1}{Z} & 1 \end{bmatrix}.$$

Используя эти матрицы , получим матричное отображение лестничного фильтра по рис.2.10 [2.3]:

$$\begin{bmatrix} 1 & -R_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & -Z_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/Z_2 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & -Z_3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \cdots \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/Z_{i-1} & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & -Z_i \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & -R_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Суммарную матрицу лестничного фильтра любого порядка обозначим как

$$\begin{bmatrix} Z_{11}^{\Sigma} & Z_{12}^{\Sigma} \\ Z_{21}^{\Sigma} & Z_{22}^{\Sigma} \end{bmatrix}$$

Для удобства выделим матрицу без учета нагрузок - $[A]$. Тогда схема фильтра имеет вид (рис.2.11):

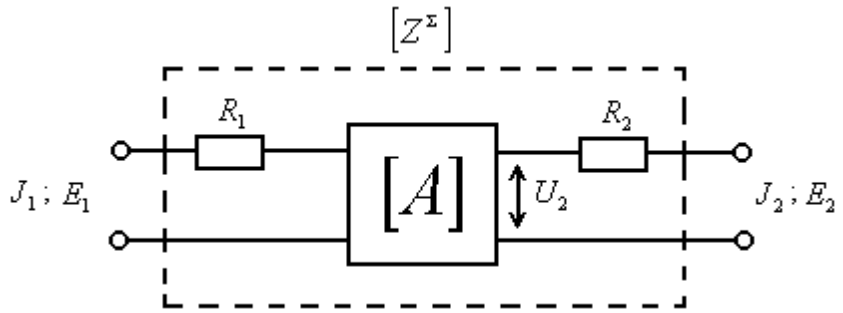


Рис.2.11. Схема фильтра с матрицей $[A]$ без учета нагрузок

Характеристические сопротивления многорезонаторного фильтра с матрицей $[A]$ имеют вид:

$$Z_{IN1} = Z_{C1} = \sqrt{\frac{A_{11} \cdot A_{12}}{A_{21} \cdot A_{22}}};$$

$$Z_{OUT} = Z_{C2} = \sqrt{\frac{A_{22} \cdot A_{12}}{A_{21} \cdot A_{11}}}.$$

У симметричного фильтра:

$$Z_{C1} = Z_{C2} = \sqrt{\frac{A_{12}^{\Sigma}}{A_{21}^{\Sigma}}}$$

В каждом конкретном случае следует выбирать $R_1 = Z_{C1}$ и $R_2 = Z_{C2}$.

Напишем систему уравнений, соответствующую полученному суммарному четырехполюснику:

$$E_1 = Z_{11}^{\Sigma} \cdot U_2 + Z_{12}^{\Sigma} \cdot J_2,$$

$$J_1 = Z_{21}^{\Sigma} \cdot U_2 + Z_{22}^{\Sigma} \cdot J_2.$$

При режиме КЗ на выходе, а это наш рабочий режим, имеем:

$$U_2 = 0 \text{ и } E_1 = Z_{12}^{\Sigma} \cdot J_2.$$

Коэффициент передачи фильтра

$\dot{K}_1 = \dfrac{2U_2}{E_1}$, при условии $R_1 = Z_{C1}$

или $\dot{K}_2 = \dfrac{U_2}{E \cdot \dfrac{Z_{C1}}{R_1 + Z_{C1}}}$, если $R_1 \neq Z_{C1}$.

Имеем с учетом выражения для КЗ на выходе:

$$\dot{K}_1 = \frac{2J_2 \cdot R_2}{Z_{12}^{\Sigma} \cdot J_2} = 2\frac{R_2}{Z_{12}^{\Sigma}},$$

$$\dot{K}_2 = \frac{J_2 \cdot R_2}{Z_{12}^{\Sigma} \cdot J_2 \cdot \dfrac{Z_{C1}}{R_1 + Z_{C1}}} = \frac{R_2(R_1 + Z_{C1})}{Z_{12}^{\Sigma} \cdot Z_{C1}}.$$

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) определяется модулем этого комплексного коэффициента передачи:

$$\left|\dot{K}_1\right| = 2\frac{R_2}{\sqrt{\left(Z_{12}^{\Sigma}\right)^2}},$$

$$\left|\dot{K}_2\right| = R_2 \cdot \sqrt{\frac{\left(R_1 + Z_{C1}\right)^2}{\left(Z_{12}^{\Sigma} \cdot Z_{C1}\right)^2}}.$$

Соотношение $\varphi = -arctg\frac{\mathrm{Im}^2}{\mathrm{Re}^2}$ в уравнении для коэффициента передачи дает фазо-частотную характеристику, а производная

$$\tau = \frac{d\varphi}{d\omega}$$

позволяет рассчитать групповое время запаздывания (ГВЗ).

Для более точной оценки основных параметров АЧХ звеньев лестничных полосовых фильтров на пьезоэлектрических резонаторов приведем рассчитанные характеристики для "Γ "-, а также "T"- и "Π"- образных звеньев без потерь. Следует обратить внимание на накапливающуюся несимметричность характеристик. Для симметричности характеристик необходимо выполнить условие

$$\frac{L_1}{L_2} = 4\left(\frac{\Delta f_\infty}{\Delta f_C} - 1\right).$$

Для расчетов в любом частотном диапазоне введем величину расстройки δ, тогда:

$$f = f_0 + \delta;\ f_{p2} = f_0 - \Delta f;\ f_{a1} = f_0 + \Delta f;$$

где $\Delta f = f_{a1} - f_{p1} = f_{a2} - f_{p1}$ - резонансный промежуток,

$$f_0 = f_{p1} = f_{a2}.$$

Далее, вводя величину относительной расстройки

$$\xi = \frac{\delta}{\Delta f_{p-a}}$$

и, проделав соответствующие преобразования, получим:

$$Z_1 = jx_1 = j \cdot \frac{1}{2\pi f C_{01}} \cdot \frac{\xi}{1-\xi},$$

$$Z_2 = jx_2 = j \cdot \frac{1}{2\pi f C_{02}} \cdot \frac{\xi+1}{\xi}.$$

Отношение сопротивлений принимает вид:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{x_1}{x_2} = K \cdot \frac{\xi^2}{1-\xi^2}.$$

Тогда ГВЗ в полосе пропускания в зависимости от расстройки равна:

$$\tau_{\xi} = -\frac{d\varphi(\xi)}{d\xi}, \text{ а } \tau_f = \frac{\tau_{\xi}}{2\pi\Delta}.$$

Матричные коэффициенты Γ - образного звена, изображенного на рис.2.11 в виде четырехполюсника с рабочими сопротивлениями нагрузки, определяются следующим образом:

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 \\ 1/x_2 & 1 + x_1/x_2 \end{bmatrix}.$$

Сопротивления нагрузки, равные сопротивлению в середине полосы пропускания (при $f = f_0$), являются рабочими для фильтров такого типа.

Коэффициент передачи для данного четырехполюсника при сопротивлении $Z_0 = \dfrac{1}{2\pi f\sqrt{C_{01}C_{02}}}$ равен :

$$\dot{K}_{\Pi} = \frac{1-\xi^2}{2-\xi^2(2+K)+j2\sqrt{K}}.$$

Модуль коэффициента передачи при этом

$$|K_{\Pi}| = \frac{1-\xi^2}{\sqrt{[2-\xi^2(2+K)]^2 + 4K\xi^2}}.$$

Фазо-частотная характеристика определяется как

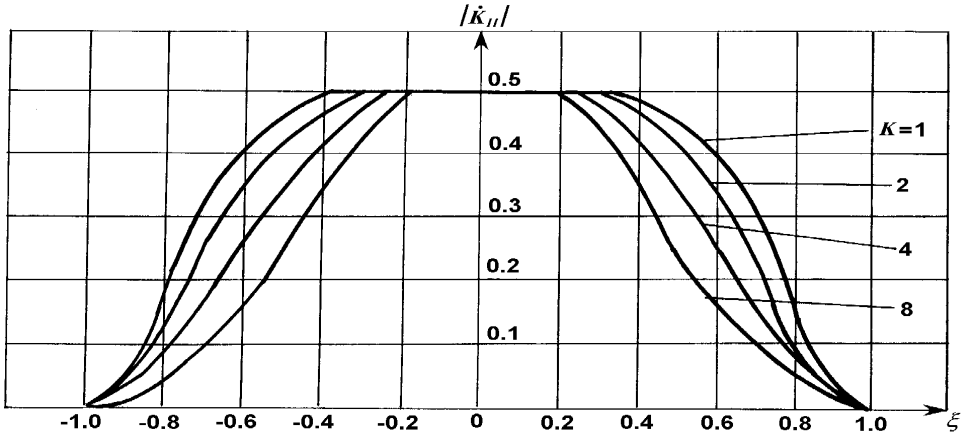
$$\varphi = -arctg\,\frac{2\sqrt{K}\xi}{2-\xi^2(K+2)}.$$

И, наконец, групповое время запаздывания описывается соотношением :

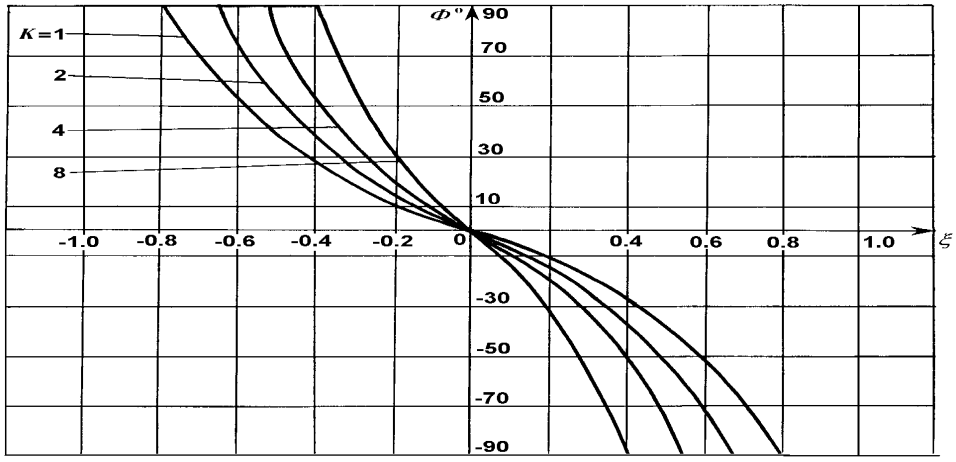
$$\tau_{\xi_{\Gamma}} = -\frac{d\varphi(\xi)}{d\xi} = -\frac{2\sqrt{K}\left[2+(2+K)\xi^2\right]}{\left[2-\xi^2(2+K)\right]^2 + 4K\xi^2};$$

Знак "минус" в выражении для $\tau_{\xi_{\Gamma}}$ указывает на запаздывание сигнала по фазе при прохождении через реактивный четырехполюсник.

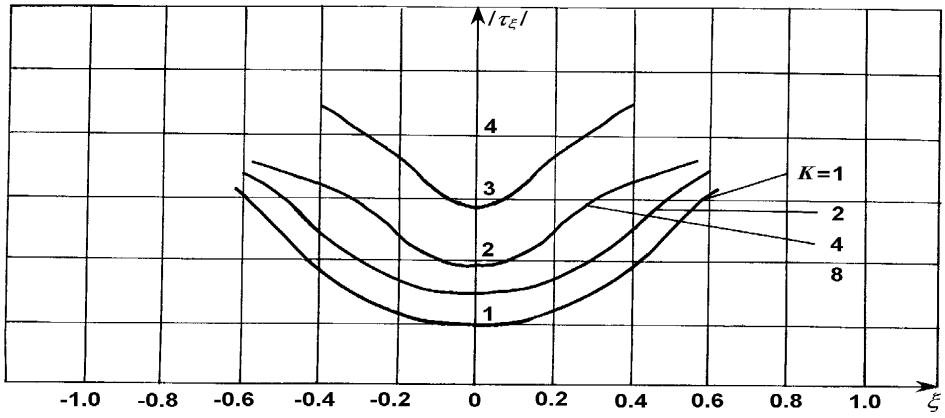
На рис.2.13 а, б, в представлены графики рассчитанных зависимостей для Γ-образных звеньев при различных значениях отношения статических емкостей K.



а



б



в

Рис.2.13. Частотные характеристики "Γ"-образного звена для различных значений емкостного соотношения "K":

а – АЧХ звена; б – ФЧХ звена для тех же "K"; в – ГВЗ звена с данными "K"

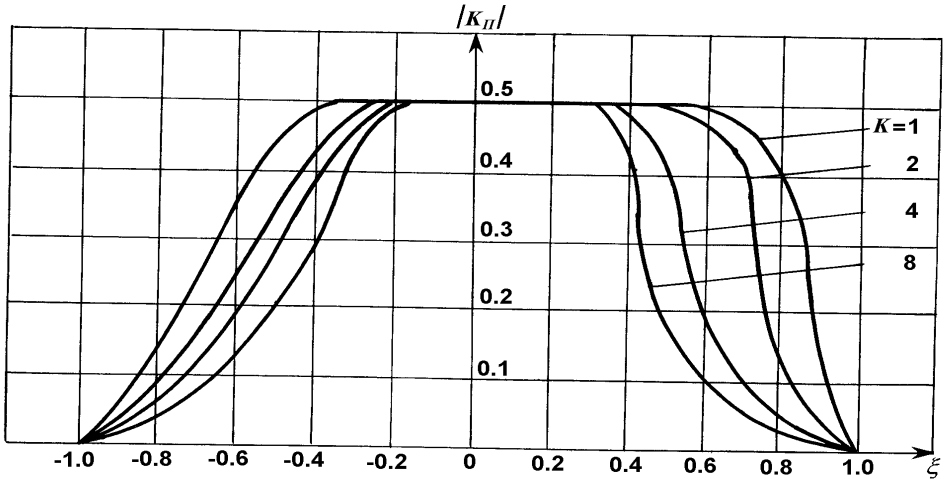
Выражения для расчета амплитудно - и фазо-частотных характеристик, а также ГВЗ T-образных звеньев имеют следующий вид:

$$|K_{\Pi}| = \frac{1-\xi^2}{2\sqrt{\left[1-\xi^2(1+K)\right]^2 + \frac{\xi^2 K}{2}\left[\frac{4(1-\xi)-K\xi^2}{1-\xi}\right]^2}},$$

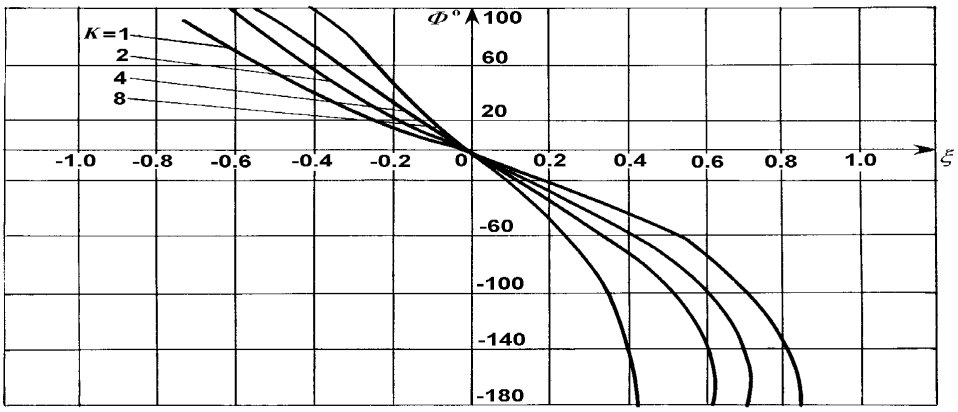
$$\varphi = arctg\,\frac{\xi\sqrt{K}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{4(1-\xi)-K\xi^2}{(1-\xi)\left[1-\xi^2(1+K)\right]},$$

$$\tau_{\xi_T} = -2\sqrt{2K}\,\frac{(1-\xi)\left[1-\xi^2(1+K)\right]\left[4-8\xi-3K\xi^2\right]+\xi\left[4(1-\xi)-K\xi^2\right]\left[1-3\xi^2(1+K)+2\xi(1+K)\right]}{8(1-\xi)^2\left[1-\xi^2(1+K)\right]^2+K\xi^2\left[4(1-\xi)-K\xi^2\right]^2}.$$

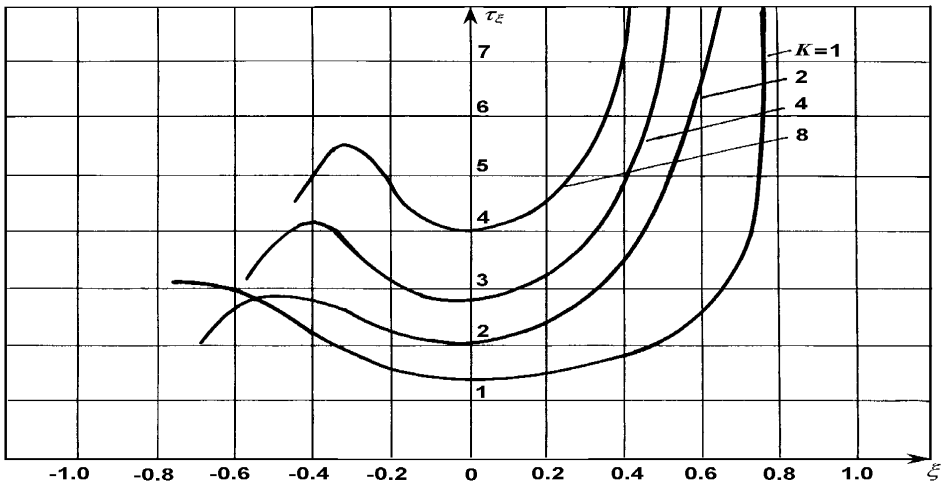
Графики полученных зависимостей представлены на рис.2.14 а, б, в. Легко убедиться, что результаты, полученные для T-образного звена аналогичны результатам, полученным при каскадном соединении двух Γ- образных звеньев с условием сохранения величины K_T, т.е. при $K_T = 2K_{\Gamma}$.



а



б



в

Рис.2.14. Частотные характеристик для "T" образного симметричного звена при различных значениях "K": АЧХ; б – ФЧХ; в – ГВЗ

Глава 3. Физико-математическая модель Р-матриц для расчета топологии и частотных характеристик СВЧ одновходового резонатора на оттекающих ПАВ

3.1. Основные требования к параметрам резонатора на ОПАВ и акустической модели для его расчета

Как уже указывалось, на различных этапах проектирования СВЧ лестничных резонаторных фильтров обычно используются различные модели, описывающие фильтр в целом или его элементы: электрическая модель фильтра в виде совокупности RLC пьезоэлектрических резонаторов на этапе предварительного синтеза; акустическая модель на этапе расчета одновходовых резонаторов ОПАВ [3.1]; электрическая макромодель фильтра для учета и компенсации паразитных элементов и электромагнитных связей в чипе и в корпусе фильтра на СВЧ [3.2].

Важнейшей является акустическая модель, связывающая электрические параметры резонатора с его топологией. Эта модель должна учитывать различные механизмы потерь в резонаторах: диэлектрические, резистивные, вязкостные потери, потери на распространение ОПАВ, потери на генерацию ОАВ при отражении ОПАВ от электродов и т.д. Желательно, чтобы модель учитывала не только основную моду ОПАВ, но и другие моды, дающие паразитные отклики в полосе пропускания и в полосе заграждения фильтра, например , из-за конечной протяженности резонатора , а также поперечные моды в

резонаторе с конечной апертурой и т.д. И, наконец, модель должна позволять корректировать топологию резонаторов и фильтра в целом для компенсации паразитных электромагнитных эффектов на СВЧ.

Классическая модель на основе формализма Р-матриц или теории связанных мод (СОМ) хорошо описывает свойства резонаторов с учетом перечисленных эффектов. Поэтому различные авторы использовали разнообразные модификации этих моделей [3.3, 3.4]. Для учета различных механизмов потерь нами был развит вариант модели Р-матриц, предложенный Д. Морганом [3.5, 3.6].

3.2. Базовые соотношения для расчета элементов акустического тракта на базе модифицированной модели Р-матриц

Исходным пунктом описываемой модели является матрица рассеяния одного электрода в бесконечной регулярной решетке, связывающая излученные и падающие волны (рис.3.1):

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ c_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r & t \\ t & r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_1 \\ b_2 \end{pmatrix}, \qquad (3.1)$$

где t и r - комплексные коэффициенты прохождения и отражения. Из закона сохранения энергии без учета потерь следует, что [3.5]:

$$|r|^2 + |t|^2 = 1$$

$$t \cdot r^* + r \cdot t^* = 0 \quad \text{или} \quad |\arg r/t| = \pi/2 \qquad (3.2)$$

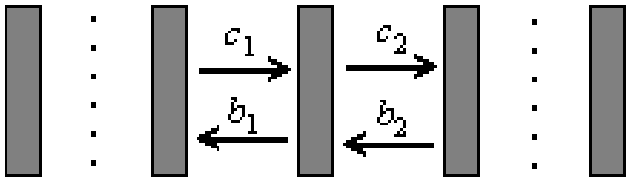


Рис.3.1. Распространение волны в бесконечной регулярной решетке электродов

Таким образом, для расчета параметров бесконечной решетки можно использовать модуль коэффициента отражения $|r|$ и эффективную скорость волны под решеткой $V_G = (\omega \cdot p)/\arg t$, где ω - круговая частота, p - период решетки. Соотношения (3.2) получены в предположении, что вся энергия падающих волн переходит в энергию излученных волн. При наличии потерь это предположение становится неправомочным. Потери без

конкретизации механизмов их происхождения можно ввести в модель [3.5] следующим способом.

Будем считать, что при каждом отражении на электроде рассеивается мощность $|d_1|^2$, связанная с падающими на электрод волнами c_1 и b_2 соотношением $d_1 = \rho \cdot c_1 + \tau \cdot b_2$. Из соображений симметрии кроме $|d_1|^2$, должна рассеиваться также мощность $|d_2|^2 = |\tau \cdot c_1 + \rho \cdot b_2|^2$. При таком допущении нами были получены следующие соотношения вместо (3.2):

$$|r|^2 + |t|^2 + |\tau|^2 + |\rho|^2 = 1 \quad \text{или}$$

$$|r|^2 + |t|^2 + s^2 = 1; \qquad (3.3)$$

$$t \cdot r^* + r \cdot t^* + \tau \cdot \rho^* + \rho \cdot \tau^* = 0$$

$$\text{или } |\arg r/t| = (\pi/2) + A.$$

Таким образом, для описания характеристик бесконечной решетки при наличии потерь к коэффициенту отражения $|r|$ и скорости V_G добавляются коэффициент рассеяния s и угловой сдвиг A между коэффициентами отражения r и прохождения t. Величина сдвига A может изменяться в пределах $|A| \le s^2/2|r| \cdot |t|$.

3.3. Влияние углового сдвига A на волновое число и коэффициент отражения бесконечной решетки

Следуя [3.5], дисперсионное уравнение для волнового числа с учетом потерь можно записать в виде

$$c_2 = c_1 e^{-j\gamma p}; \; b_2 = b_1 e^{-j\gamma p};$$

$$\cos\gamma p = 1/t + t[1 - (r/t)^2], \qquad (3.4)$$

где с учетом потерь $r, t = f_{1,2}(|r|, V_G, s, A)$.

На рис.3.2 приведены рассчитанные по (3.4) дисперсионные зависимости $\gamma \cdot p$ для разных значений углового сдвига A. Можно видеть, что изменение величины A приводит к уменьшению или увеличению затухания вблизи полосы отражения решетки и к сдвигу реальной части волнового числа $\mathrm{Re}\,\gamma$ относительно значения π/p.

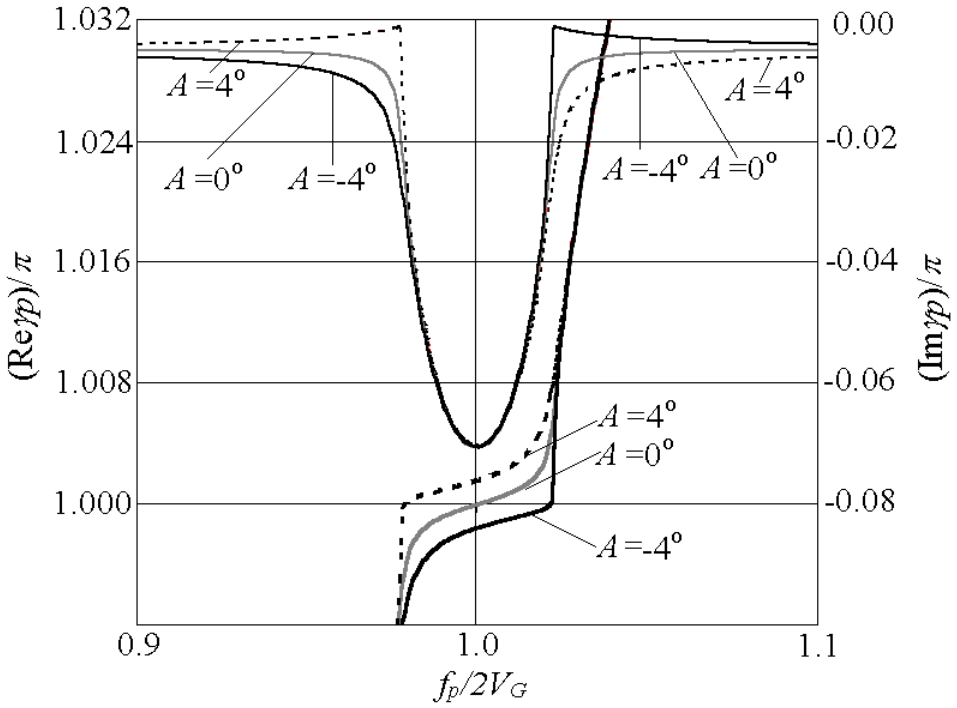
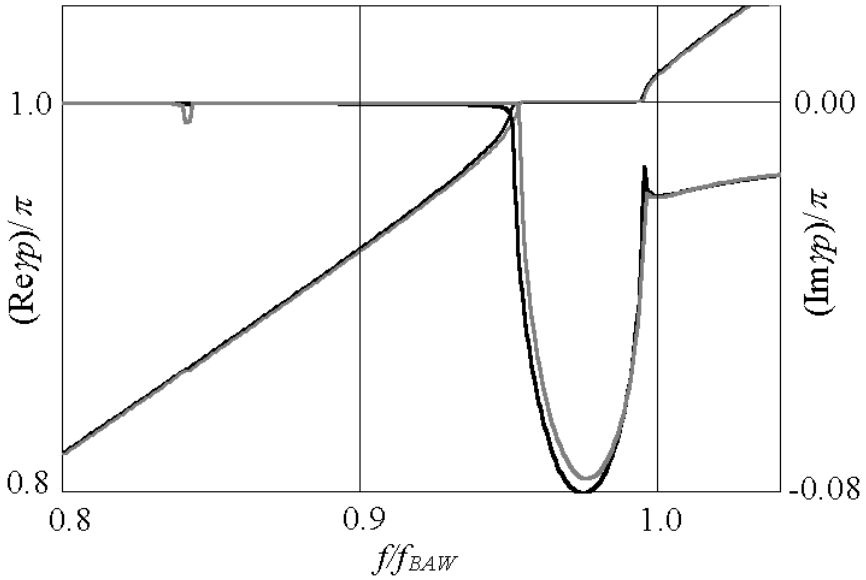
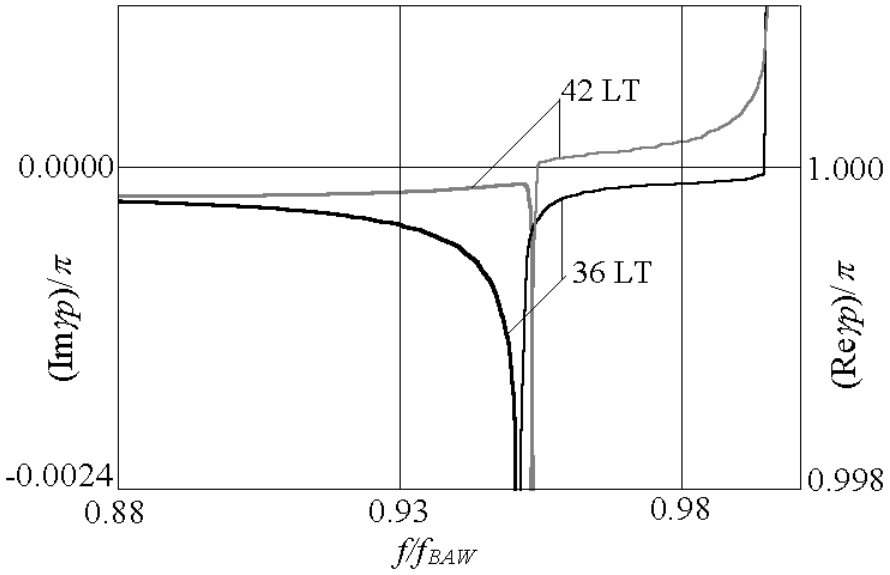


Рис.3.2. Частотные зависимости γp для r =0.07; s =0.1; A =0; +4°; -4°

На рис.3.3 приведены рассчитанные методом FEM/BEM анализа дисперсионные зависимости $\gamma \cdot p$ для 36° и 42° срезов $LiTaO_3$ (36 LT и 42 LT) при учете только потерь на распространение ОПАВ. Сравнение рис.3.2 и рис.3.3b позволяет предположить, что 36° и 42° срезы $LiTaO_3$ больше отличаются не коэффициентом рассеяния s, а величиной углового сдвига A.



а



б

Рис.3.3. Рассчитанные методом FEM/BEM анализа зависимости γp для 36 LT и 42 LT при толщине пленки Al $h/2p$=6% и коэффициенте металлизации 0.5:

а – в широком диапазоне частот;

б – в узком диапазоне частот

Нам представляется, что удобнее анализировать не частотные зависимости волнового числа γ , а частотные зависимости $\cos\gamma p$. Из рис.3.4 видно, что данная величина обладает следующими свойствами.

Реальная часть $\mathrm{Re}\cos\gamma p$ имеет вид, близкий к параболе, определяется главным образом коэффициентом отражения $|r|$ и практически не зависит от коэффициента рассеяния s и углового сдвига A. Мнимая часть $\mathrm{Im}\cos\gamma p$ практически линейна с наклоном, пропорциональным коэффициенту рассеяния s. В отсутствии потерь $\cos\gamma p$ - чисто действительная величина. При $A=0$ ноль функции $\mathrm{Im}\cos\gamma p$ и минимум функции $\mathrm{Re}\cos\gamma p$ совпадают. При $A\neq 0$ функция $\mathrm{Im}\cos\gamma p$ смещается влево или вправо в зависимости от знака A.

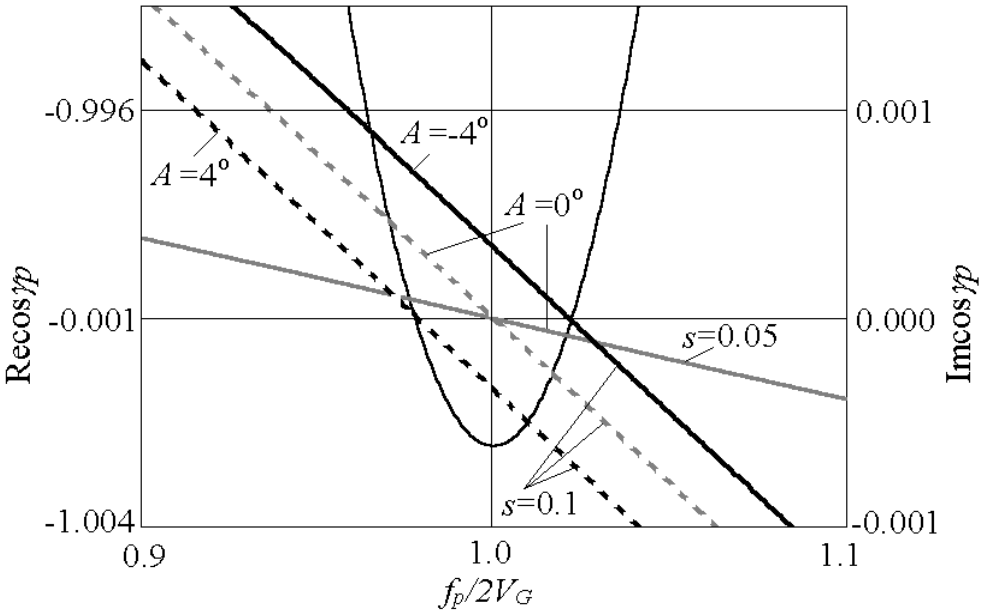


Рис.3.4. Частотные зависимости $\cos\gamma p$ для случая $r=0.07$; $s=0.05$; 0.1, A=0; +4°; -4°

На рис. 3.5 приведены рассчитанные методом FEM/BEM анализа частотные зависимости $\cos\gamma p$ для 36 LT и 42 LT с учетом потерь только на распространение ОПАВ. Из рис.3.5 можно сделать следующие выводы. Коэффициент рассеяния s сравнительно слабо зависит от толщины пленки Al в интервале $h/2p$ от 2% до 6%, т.к. наклон $\mathrm{Im}\cos\gamma p$ для этих толщин примерно одинаковый. Главное отличие 36 LT и 42 LT в соответствии с рассматриваемой моделью состоит в величине углового сдвига A, т.к. смещение нуля $\mathrm{Im}\cos\gamma p$ относительно максимума $\mathrm{Re}\cos\gamma p$ для 36 LT и 42 LT имеет разный знак: для 42 LT он положительный, а для 36 LT - отрицательный.

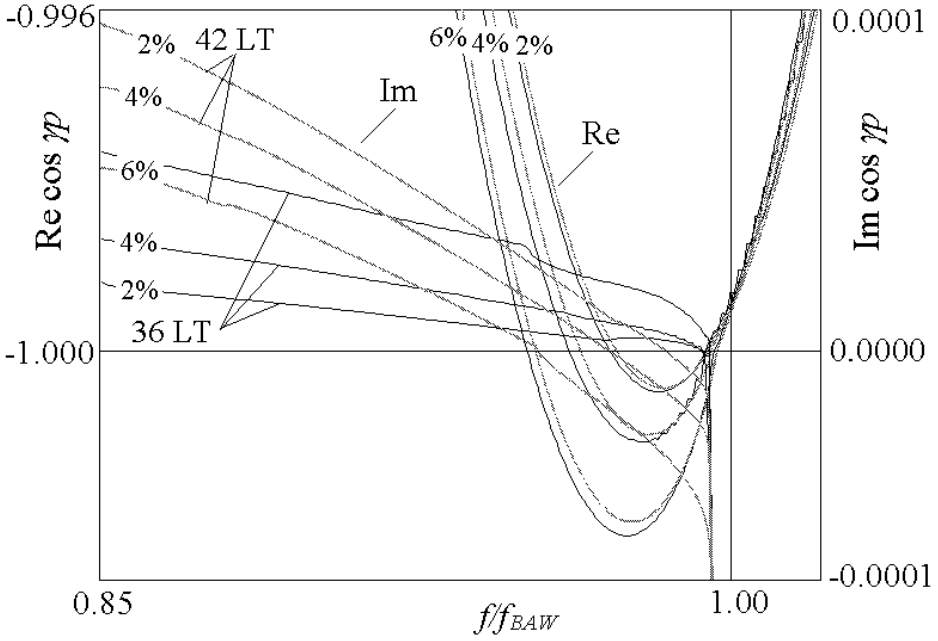


Рис.3.5. Рассчитанные методом FEM/BEM анализа зависимости $\cos\gamma p$ для 36 LT и 42 LT при толщинах пленки Al $h/2p$=2%; 4%; 6% и коэффициенте металлизации 0.5

3.4. Матрица передачи и частотные характеристики конечной решетки отражателей

Рассмотрим, как влияет величина угла сдвига A на характеристики резонаторов с отражательной решеткой конечной протяженности (рис.3.6), описываемых матрицами передачи $[T_{ij}]$ или рассеяния $[S_{ij}]$.

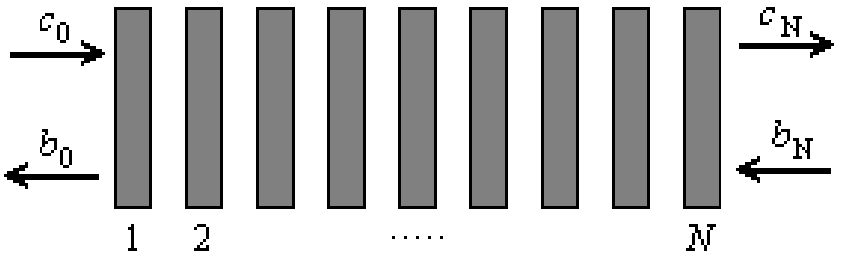


Рис.3.6. Распространение волны в конечной регулярной решетке электродов

Точно так же, как в [3.5] , можно получить аналитические выражения для матрицы передачи $[T_{ij}]$

$$\begin{pmatrix} c_N \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11}^N T_{12}^N \\ T_{21}^N T_{22}^N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_0 \\ b_0 \end{pmatrix} \text{ или}$$

$$\begin{pmatrix} b_0 \\ c_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11}^N T_{12}^N \\ T_{21}^N T_{22}^N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_N \\ c_N \end{pmatrix}, \tag{3.5}$$

$$\|T\|^{N+1} = \|T\|^N \cdot \|T\|^1 = \|T\|^1 \cdot \|T\|^N,$$

$$\|T\|^N = \begin{pmatrix} \cos N\gamma p - S\dfrac{\sin N\gamma p}{\sin \gamma p} & R\dfrac{\sin N\gamma p}{\sin \gamma p} \\ -R\dfrac{\sin N\gamma p}{\sin \gamma p} & \cos N\gamma p + S\dfrac{\sin N\gamma p}{\sin \gamma p} \end{pmatrix},$$

где $S = 1/t - t(1-R^2)$, $R = r/t$, $r,t = f_{1,2}(|r|, V_G, s, A)$, N - число электродов.

На рис.3.7 приведены рассчитанные по (3.5) коэффициенты отражения $|S_{11}|$ конечной решетки при N =50. Положительный угловой сдвиг A приводит к увеличению $|S_{11}|$ на левом краю полосы отражения решетки. Поскольку частота f_s резонанса в резонаторах ОПАВ для лестничного фильтра обычно располагается вблизи левого края полосы отражения решетки, видно, что добротность этих резонаторов выше для 42 LT по сравнению с 36 LT.

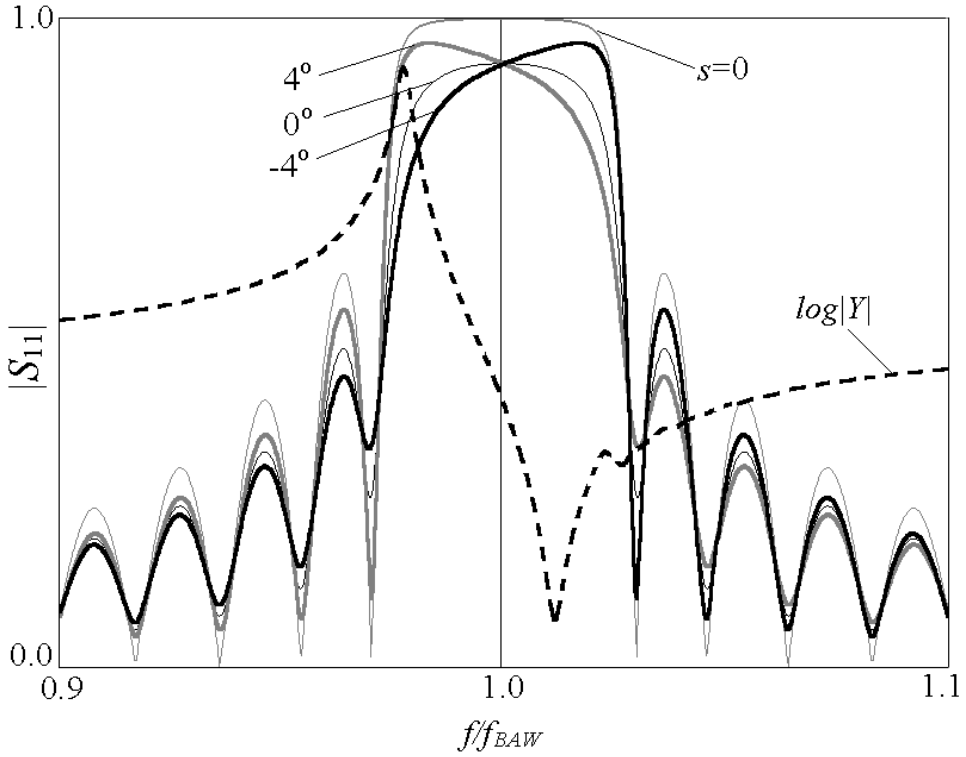


Рис.3.7. Коэффициент отражения $|S_{11}|$решетки из N =50 электродов для случая r =0.07; s =0; 0.1; A =0; +4°; -4° и проводимость $|Y|$ типового резонатора

3.5. Расчет частотных зависимостей электрических параметров преобразователей

Введём теперь в решётку излучатели. Пусть в n-ом зазоре возбуждаются волны: a_1 - вправо и a_2 - влево (рис. 3.8).

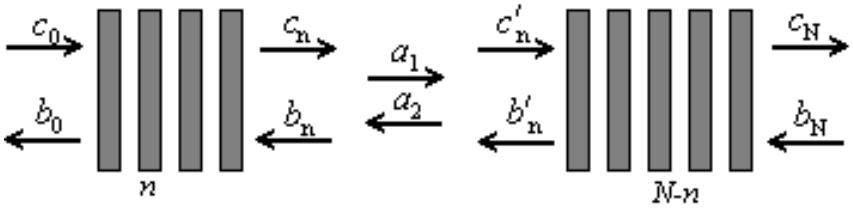


Рис.3.8. Возбуждение волны в конечной решетке

Тогда

$$c_n^{/} = c_n + a_1, \quad b_n = b_n^{/} + a_2. \tag{3.6}$$

Из уравнений (3.5) и (3.6) получены следующие соотношения для падающих и излученных волн с учетом возбуждения в n-ом зазоре: если $n < m$,

$$c_m = \frac{T_{22}^{N-m}}{T_{22}^{N}}\left(T_{22}^{n}a_1 - T_{21}^{n}a_2\right),$$

$$b_m = \frac{T_{12}^{N-m}}{T_{22}^{N}}\left(T_{22}^{n}a_1 - T_{21}^{n}a_2\right), \tag{3.7}$$

Выражения (3.7) позволяют проанализировать любую структуру, содержащую отражатели и излучатели. Для регулярных структур можно получить аналитические выражения. Так, невзвешенный регулярный ВШП, содержащий N электродов, будет излучать вправо волну

$$c_N = \frac{a_1}{T_{22}^{N}} \frac{\sin(N-1)\frac{Gp}{2}}{\sin\frac{Gp}{2}}\left[\cos N\frac{Gp}{2} + \frac{\sin N\frac{Gp}{2}}{\sin \gamma p}\left(S + R\frac{a_2}{a_1}\right)\right], \tag{3.8}$$

где $Gp = \gamma p - \pi$.

Если в (3.8) поменять местами a_1 и a_2, получим выражение для волны b_0, излучаемой влево (рис.3.8).

В модели [3.5, 3.6] активную проводимость $\mathrm{Re}\,Y_{IDT}$ ВШП предлагается рассчитывать , исходя из мощности излучённых волн b_0 и c_N, а реактивную проводимость $\mathrm{Im}\,Y_{IDT}$ - через преобразование Гильберта от активной. В случае наличия потерь данный способ некорректен, так как при этом не учитывается рассеиваемая мощность. Нами предлагается следующий способ расчета проводимости ВШП.

Для расчета полной проводимости преобразователя Y_{IDT} мы использовали напряжение между соседними электродами $U_n = V_{n+1} - V_n$ и изменение тока J_n, определенное как $J_n - J_{n-1} = I_n$ (рис.3.9). Методы расчета статической ёмкости хорошо известны. Поэтому исключим из рассмотрения электростатическую составляющую и будем рассматривать только токи, связанные с распространяющимися волнами. Можно показать, что при коэффициенте отражения $r = 0$, хорошим приближением для токов, связанных с распространяющимися волнами, будут следующие соотношения:

$$J_m = DU_n e^{-jk_G p(m-n)|}\ ,\ m > n \qquad (3.9)$$

$$J_m = -D^* U_n e^{-jk_G p(n-m)}\ ,\ m < n. \qquad (3.10)$$

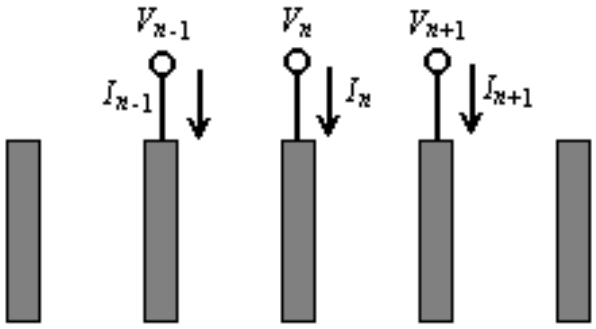


Рис.3.9. Обобщенная схема ВШП

Здесь величина D может быть вычислена на основе методов квазистатического анализа [3.5, 3.6]. Эта величина становится комплексной в случае, когда центры отражения и излучения волн не совпадают. Для случая регулярной решетки известно аналитическое выражение [3.5]. Таким образом, если к n-му зазору приложено напряжение U_n, то вправо от него распространяется волна (3.9), а влево – волна (3.10). При $r \neq 0$ эти волны становятся связанными и можно воспользоваться формулами (3.1)-(3.8), полагая, что

$$a_1 = DU_n,\ a_2 = -D^* U_n,\ J_m = c_m + b_m \qquad (3.11)$$

Проводимость ВШП можно вычислить, суммируя токи на электродах в случае, когда к ВШП приложено единичное напряжение:

$$Y_{IDT} = \sum_{n=1}^{N} I_n V_n = -\sum_{n=1}^{N-1} J_n U_n \; ;$$

$$J_n = \sum_{m=1}^{N-1} (c_m + b_m) \qquad (3.12)$$

Величины c_m и b_m вычисляются из соотношения (3.7). Таким образом, в (3.12) используется двойное суммирование по электродам. Для невзвешенного регулярного ВШП нами были получены простые аналитические выражения.

На рис.3.10 приведены рассчитанные по (3.12) проводимости $\mathrm{Re}\,Y_{IDT}$ и $\mathrm{Im}\,Y_{IDT}$ невзвешенного ВШП и показана активная проводимость $\mathrm{Re}\,Y_p$ такого же ВШП, рассчитанная исходя только из мощности излучённых волн. Как можно видеть, неучёт рассеиваемой мощности приводит к значительной неточности в вычислении проводимости , а расчет по прелагаемой модели гораздо точнее.

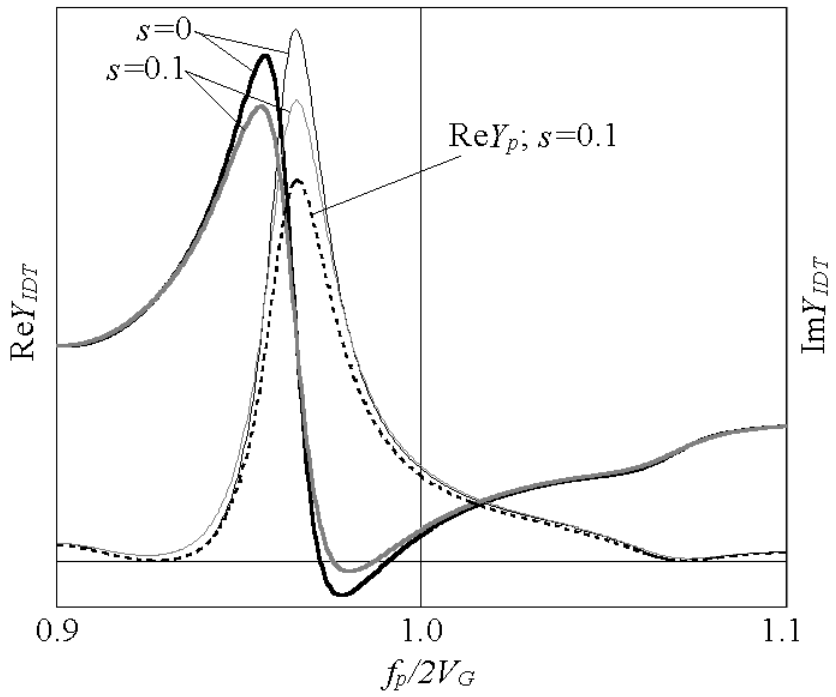


Рис.3.10. Проводимости невзвешенного регулярного ВШП из N =30 электродов для r =0.07 и s =0; 0.1

Описанная модифицированная модель Р-матриц использовалась для проектирования одновходовых резонаторов на подложках LN-36^0 и LN-42^0 лестничного фильтра Rx-1842 МГц для радиотелефона стандарта PCN.

Глава 4 . Разработка фильтра несущих част от для приемного тракта сотового радиотелефона стандарта PCN 1842 МГц в корпусе SMD 3.0x3.0x1,2 мм

4.1. Разработка методики расчета частотных характеристик и топологии лестничных резонаторных фильтров на оттекающих ОПАВ

Как уже указывалось, для реализации фильтра 1842 МГц была выбрана лестничная схема. Проектирование СВЧ резонаторных фильтров на оттекающих поверхностных акустических волнах (ОПАВ) может быть выполнено по следующему алгоритму:

- предварительный синтез с использованием теории пьезоэлектрических фильтров (синтез структурной схемы фильтра, формулирование требований к пьезоэлектрическим резонаторам);

- предварительный синтез акустических резонаторов выбранной конструктивной реализации;

- анализ резонаторов с учетом акустических эффектов второго порядка (паразитных акустических мод, акустического взаимодействия соседних резонаторов фильтра, дифракции, потерь на распространение волн (ПАВ или ОАВ); влияния нагружающей пленки электродов и т.д.) и уточнение эквивалентной схемы резонаторов [4.1];

- анализ резонаторного фильтра с учетом электромагнитных эффектов на СВЧ (паразитных индуктивностей и емкостей проводов и электродов, резонаторов, выводов и конструктивных элементов корпуса, краевых эффектов, скин-эффекта и т.д.) [4.2];

- коррекция конструкций резонаторов фильтра и повторный анализ.

Предложена следующая методика расчета лестничного резонаторного фильтра по заданным величинам полосы пропускания $\Delta f_{-3дБ}$ и затухания $A_{\max}$ в полосе задерживания:

1. Определяем минимальную полосу пропускания фильтра $\Delta f_{-3дБ\,min}$ с учетом ТКЧ резонаторов.

2. Определяем значение резонансного промежутка $\Delta f_{\infty} = 2\Delta f_{pa}$, исходя из реализуемых параметров имеющихся резонаторов на ПАВ.

3. Определяем величину заданного коэффициента прямоугольности $\Delta f_{\infty} / f_C$, находим отношение статических емкостей $K = C_{02}/C_{01}$ резонаторов, входящих в одно звено фильтра.

4. Определяем величину достигаемого затухания в полосе заграждения на одно Г-, Т-, или П-образное звено и рассчитываем необходимое число звеньев для реализации

заданного значения $A_{\max}$. При необходимости, добавляем согласующие звенья на входе и выходе фильтра.

5. Осуществляем каскадное соединение звеньев, включая согласование импедансов. Определяем входные и выходные параметры схемы фильтра. Составив полную электрическую схему фильтра, рассчитываем его АЧХ с учетом значений r_m и r_a, т.е. с учетом потерь.

6. Сравниваем параметры расчетной АЧХ фильтра с заданными и вносим соответствующую коррекцию в величины C_0 и K. Затем повторяем расчет.

7. Следует отметить, что величины C_{01} и C_{02} резонаторов (при постоянстве других параметров) влияют на величину требуемых сопротивлений нагрузки. В выражение для определения импедансов звеньев Z_{TC} и $Z_{ПС}$ в качестве сомножителей входят величины "K" и $\sqrt{C_{01} * C_{02}}$ (или $\sqrt{Z_{01} * Z_{02}}$). Найденное в операции 3 значение "K" необходимо оставить без изменения. Поэтому реализация схемы фильтра с необходимыми Z_{TC} и $Z_{ПС}$ проводится изменением величины $\sqrt{C_{01} * C_{02}}$ при сохранении соотношения $C_{02}/C_{01} = const$.

4.2. Разработка электрической схемы лестничного резонаторного фильтра на ОПАВ для .диапазона Rx-PCN 1842 МГц

4.2.1. Схема и топология фильтра Rx-PCN 1842 МГц без учета паразитных элементов на СВЧ

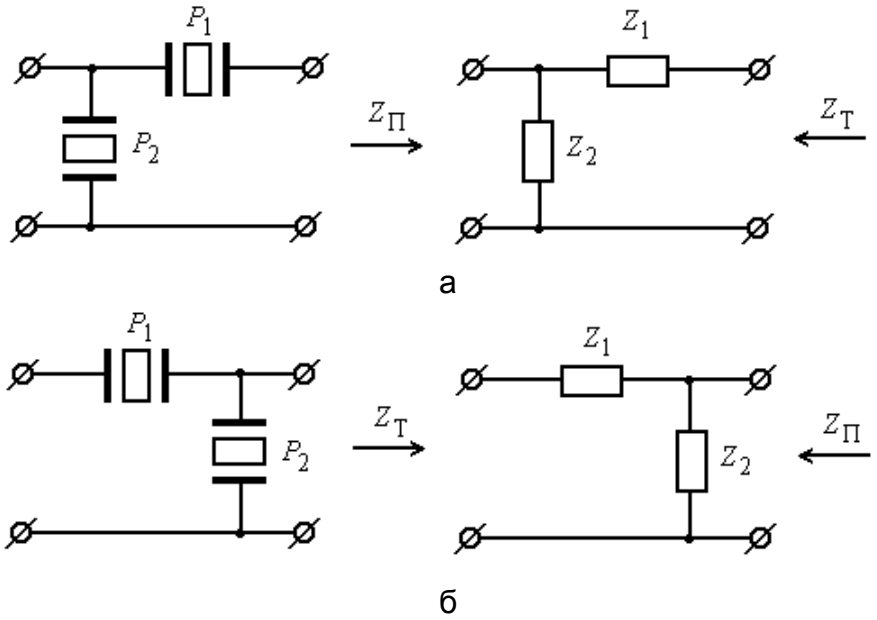
В качестве примера разработаем электрическую схему лестничного фильтра стандарта PCN для реализации следующих заданных параметров:

- средняя частота f_0 = 1842 МГц;
- полоса промежутка по уровню –3 ДБ $\Delta f_{-3\,дБ} \geq$ 70 МГц;
- вносимые потери $\leq$ 2,8 дБ;
- затухание в полосе заграждения $\geq$ 30 дБ;
- сопротивление нагрузки и генератора 50 Ом;
- диапазон рабочих температур от -20 ^{0}C до 75 ^{0}C.

В этом примере будем использовать параметры реальных резонаторов на ПАВ со средней частотой порядка 1842 МГц, реализованных на подложке из танталата лития, срез yxl/42°, ТКЧ=-28·10^{-6} 1/^{o}C. Основные параметры резонаторов на ПАВ: частоты резонаторов

f_p=(1800 – 1900) МГц; резонансный промежуток Δf_{p-a} составляет 60 МГц в диапазоне реализуемых C_0 = (1,5 – 3,3) пФ; добротность резонаторов Q = 500 ±20.

В качестве основы структурной схемы фильтра выбираем Г-образные звенья, позволяющие реализовать симметричную АЧХ с двумя полюсами затухания. На рис.3.1 и 3.2 представлены схема элементарного Г-образного звена и его частотные характеристики соответственно.



- обратное Г – образное звено

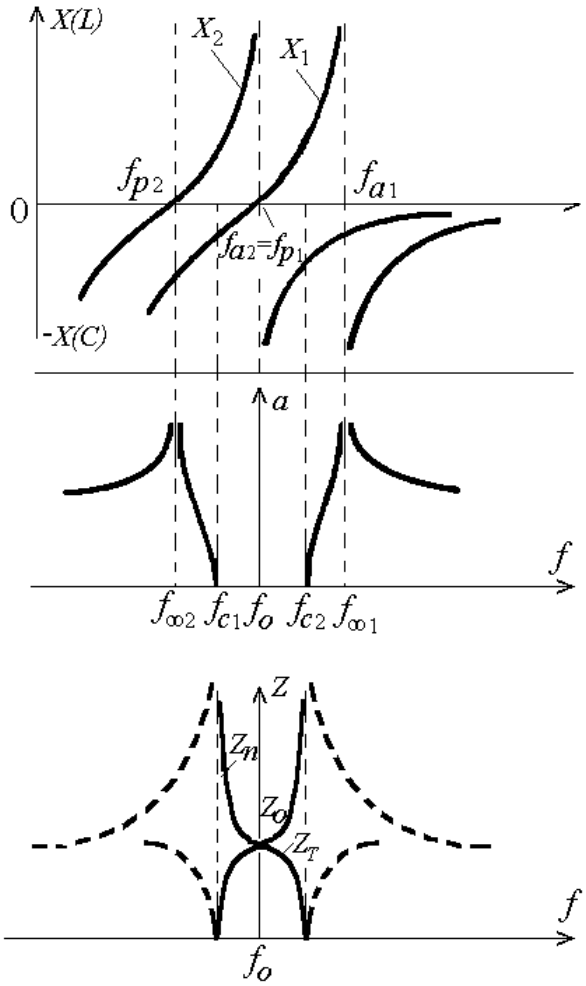
Рис.4.1. Г - образные звенья лестничных пьезоэлектрических фильтров

Далее проектирование фильтра ведем в соответствии с изложенной выше методикой. Учитывая необходимое расширение полосы пропускания с учетом ухода центральной частоты в диапазоне температур, примем к реализации полосу пропускания Δf_{-3} = 80 МГц. По величине резонансного промежутка Δf_{p-a} = 60 МГц определяем реализуемую полосу пропускания по полюсам затухания АЧХ лестничного фильтра:

$$\Delta f_\infty = f_{\infty 2} - f_{\infty 1} = 2\Delta f_{p-a} = 120 \text{ МГц}$$

Положение полюсов $f_{\infty 1}$ и $f_{\infty 2}$ постоянно для оптимального соотношения частот резонаторов в последовательной и параллельной ветвях лестничной схемы ($f_{p1} = f_{a1}$) и не зависит от соотношения статических емкостей резонаторов. При этом $f_{\infty 1} = f_{p2}$, а $f_{\infty 2} = f_{a1}$. Полоса пропускания Δf_{-3} = 80 МГц. Таким образом, отношение полос $\Delta f_\infty / \Delta f_c$ составляет K = 120 / 80 = 1,5. В реальных схемах, где резонаторы имеют конечную добротность (в нашем случае Q = 500), имеет место обужение высокочастотной части

полосы пропускания до значения Δf_c*. Однако реально измеренной является не полоса Δf_c*, а полоса пропускания Δf_{-3}. Мы будем полагать, что $\Delta f_c * \approx \Delta f_{-3}$.



а

б

$$Z_0 \approx \frac{1}{2\pi f_0 \sqrt{C_{01} C_{02}}}$$

в

Рис.4.2. Частотные зависимости реактивных составляющих сопротивления резонаторов в Γ -образном звене:

а - в последовательной (x_1) и в параллельной (x_2) ветвях звена;

б - АЧХ звена при согласованной нагрузке;

в - характеристические сопротивления Z_T и Z_Π звена

Далее из выражения

$$\Delta f_c / \Delta f_\infty = 1/\sqrt{1+K_\Gamma}$$

находим необходимую величину отношения статических емкостей резонаторов в Г-образном звене: $K_\Gamma = C_{02}/C_{01}$ = 1,2.

Определяем величину a_Γ реализуемого затухания в полосе заграждения на одно Г-образное звено с K_Γ = 1,2 из формулы:

$$a_{\Gamma\ [\text{неп}]} = 2arth\sqrt{K_\Gamma} \text{ или } sh(a)_{[\text{дБ}]} \approx \sqrt{K_\Gamma}$$

Останавливаемся на значении $a_\Gamma \geq$ 8 дБ. Далее определим необходимое количество Г-образных звеньев, исходя из необходимого значения затухания в полосе заграждения фильтра $a_\phi \geq$ 30 дБ:

$$a_\phi / a_\Gamma = 30/8 = 3{,}75 \approx 4$$

Таким образом, структурная схема лестничного фильтра должна включать четыре элементарных Г- образных звена с K_Γ = 1,2

Объединяем звенья в цепочечную схему по правилу равенства входных и выходных сопротивлений звеньев в месте соединения.

В рехультате PCN-Rx фильтр 1842 МГц будет представлять собой шести резонаторный лестничный фильтр на ОПАВ. Электрическая схема без учета паразитных эффектов, топология и основные параметры структуры фильтра PCN-Rx приведены соответственно на рис. 4.3, 4.4 и в Таблице 4.1.

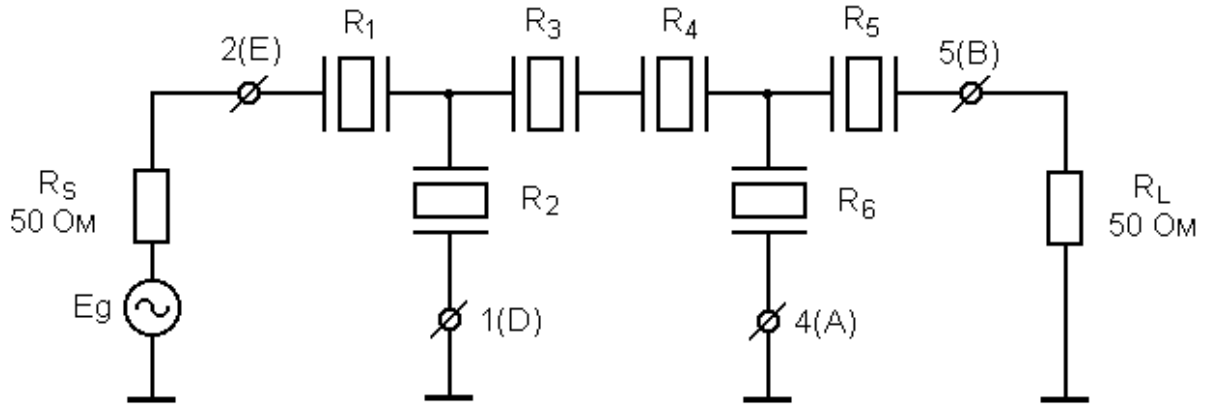
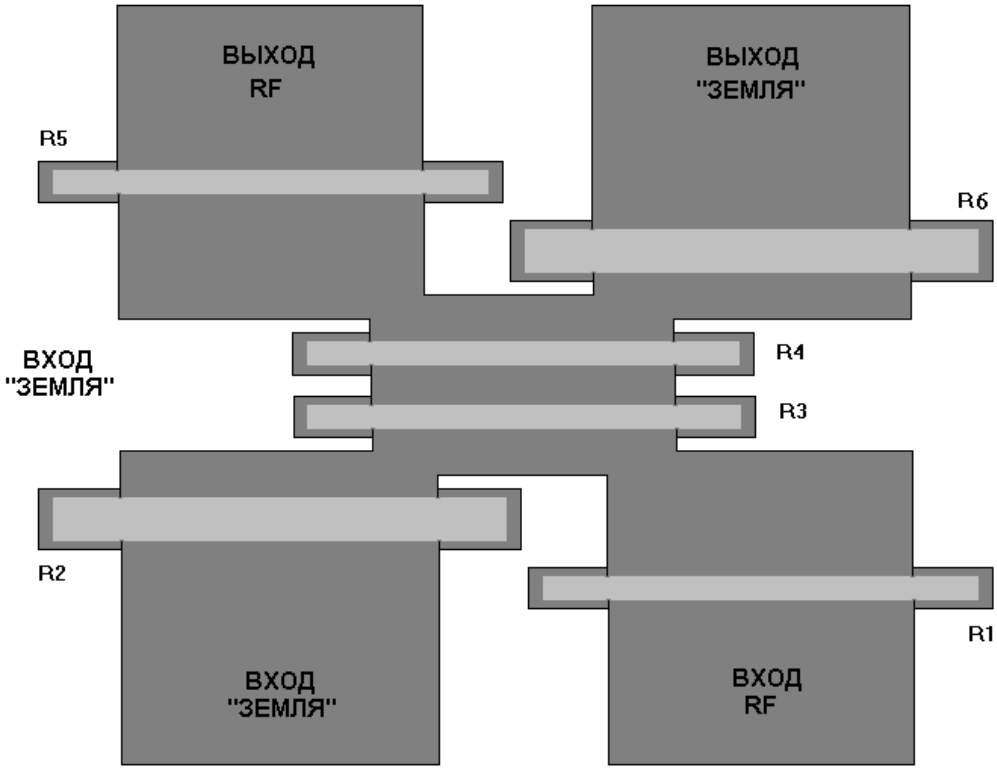


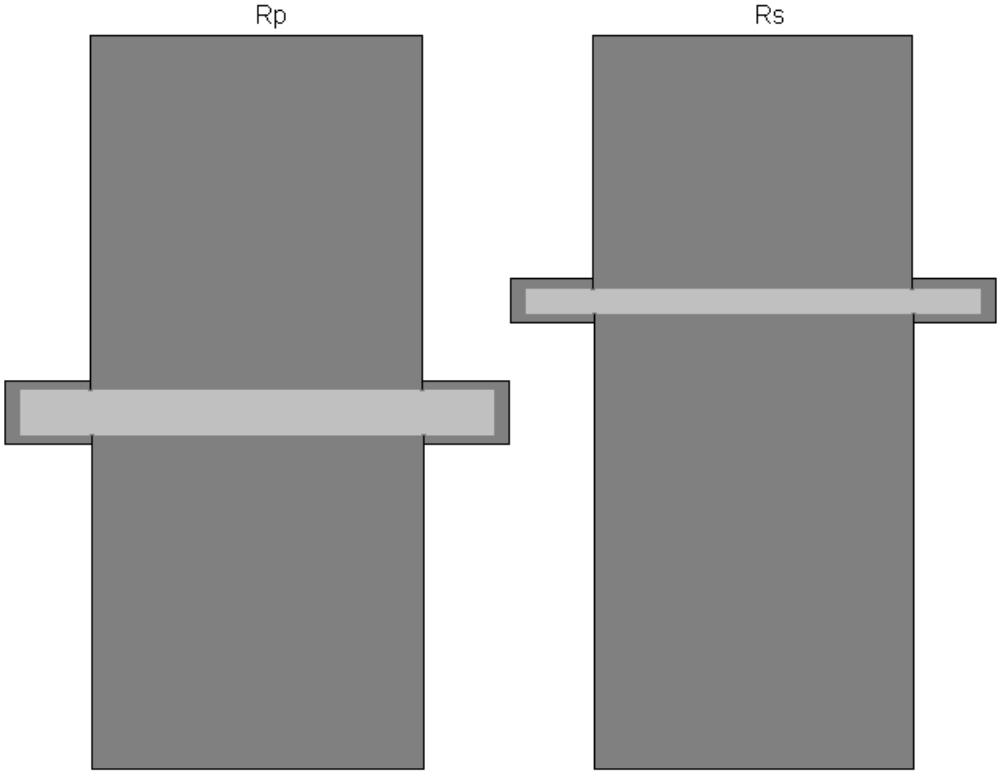
Рис. 4.3. Электрическая схема 6-ти резонаторного лестничного 1842 МГц фильтра, версия 1, без учета паразитных эффектов:

R_1, R_3, R_4, R_5 – последовательно подключенные резонаторы;

R_2, R_6 – параллельно подключенные резонаторы



а



б

Рис.4.4. Топология 1842 МГц лестничного фильтра, версия 1:

a -топология 6-ти резонаторного фильтра;

b -топология последовательных R_S и параллельных R_p резонаторов

Таблица 4.1

Основные параметры структуры PCN-Rx фильтра 1842 МГц, версия 1

Размеры чипа фильтра:	1.0x1.1 мм
Размеры активной области:	0.785x0.971 мм
Размеры сигнальной и заземляющей контактных площадок:	0.25x0.2 мм
Апертура последовательных резонаторов R_1,R_3,R_4,R_5:	W_S = 25 мкм
Апертура параллельных резонаторов R_2,R_6:	W_P= 50 мкм
Число электродов в каждом ВШП резонаторов:	N_{IDT}=240
Число электродов в каждой отражательной решетке резонаторов:	N_{RG}=50
Шаг электродов в резонаторах R_1,R_5:	1.067 мкм
Шаг электродов в резонаторах R_3,R_4:	1.061 мкм
Шаг электродов в резонаторах R_2,R_6:	1.11 мкм
Толщина Al пленки:	0.18 мкм
Эффективная скорость в $LiTaO_3$, yxl/36^0 срез:	4080 м/с

На рис. 4.5 представлена электрическая схема 1842 МГц лестничного фильтра, версия 1, без учета паразитных эффектов в корпусе SMD 3.0x3.0 мм, KD-V95A73, KYOCERA , видоизмененная для расчетов частотных характеристик с помощью программного комплекса Micro-Sim , ev 8 . На рис. 4.6 показана частотная характеристика |S21| этого фильтра, рассчитанная без учета паразитных эффектов. Как видно из рис.4.6, модуль коэффициента передачи |S21| имеет два полюса затухания на частотах около F_1=1770 МГц и F_2=1930 МГц. Положение на оси частот первого полюса определяется резонансными частотами F_{sp} параллельных резонаторов R_2 и R_6, а положение второго полюса - анти-резонансными частотами F_{as} последовательных резонаторов R_1, R_3, R_4, R_5.

Минимальное затухание $a \approx$25 дБ в полосе заграждения определяется соотношением статических емкостей последовательных и параллельных резонаторов.

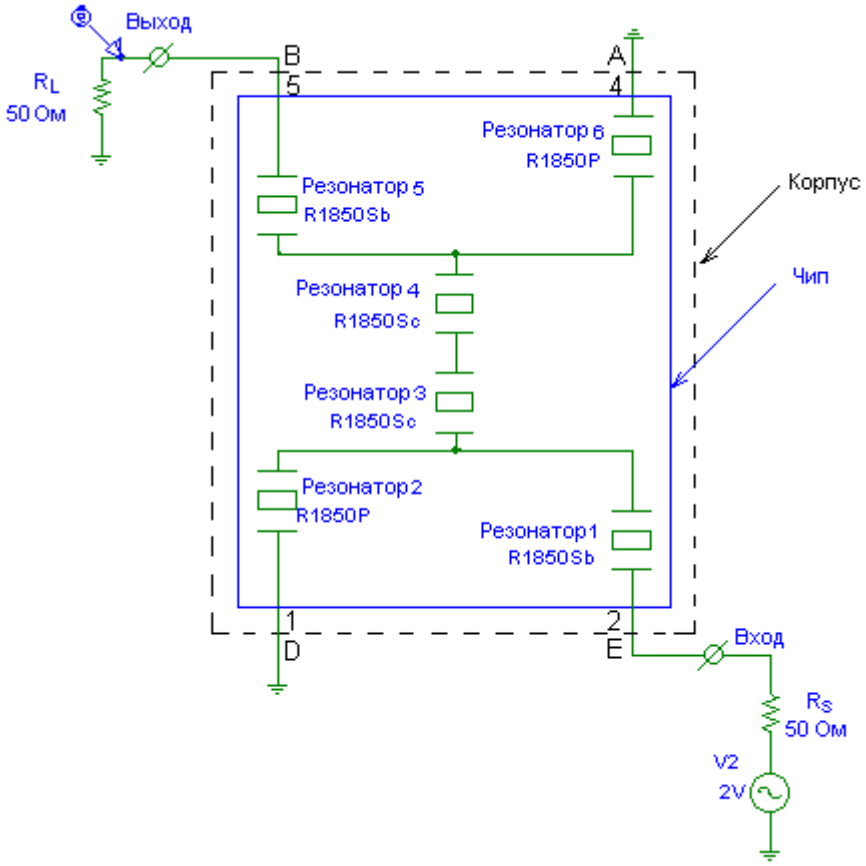


Рис.4.5. Видоизмененная электрическая схема 1842 МГц фильтра, версия 1, в корпусе SMD 3.0x3.0 мм без учета паразитных эффектов

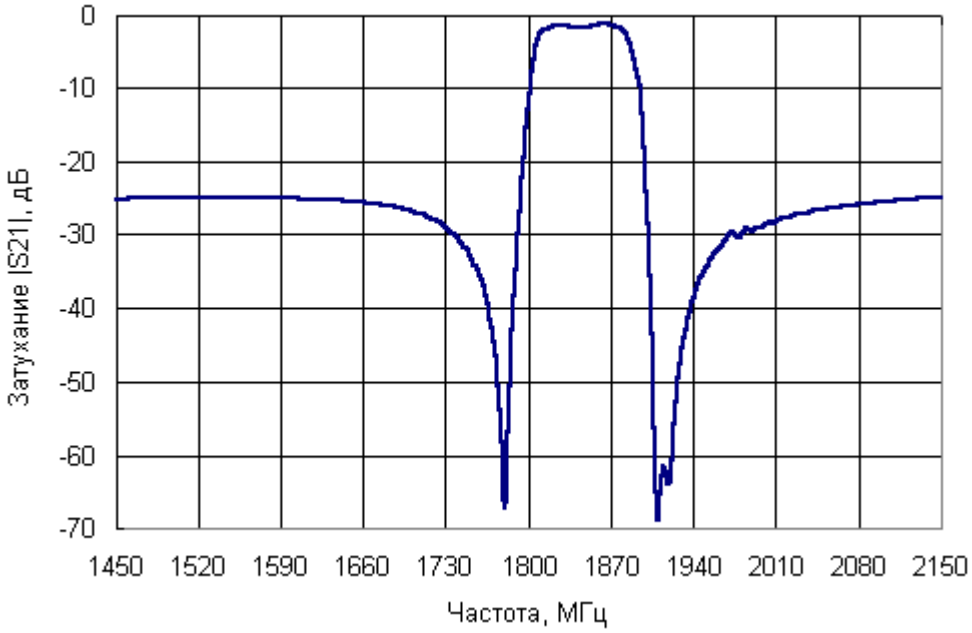


Рис.4.6. Частотная характеристика |S21| лестничного 1842 МГц фильтра, версия 1, (рассчитана без учета паразитных эффектов)

4.2.2. Схема фильтра с учетом паразитных элементов в корпусе

На рис.4.7 показана сборка чипа фильтра 1842 МГц в корпусе SMD 3.0x3.0 мм и некоторые паразитные элементы.

Наибольшее влияние на частотную характеристику |S21| лестничного фильтра оказывают: паразитные индуктивности проволочных перемычек L_2 и L_4, соединяющих контактные шины параллельно подключенных резонаторов и заземляющих контактных площадок корпуса, а также паразитная индуктивность перемычек, соединяющих заземляющие контактные площадки внутри и снаружи корпуса и заземляющие выводы снаружи корпуса. Поскольку индуктивности проволочных перемычек и соединительных полосков включены последовательно, то эти две индуктивности можно объединить в одну индуктивность L_i со значением L_w.

Другими паразитными элементами, которые необходимо учитывать при расчете, являются емкости контактных площадок корпуса на землю. Эти две емкости (соответственно внутри и снаружи корпуса) включены параллельно, поэтому их можно заменить одной емкостью C_i со значением C_pack.

В результате электрическая схема фильтра с учетом индуктивностей проволочных перемычек и соединительных полосков, а также с учетом емкости контактных площадок и выводов корпуса принимает вид, показанный на рис. 4.8**.**

Паразитные емкости C_1 и C_3 на входе и выходе фильтра изменяют реактивные компоненты входного и выходного импедансов. Это приводит к рассогласованию фильтра с нагрузками и к появлению пульсаций амплитуды в полосе пропускания [3.1].

Для снижения величины пульсаций амплитуды следует выбирать тип корпуса с минимальными паразитными емкостями, а также следует уменьшать статические емкости резонаторов фильтра путем уменьшения их апертур.

Последовательно включенные паразитные индуктивности понижают резонансные частоты F_{sp} параллельных резонаторов и тем самым смещают влево частоту F_1 низкочастотного полюса затухания. Как будет показано ниже, этим эффектом важно воспользоваться для расширения полосы режекции при частотах 1670-1760 МГц для обеспечения требований спецификации [3.1].

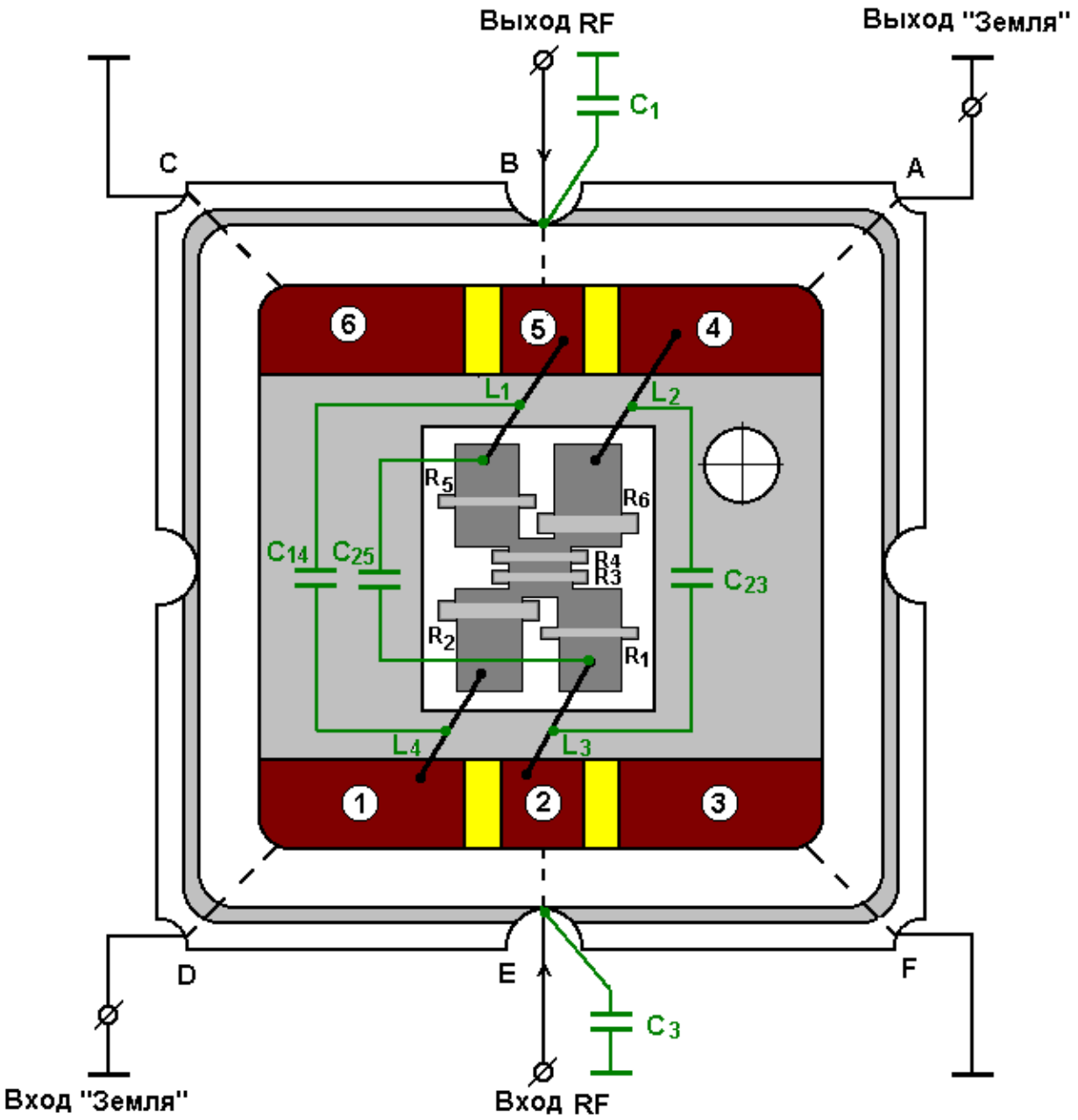


Рис.4.7. Сборка 1842 МГц фильтра, версия 1, в корпусе SMD 3.0x3.0 мм с учетом паразитных элементов

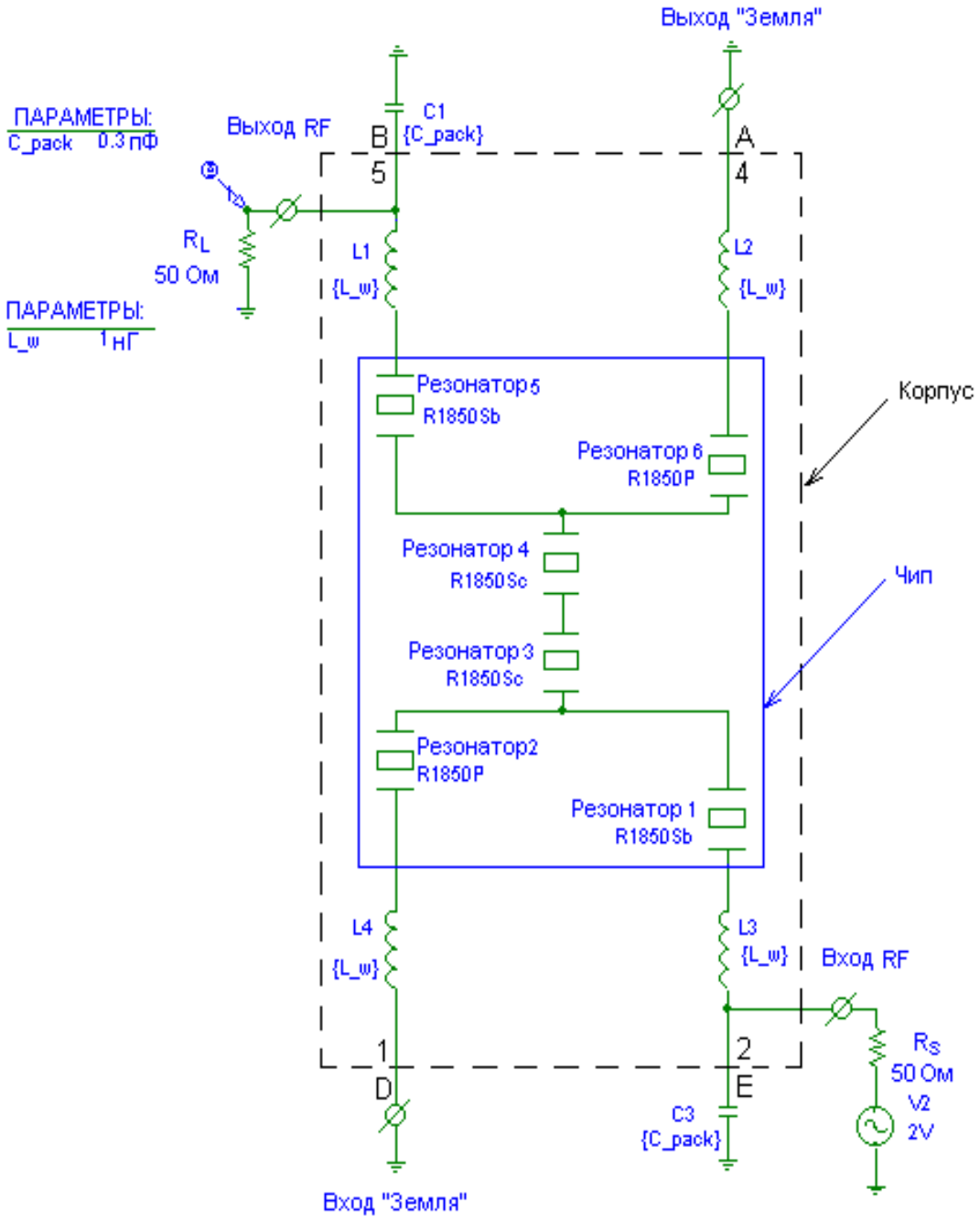


Рис. 4.8. Электрическая схема 1842 МГц фильтра, версия 1, с учетом емкостей SMD 3.0x3.0 мм корпуса и индуктивностей проволочных перемычек, преобразованная для Micro-Sim

Таким образом, индуктивности проволочных перемычек могут быть включены в электрическую схему фильтра как полезные элементы для формирования частотной характеристики в полосе заграждения.

Резистивные потери в проволочных перемычках, соединяющих контактные площадки, и в полосках, которые представлены на схеме сопротивлениями R_{15}, R_{18}, R_{19}, R_{20} (рис. 4.8), приводят к ухудшению добротности резонаторов. Это в свою очередь влечет "заплывание" полюсов затухания и "завалы" частотных характеристик на краях полосы пропускания.

Из сравнения расчетных и измеренных частотных характеристик фильтра 1842 МГц были получены следующие примерные значения для упомянутых выше паразитных элементов: L_{w}=1 нГн; C_{pack}=0.3 пФ; R_{pad}=1 Ом (см. Табл. 4.1). Начальными приближениями для значений этих элементов могут служить величины C_{pack}=0.5 пФ и погонная индуктивность проволоки L'_{w}=1 нГн/мм [3.1].

4.2.3. Влияние взаимных индуктивных и емкостных связей в корпусе SMD 3.0x3.0x1.4 мм

Помимо влияния паразитных элементов , на радиочастотах усиливается влияние взаимных емкостных и индуктивных связей между проволочными перемычками, соединяющими контактные площадки и контактными шинами.

В версии 1 фильтра 1842 МГц в корпусе SMD 3.0x3.0 мм сигнальные проволочные перемычки и сигнальные контактные шины расположены по диагонали. Поэтому индуктивная и емкостная связи через проходную емкость C_{14} между сигнальными проволоками, ухудшающими избирательность фильтра в широкой полосе частот, были минимальными. Этими связями можно пренебречь при расчете фильтров в корпусах SMD 3.0x3.0 мм и SMD 3.8x3.8 мм.

Доминирующим фактором в корпусе SMD 3.8x3.8 мм является емкостная связь C_{sg} между сигнальными и заземляющими проволоками, через емкости C_{23} и C_{25} (рис. 4.7).

Электрическая схема фильтра, учитывающая влияние паразитных индуктивностей L_i и сопротивлений R_i проволок, паразитных емкостей корпуса C_i и емкостных связей C_{sg} между сигнальными и заземляющими проволоками и контактными площадками показана на рис.4.9.

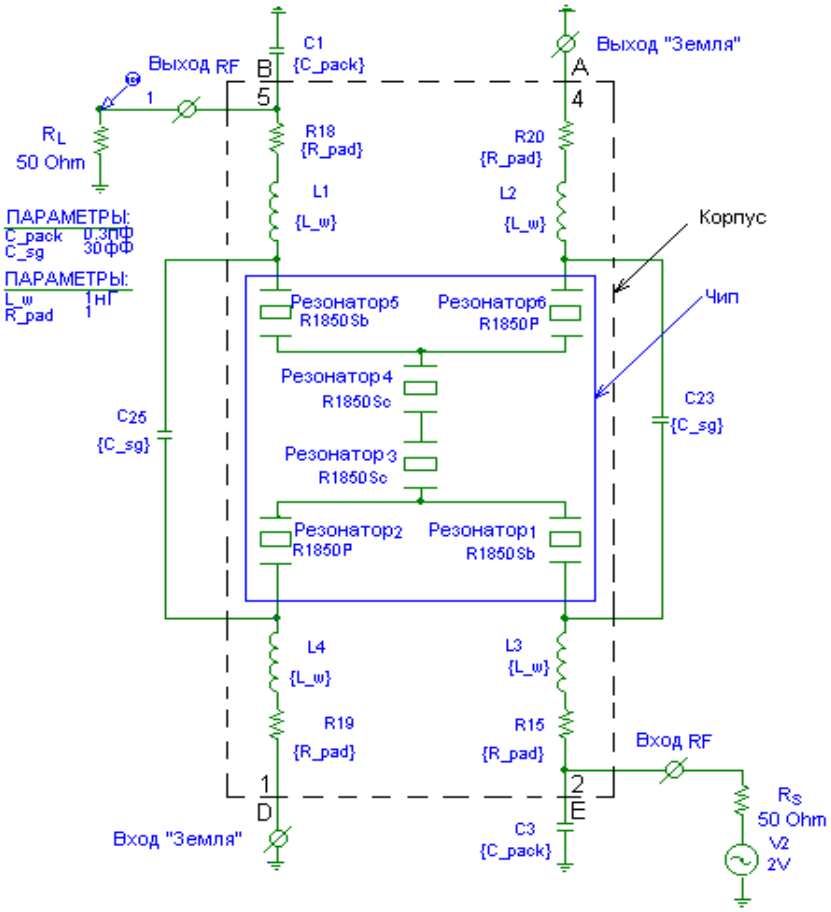
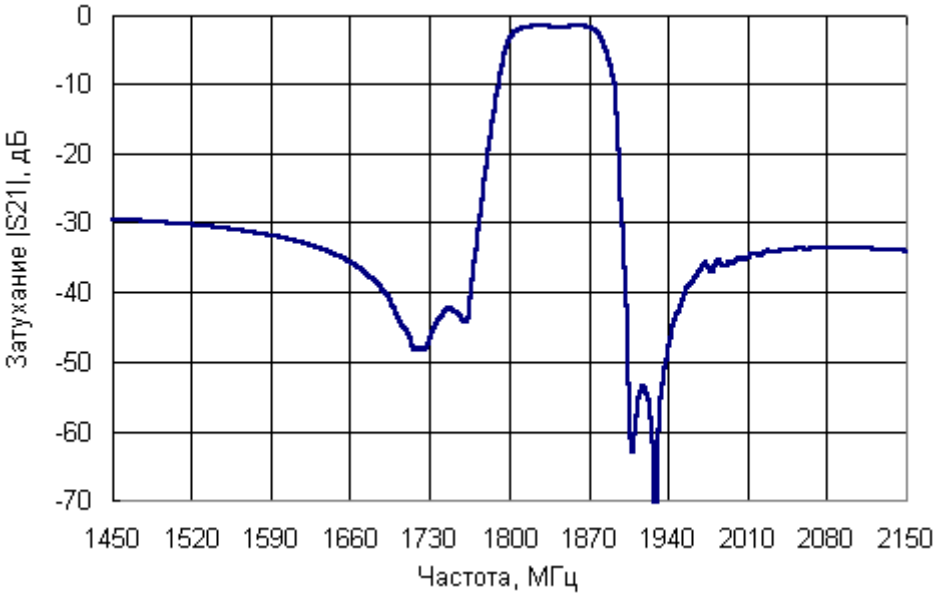


Рис. 4.9. Электрическая схема 1842 МГц фильтра, версия 1, в корпусе SMD 3.0x3.0 мм с учетом паразитной емкостной связи между проволочными перемычками

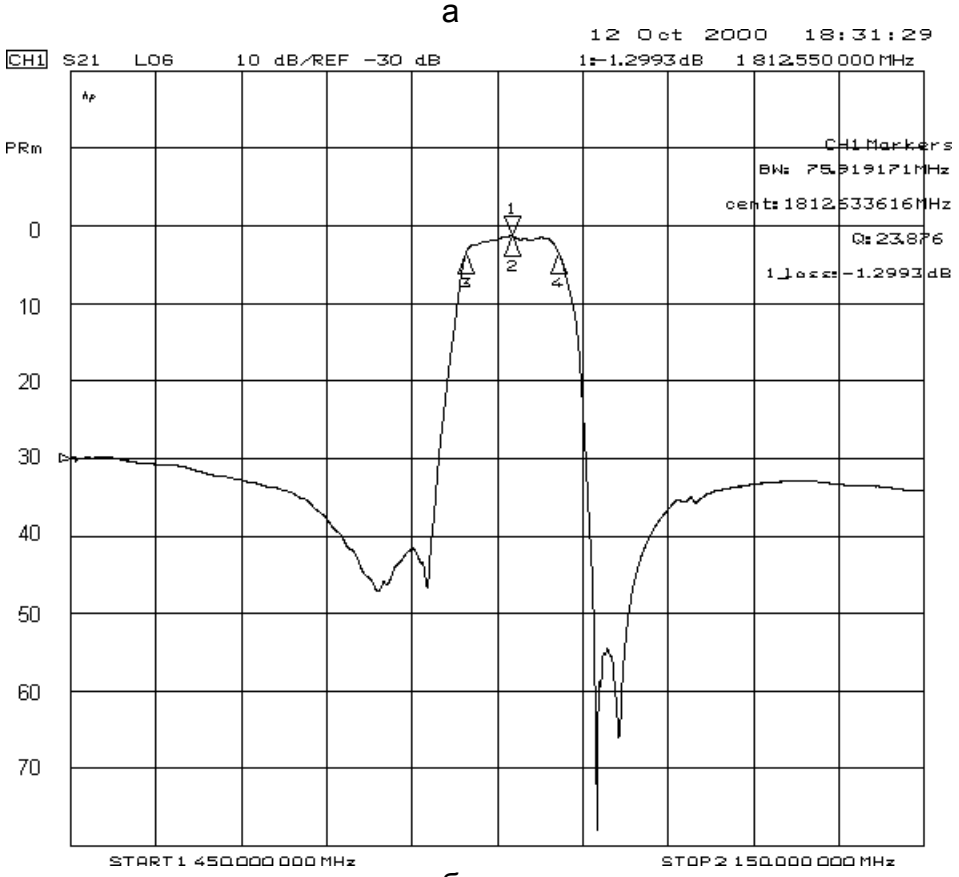
Видно, что увеличение C_{sg} вызывает ухудшение затухания на частотах F_1=1700-1760 МГц и F_2=1900-1940 МГц.

На рис. 4.10 показана рассчитанная (рис. 4.10а) в соответствии со схемой, представленной на рис. 4.9, и измеренная в прижимном контактном приспособлении (рис. 4.10б) частотные характеристики фильтра 1842 МГц. Сравнение демонстрирует хорошее совпадение расчетных и экспериментальных результатов в сравнительно узком интервале частот 1450-2150 МГц (рис.4.11).

Благодаря использованию проводящей резины вместо упругих контактов в измерительном приспособлении удалось уменьшить индуктивность L_g между заземляющими контактами корпуса и заземлением измерительного приспособления. Это позволило создать дополнительный полюс режекции на частоте около 3000 МГц и улучшить затухание в полосе заграждения 2000-3700 Мгц на 15-25 дБ по сравнению с аналогом FUJITSU FAR-G6CH1-1G8425-L217. Затухание фильтра 1842 МГц, версия 1, на частотах 60-1500 МГц на 10-15 дБ лучше, чем для аналога FUJITSU (рис. 4.12).



а



б

Рис. 4.10. Частотные характеристики 1842 МГц фильтра, версия 1, в корпусе SMD 3.0x3.0 мм:

а – рассчитанная согласно схеме на рис.4.9;

б –измеренная

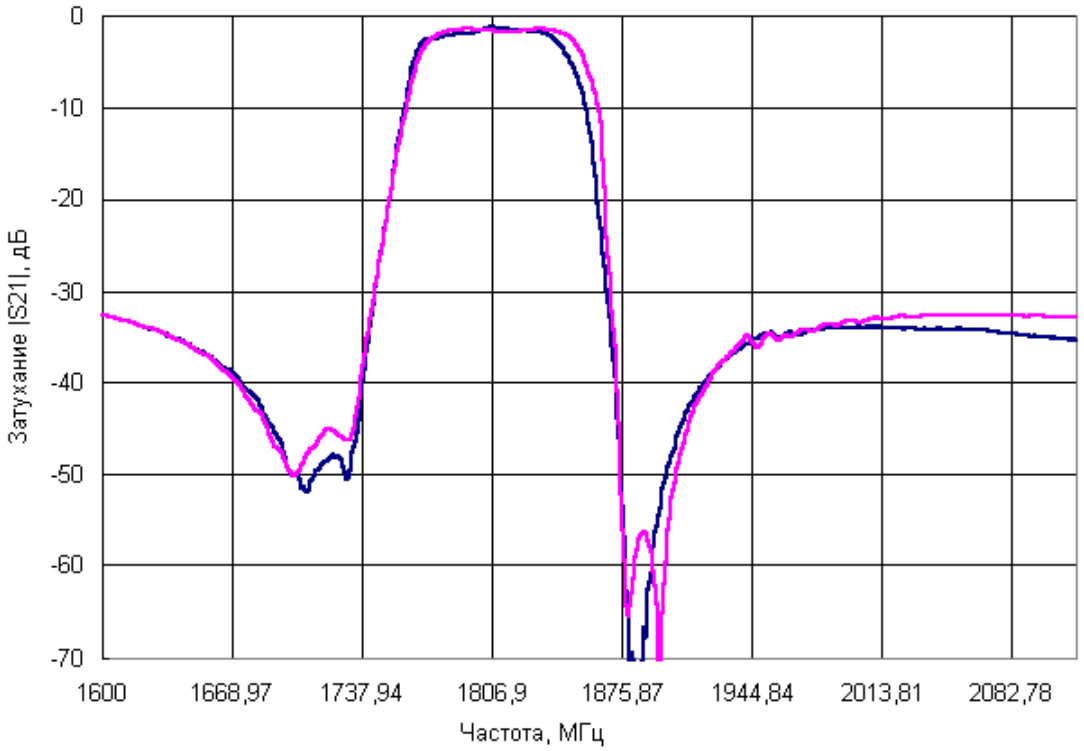


Рис. 4.11. Сравнение измеренной в прижимном контактном приспособлении и рассчитанной частотных характеристик 1842 МГЦ фильтра, версия 1, в корпусе SMD 3.0x3.0 мм с учетом паразитных элементов в соответствии со схемой на рис. 4.9

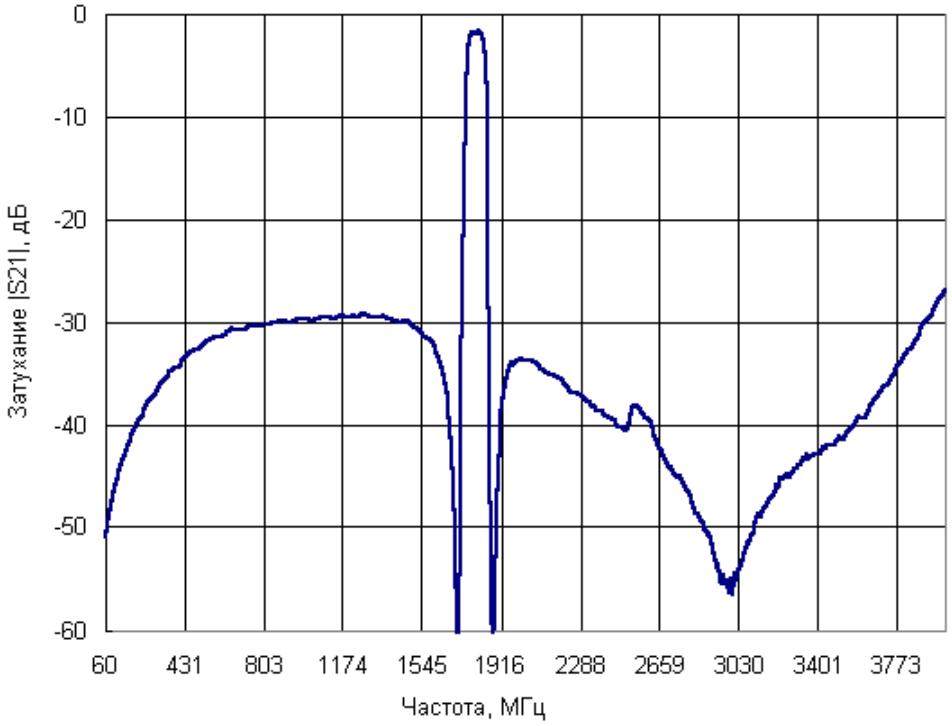


Рис. 4.12. Частотная характеристика 1842 МГц фильтра, версия 1, в корпусе SMD 3.0x3.0 мм, измеренная в широком диапазоне частот в прижимном контактном приспособлении

4.3. Частотные характеристики серийно освоенного фильтра PCN-Rx 1842 МГц

4.3.1. Рекомендуемая схема включения фильтра PCN-Rx 1842 МГц

Рекомендуемая схема включения серийного фильтра PCN-Rx 1842 МГц в корпусе SMD 3,0x3,0x1,4 мм, KD-V99D59-A, KYOCERA, Япония , представлена на рис. 4.15а , на рис.4.15б показан рекомендуемый вид контактных площадок печатной платы печатной для этого корпуса

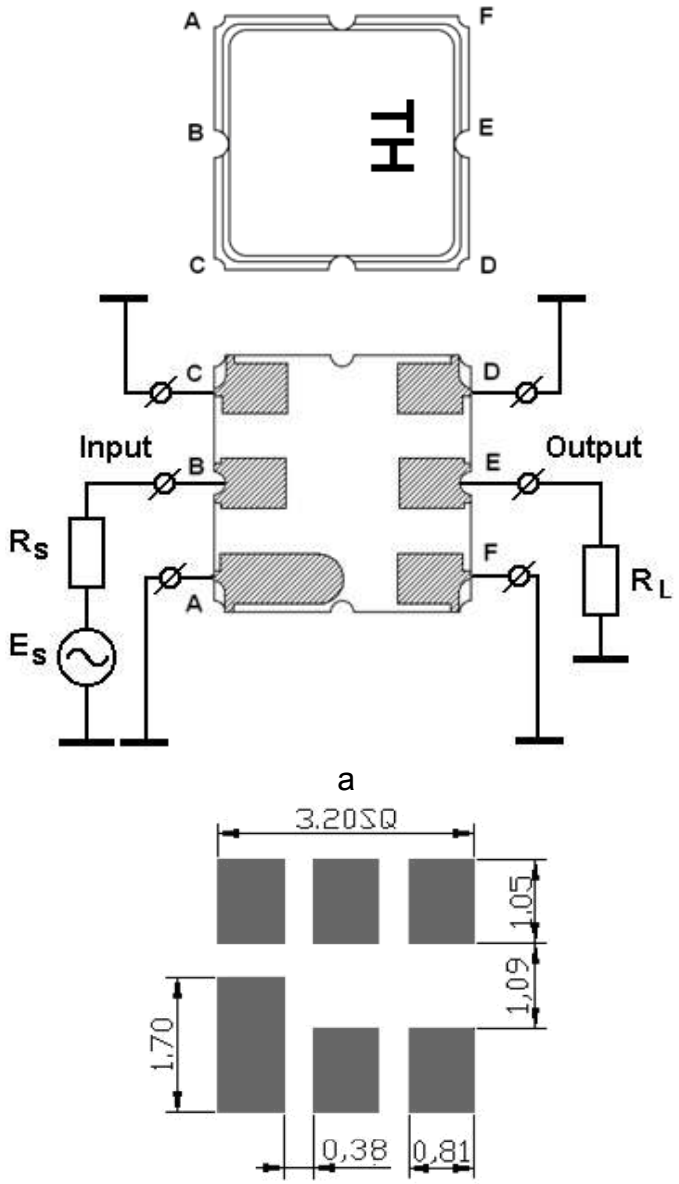
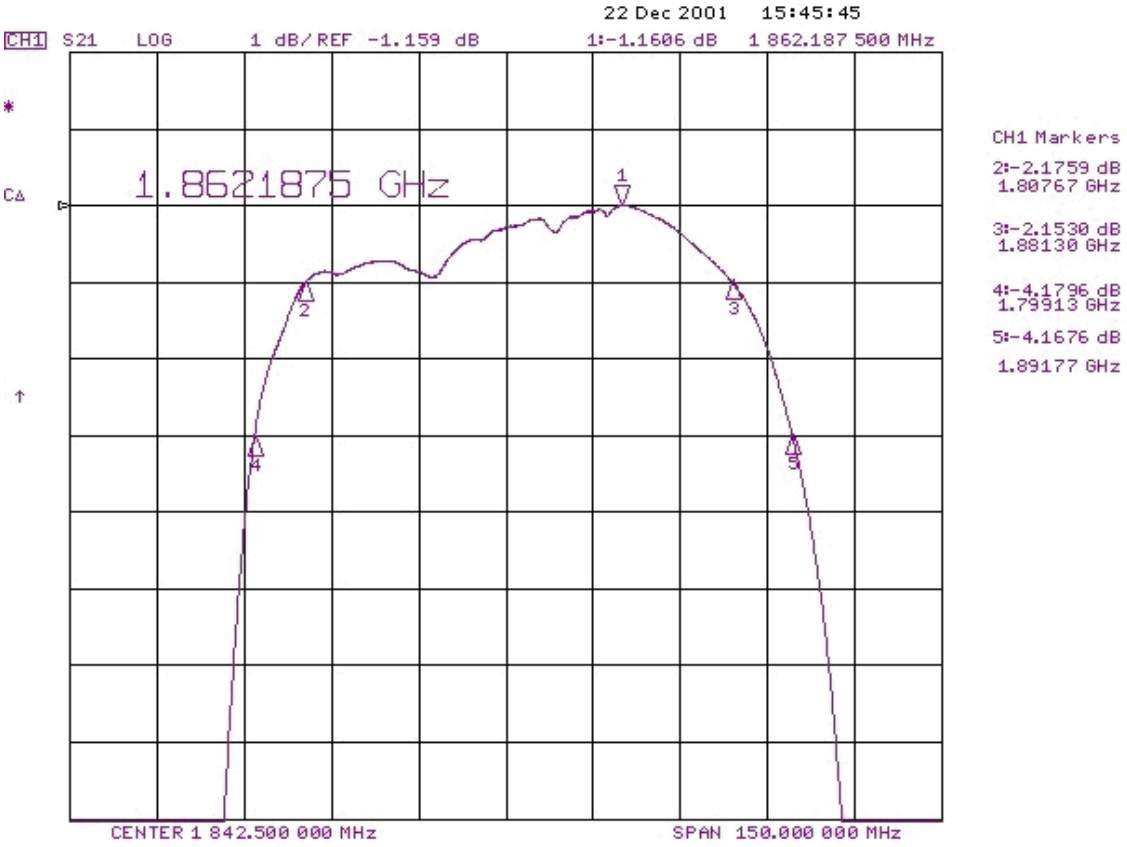


Рис. 4.13. Рекомендуемая схема включения фильтра PCN 1842 МГц в корпусе SMD 3,0x3,0x1,4 мм, KD-V99D59-A, KYOCERA, Япония (а) и рекомендуемый вид контактных площадок печатной платы печатной (б)

(Сопротивления генератора и нагрузки: R_S = 50 Ом, R_L = 50 Ом)

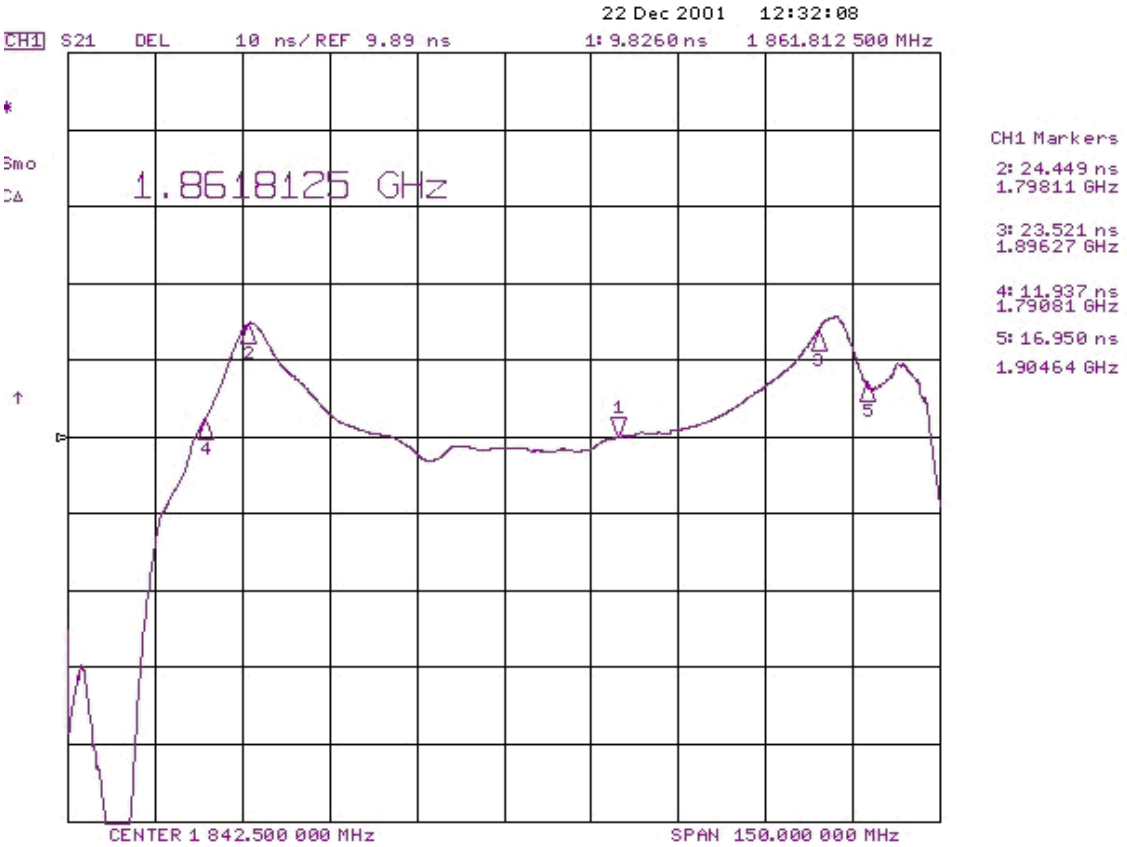
4.3.2. Измеренные частотные характеристики фильтра PCN-Rx 1842 МГц

|S21|, dB



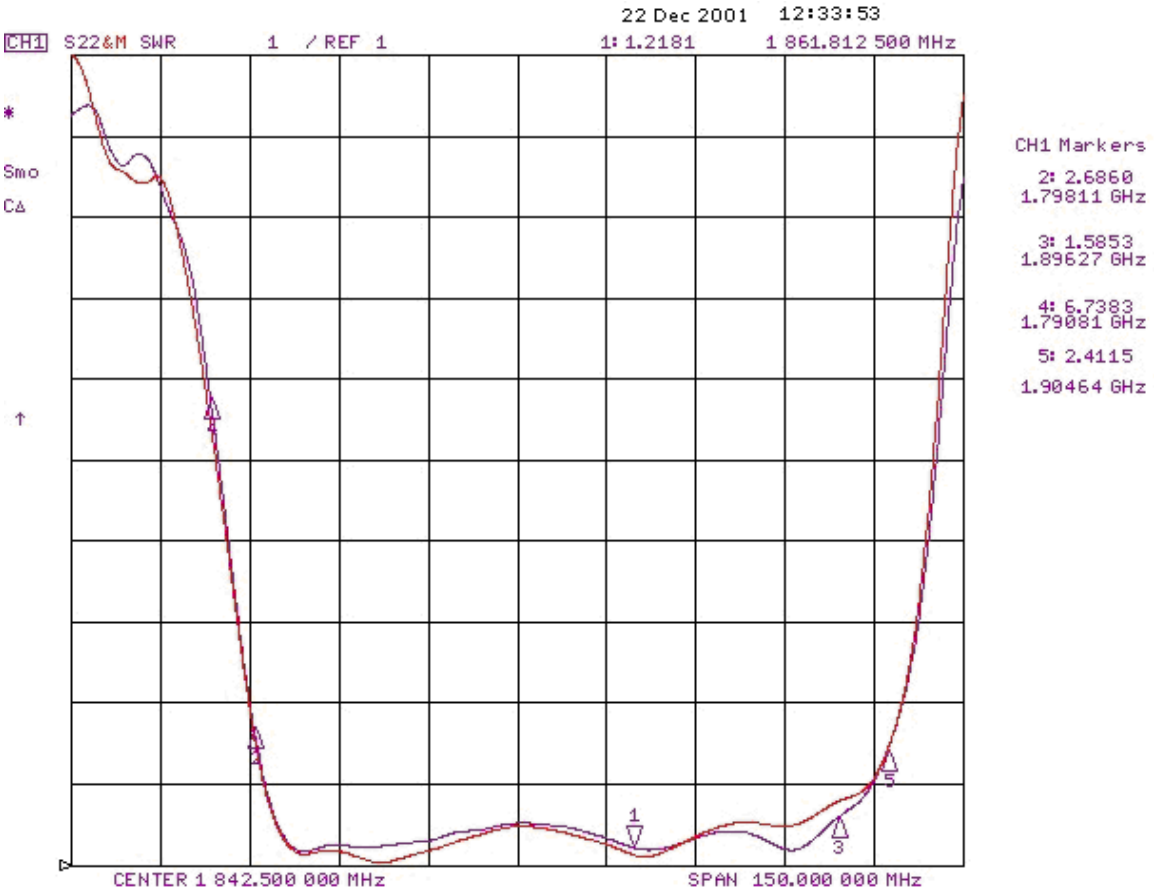
а

GDT, nsec



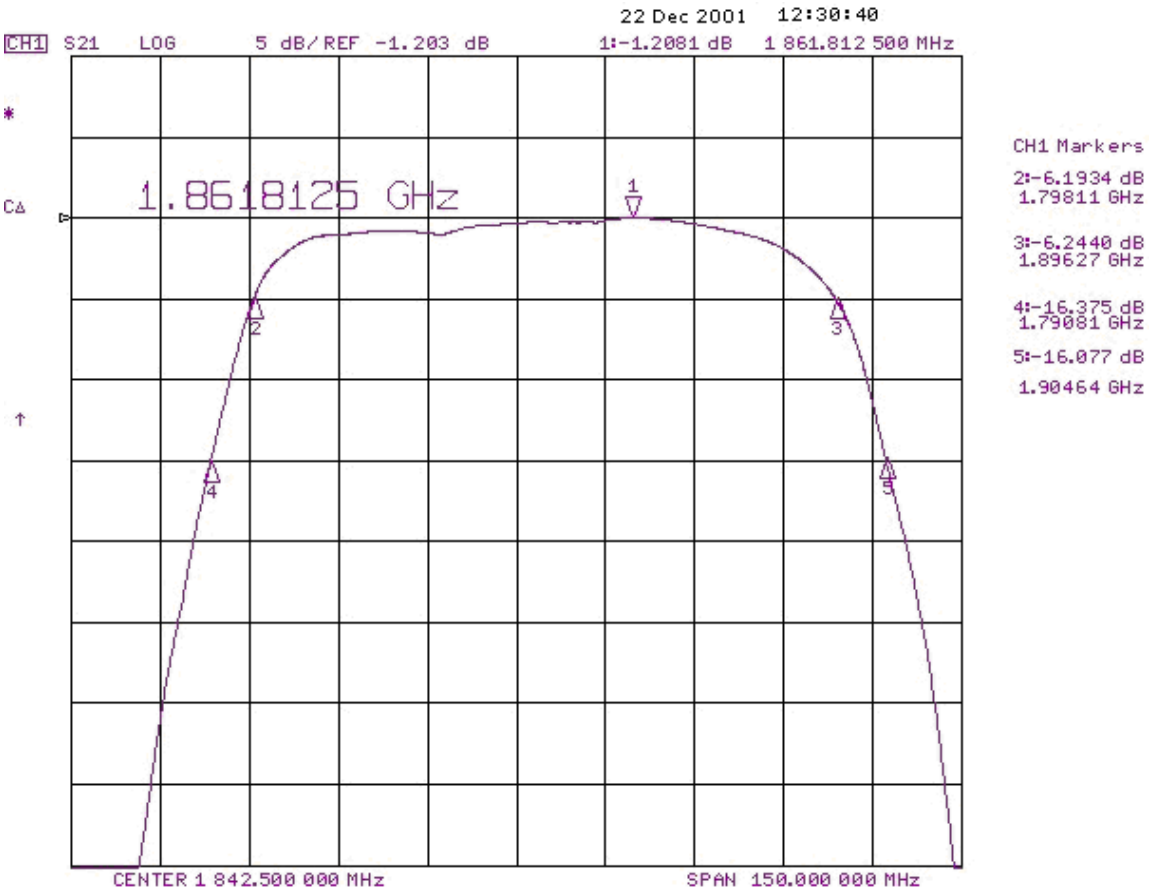
б

VSWR



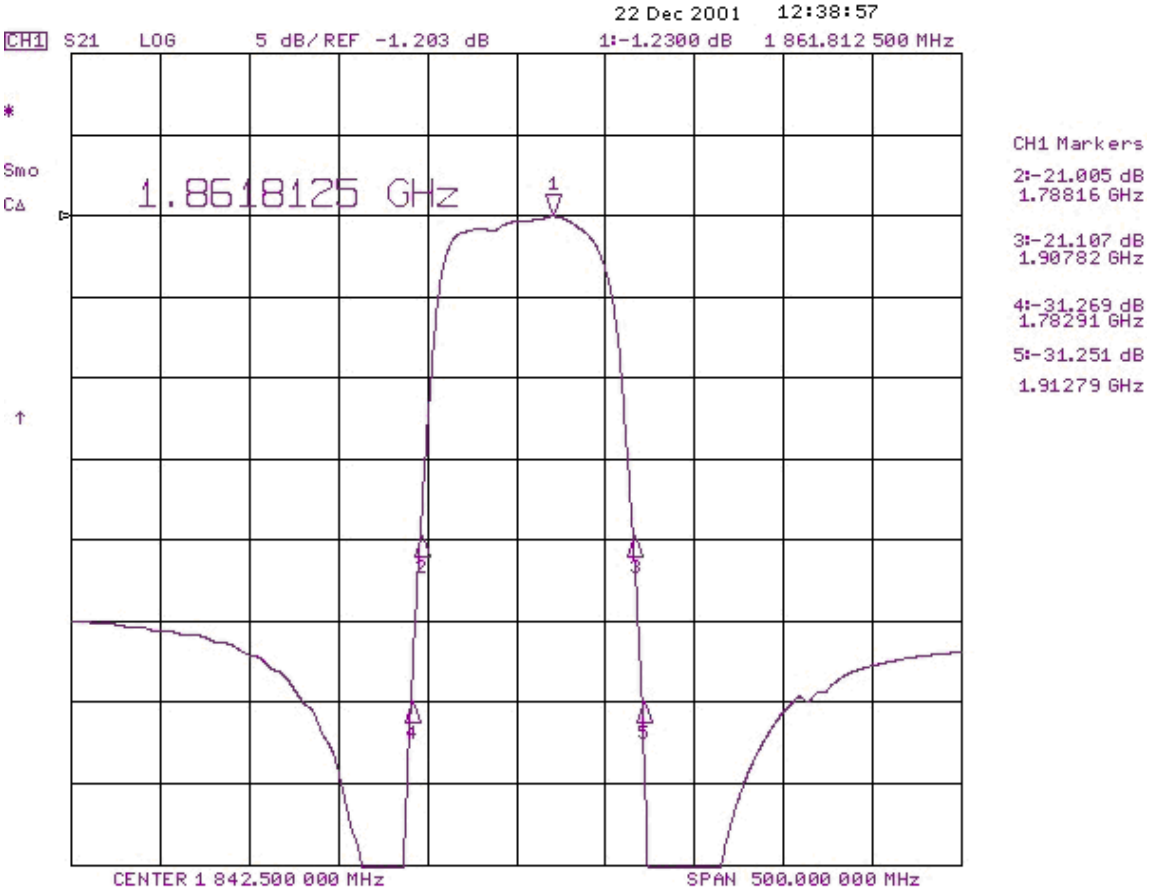
В

|S21|, dB



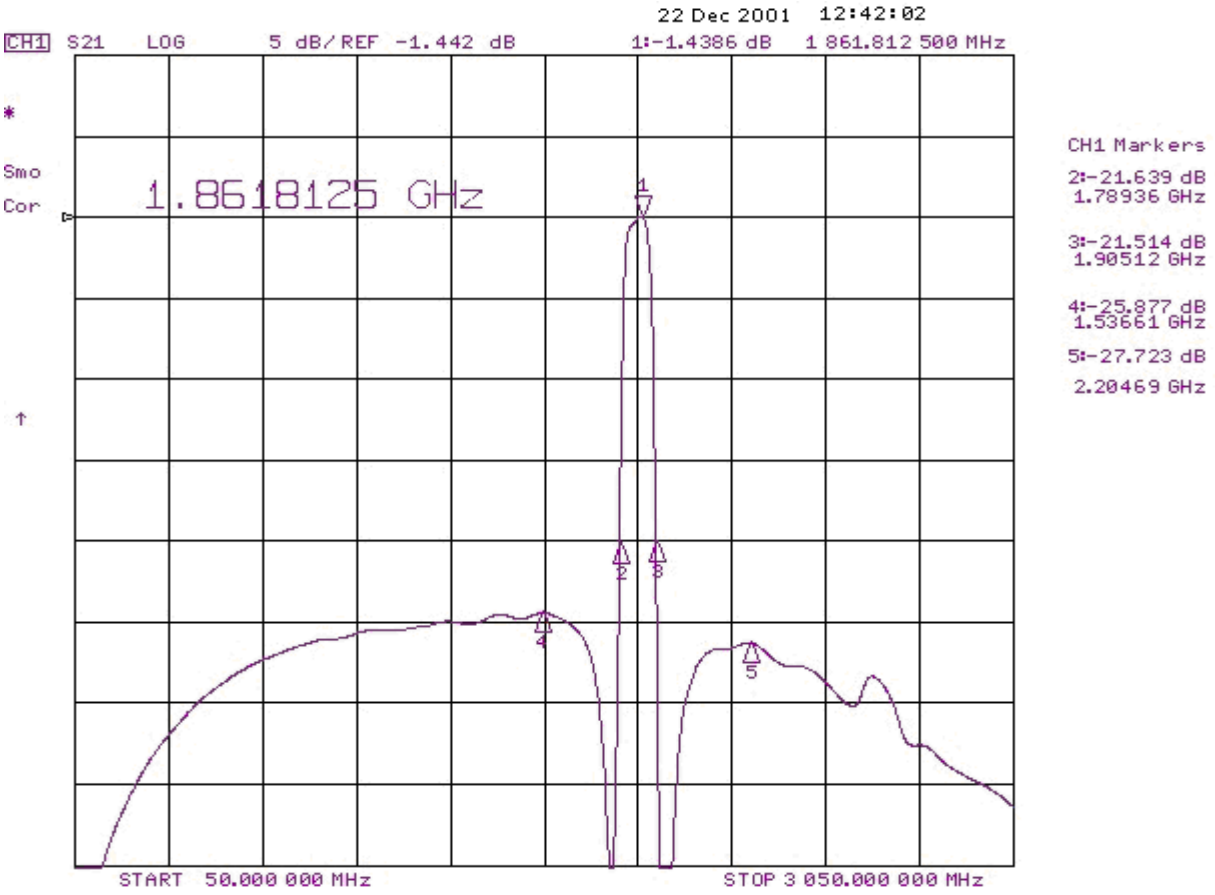
Г

|S21|, dB



д

S21|, dB



е

Рис. 4.14 Измеренные частотные характеристики фильтра Rx-PCN 1842,5В75 МГц:

а - |S21| в полосе пропускания (F_0 = 1842,5 МГц; IL=1,2 дБ; BW1= 73 МГц BW3= 93 МГц ; AR=1,0 дБ в гарантированной полосе $F_0 \pm 37,5$ МГц) ;

б - КСВН в полосе пропускания (SWR = 1, 6 в полосе $F_0 \pm 37,5$ МГц) ;

в - ГВЗ в полосе пропускания (неравномерность GDV = 8 нс в полосе $F_0 \pm 37,5$ МГц);

г - |S21| в полосе частот 1692-2192 МГц (BW5= 98 МГц ; BW15= 115 МГц);

д - |S21| в полосе частот 1692-2192 МГц (BW30= 138 МГц ; BW40= 162 МГц ; UR = 43-60 дБ);

е - |S21| в полосе 50 – 3050 МГц (UR = 45-60 дБ)

Режим: 50/50 Ом без согласования в прижимном контактном устройстве.

Корпус: SMD 3,0 x 3,0 x 1,2 мм.

Температурный коэффициент частоты ТКЧ= -35 ppm/^{0}C .

Обозначения:

AR - пульсации амплитуды;

BW1 - полоса пропускания по уровню - 1 дБ;

BW3 - полоса пропускания по уровню - 3 дБ;

BW15 - полоса пропускания по уровню - 15 дБ;

BW20 - полоса пропускания по уровню - 20 дБ;

F_0 - средняя частота;

GDV - пульсации ГВЗ;

IL - вносимые потери;

UR - гарантированное затухание в полосе заграждения.

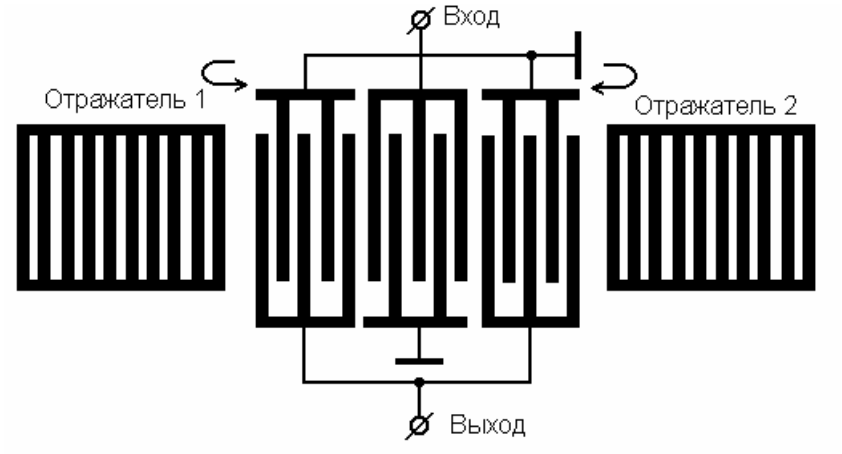
4.3.1. Основные электрические параметры серийного фильтра PCN-Rx 1842 МГц (при 20 ^{O}C)

Параметры	Ед.	Обозн.	Спецификация		Тип.
			Мин.	Макс.	
Центральная частота	МГц	F_0	1840,0	1844,0	1842,5
Вносимые потери	дБ	IL		3,5	1,2
Полоса пропускания по уровню -1 дБ	МГц	BW1	65,0	-	73,0
Полоса пропускания по уровню -3 дБ	МГц	BW3	75,0	-	93,0
Полоса пропускания по уровню -20 дБ	МГц	BW20	-	135,0	120,0
Неравномерность АЧХ в полосе частот $F_0 \pm 37,5$ МГц	дБ	AR	-	1,5	1,0
КСВН по входу/выходу в полосе частот $F_0 \pm 37,5$ МГц		SWR	-	2,3	1,6
Относительное затухание в полосах заграждения - от 50 МГц до 1600 МГц - от 1600 МГц до 1710 МГц - от 1920 МГц до 3000 МГц	дБ	UR	 20 22 25	 - - -	 40-25 25-28 27-35
Рабочая температура	^{o}C		-	-	+20
Сопротивления генератора и нагрузки	Ом	R_S/R_L	50/50	50/50	50/50
Температурный коэффициент частоты	ppm/ ^{0}C	TCF	-	-40	-35

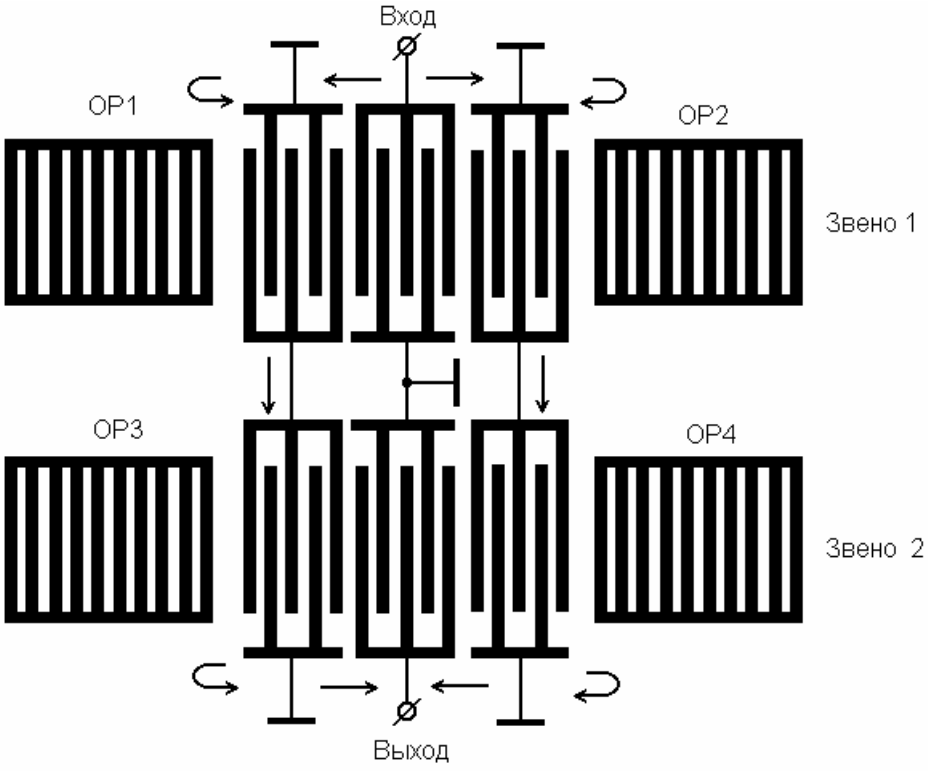
Глава 5 . Разработка фильтра несущих част от для приемного тракта сотового радиотелефона стандарта GSM-Rx 947 МГц в корпусе SMD 3,0x3,0x1,2 мм

5.1. Основные параметры структуры GSM-Rx фильтра 947 МГц

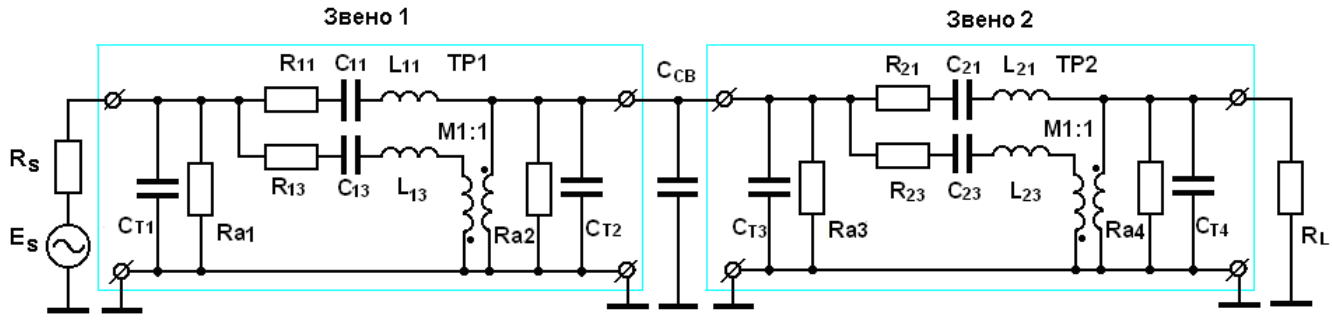
Фильтр GSM-Rx 947 МГц имел двухзвенную структуру на продольно связанных резонаторах (рис.5.1) и выполнялся на подложке из $LiTaO_3$, срезы yxl/36° и yxl/42°.



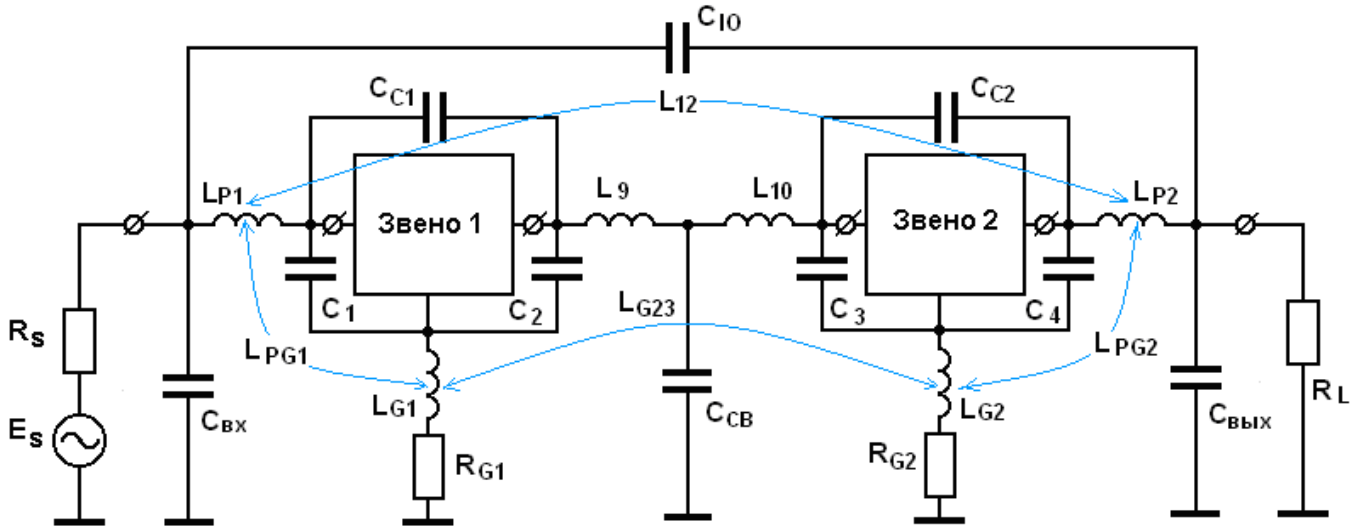
а



б



в



г

Рис. 5.1. Структура фильтра GSM-Rx 947 МГц : а- одно звено на резонаторах с продольной акуститческой связью ; б- двухзвенный фильтр на продольнольно связанных резонаторах (LCRF) ; в- эквивалентая схема двухзвенного фильтра, г-упрощенная схема фильтра с учетом паразитных эффектов

Параметры структуры фильтров GSM-Rx 947 МГц , изготавливаемых на подложках $LiTaO_3$, срез yxl/36° и срез yxl/42°, приведены соответсвенно в таблицах 5.1 и 5.2.

Таблица 5.1

Параметры структуры фильтра 947 МГц, версия 1

(подожка $LiTaO_3$, срез yxl/36°)

N1,N2,Nr	Электрод, зазор, мкм	Электрод, зазор, мкм	S2;S1	Апертура	Толщина Al
27;39;100	1.06;1.06	1.08;1.08	0.3;0.5	208(49.1L)	2800A

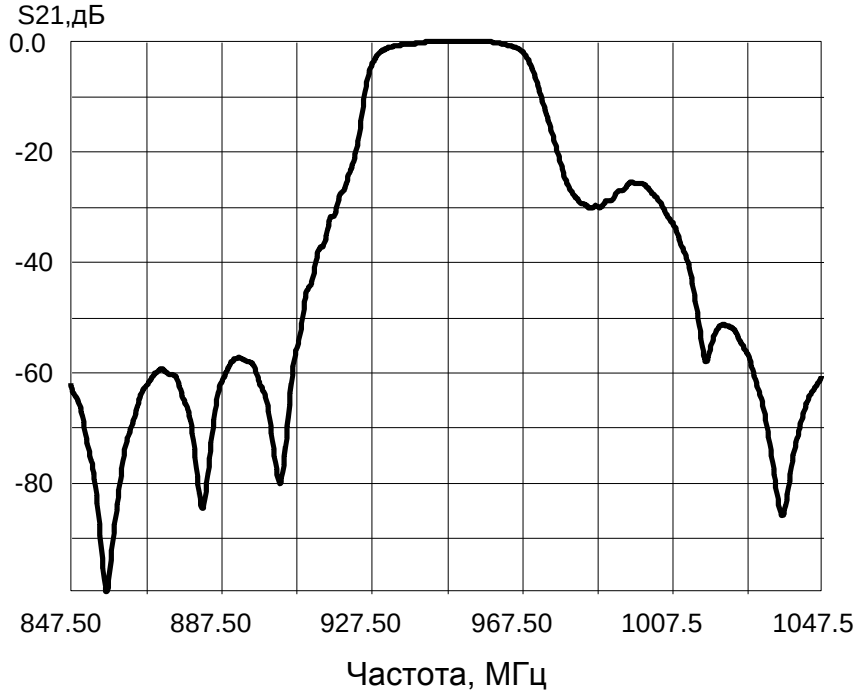
Таблица 5.2

Параметры структуры фильтра 947 МГц, рекомендованные для версии 2

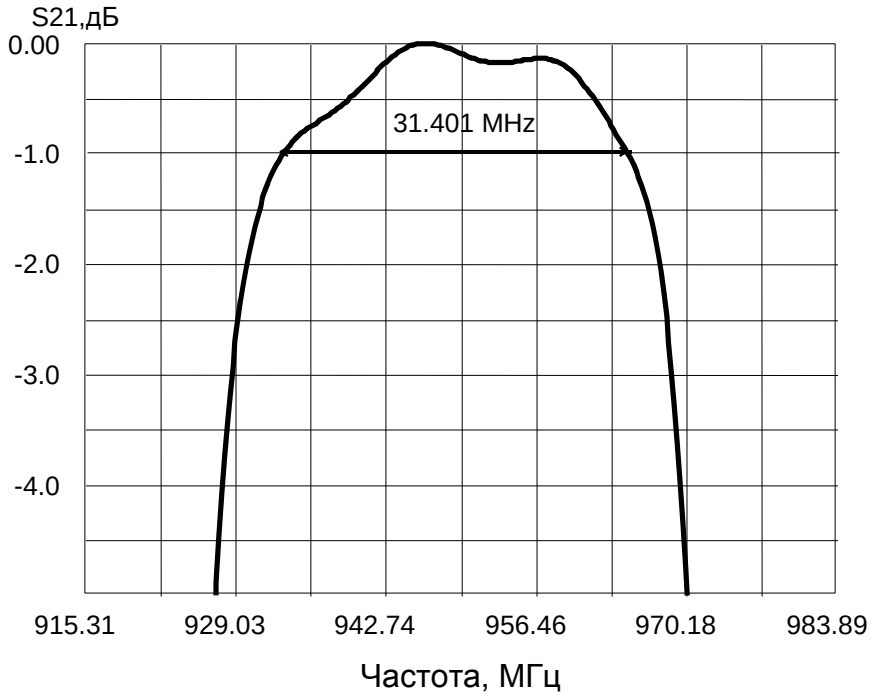
(подложка $LiTaO_3$, срез yxl/42°)

N1,N2,Nr	Электрод, зазор, мкм	Электрод, зазор, мкм	S2;S1	Апертура	Толщина Al
27;41;100	1.065;1.065	1.08;1.08	0.27;0.5	208(49.1L)	2800A

Расчетная частотная характеристика фильтра 947 МГц, версия 1, показана на рис. 5.2.



а



б

Рис. 5.2. Расчетные частотные характеристики фильтра GSM-Rx 947 МГц, версия 1:

а - |S21| в широком диапазоне; б - |S21| в полосе пропускания.

Структура: двухкаскадный фильтр на продольно связанных резонаторах.

Подложка: $LiTaO_3$, yxl/36° срез, размеры чипа 1.1x0.9 мм.

Электроды: ширина = промежуток =1.04 мкм для ВШП и решеток.

Толщина Al = 3000 A^o

5.2. GSM-Rx фильтр 947 МГц в индивидуальном корпусе SMD 3,0x3,0x1,4 мм, KD-V97034, KYOCERA

Топология GSM-Rx фильтра 947 МГц, версия 1, показана на рис. 2.2.

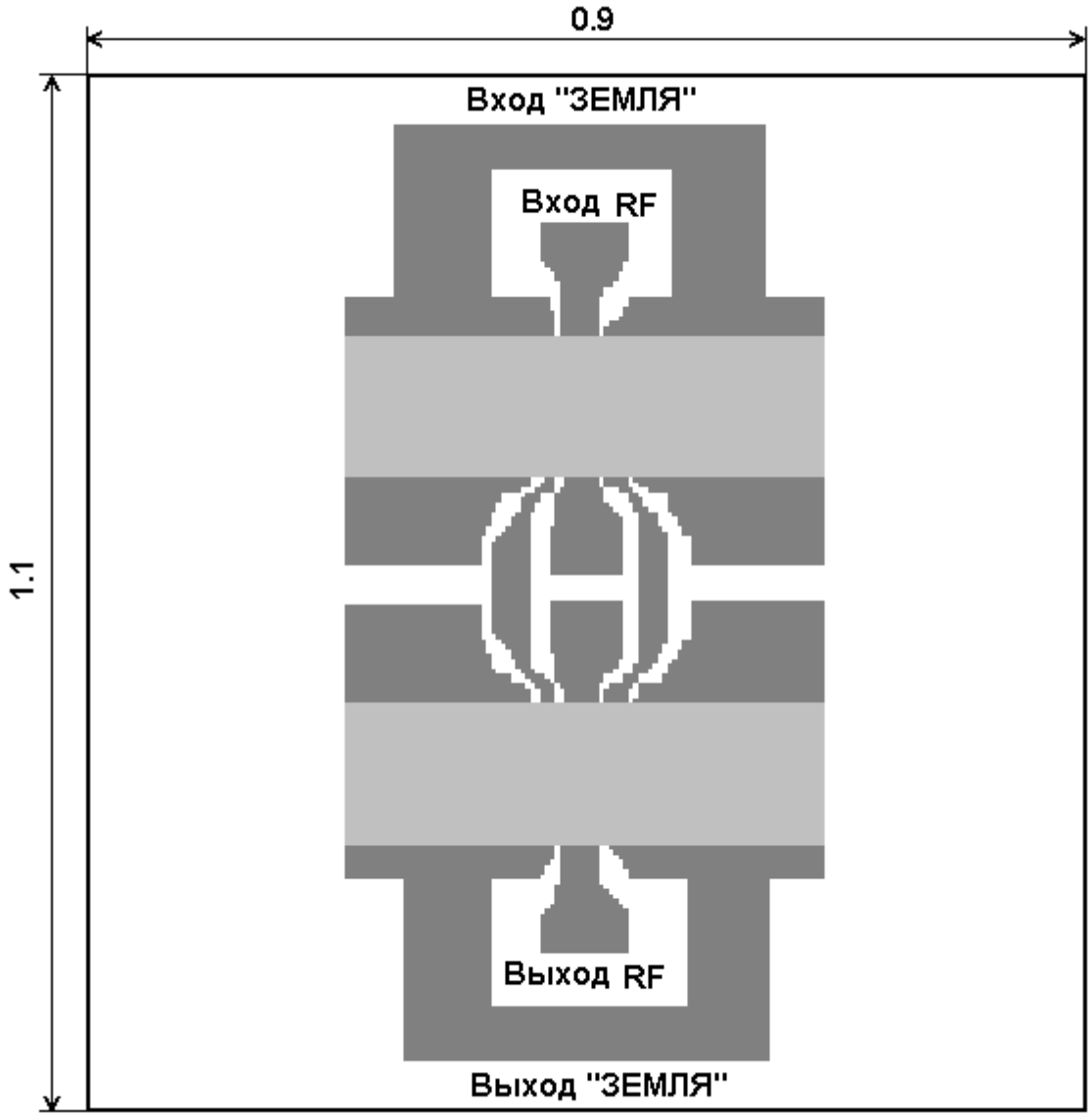


Рис. 5.3. Топология GSM-Rx 947 МГц фильтра, версия 1

Сборка чипа 947 МГц фильтра в корпусе SMD 3.0x3.0 мм, KD-V97034, KYOCERA, показана на рис. 5.4. На этом же рис. 5.4 показаны основные паразитные элементы, влияющие на частотные характеристики фильтра.

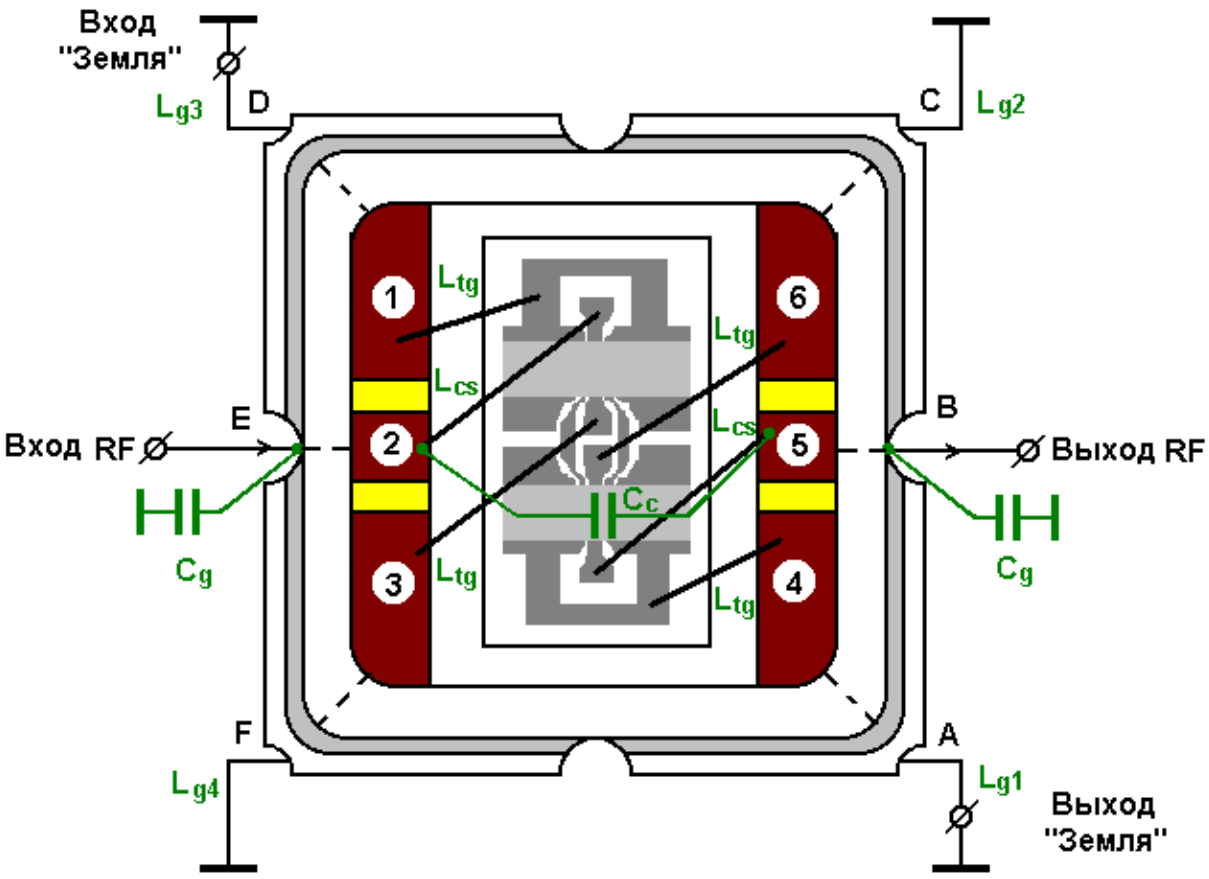


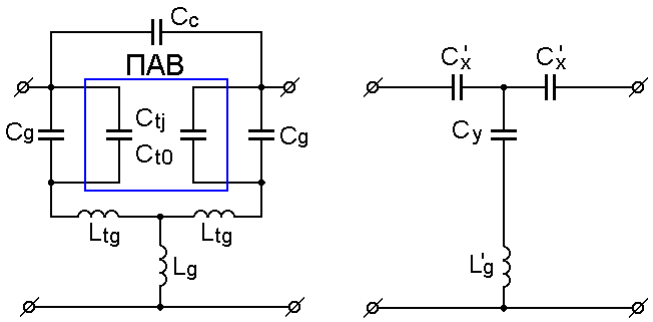
Рис. 5.4. Сборка фильтра GSM-RX 947 МГц, версия 1, в корпусе SMD 3,0x3,0x0,8 мм

Корпус KD-V97034 имеет четыре контактные площадки A, C, D, F, связанные параллельно полосками с общим основанием внутри корпуса. Поэтому влиянием индуктивностей и сопротивлений соединительных полосков между контактами и контактными площадками A-4, C-6, D-1, F-3 можно пренебречь и полагать L_{pg}=0 и R_{pg}=0 на рис. 1.3. Как указывалось выше, фильтры ПАВ на продольно связанных резонаторах (LCRF) сравнительно устойчивы к влиянию малых индуктивностей и сопротивлений, соединенных последовательно с ВШП. Поэтому можно полагать L_{cs}=0 и R_{cs}=0 на рис. 1.3.

Для упрощения исследований схема, представленная на рис. 1.3, была заменена на схему, представленную на рис. 5.5. Емкость прямой связи (проходная емкость) C_c между входом и выходом, общая заземляющая индуктивность $L_g = L_{gi}/4$ и входная и выходная

заземляющие емкости корпуса C_g являются главными паразитными элементами, оказывающими наиболее сильное влияние на характеристики фильтра.

Для того, чтобы понять механизм электромагнитных наводок, можно использовать эквивалентную схему, представленную на рис. 5.5 [3.1].



а б

Рис. 5.5. Упрощенная эквивалентная схема 947 МГц фильтра в полосе заграждения

В полосе заграждения фильтра двухвходовая электрическая схема ОПАВ преобразователей может быть преобразована к виду, показанному на рис. 5.5а. Здесь C_{ti} и C_{t0} - статические емкости входного и выходного преобразователей. Схема, показанная на рис. 5.5а, видоизменяется в схему на рис. 5.5б. Емкости C_x и C_y определяются как [3.1].

$$C_x = C_t + C_g + 2C_c \qquad (5.1)$$

и

$$C_y = \frac{C_t + C_g}{C_c}(C_t + C_g + 2C_c), \qquad (5.2)$$

где $C_t \equiv C_{ti} \approx C_{t0}$. В параллельной ветви простой схемы для анализа электромагнитных наводок, которая показана на рис. 5.5б, резонансная частота F_t получается как

$$F_t = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_g \cdot C_y}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_g \frac{C_t^2}{C_c}}}, \qquad (5.3)$$

где $C_t >> C_c$, $C_t >> C_g$.

Был сделан вывод, что различие в положении полюсов затухания при измерениях могло быть обусловлено двумя паразитными элементами: емкостью связи между входом и выходом C_c и общей заземляющей индуктивностью L_g.

Смоделированные и измеренные характеристики фильтра 947 МГц, версия 1, в узкой полосе частот показаны на рис. 5.6 и рис. 5.7.

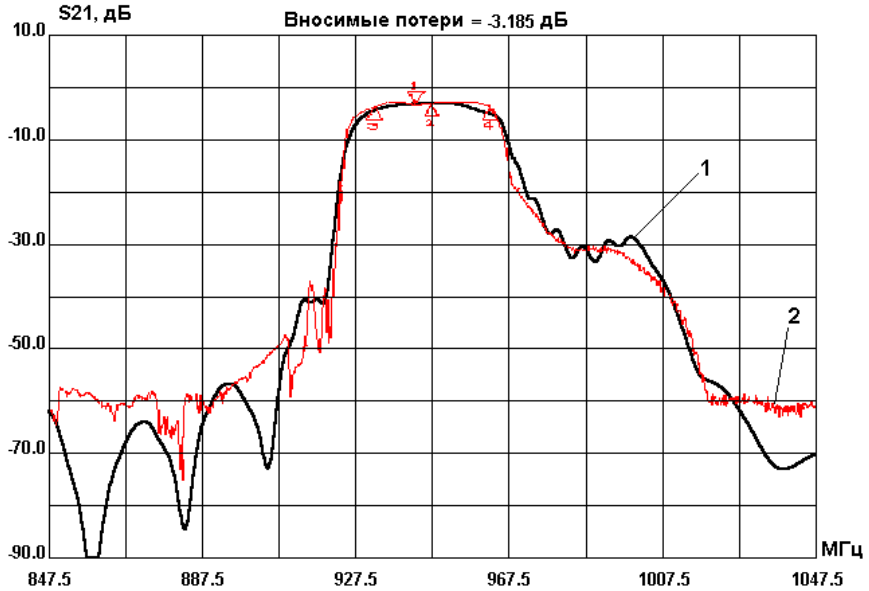


Рис. 5.6 Частотные характеристики фильтра GSM-RX 947 МГц: 1-смоделированная при использовании параметров таблицы 5.1 и скорректированных данных по 36° YX $LiTaO_3$ для толстой пленки (h/L=3-6%); 2 – экспериментальная

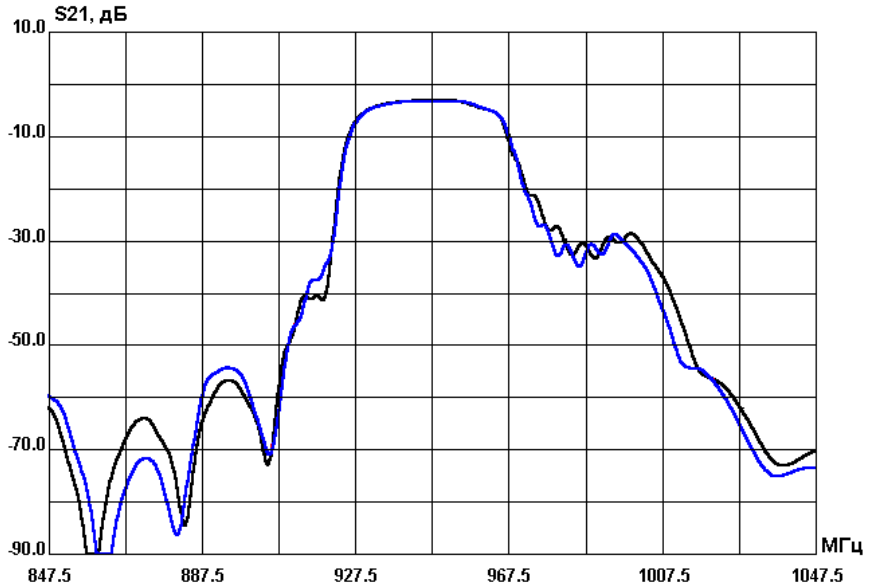


Рис. 5.7. Сравнение частотных характеристик фильтра GSM-RX 947 МГц при использовании скорректированных данных по 42° YX $LiTaO_3$ для толстой пленки (h/L=3-6%):

- синяя линия - расчетная характеристика для параметров, рекомендованных для версии 2 (Таблица 5.2);

- черная линия – расчетная характеристика для фильтра, версия 1, (Таблица 5.1)

Частотные характеристики были смоделированы с учетом электромагнитных наводок в соответствии с рис. 5.5а. Рис. 5.6 и рис. 5.7 демонстрируют хорошее соответствие расчетных и экспериментальных результатов. На рис. 5.8 показаны для сравнения измеренные характеристикидвух фильтров GSM-RX 947 МГц , с топологией по версии 1, но изготовленных на подложках $LiTaO_3$, срез yxl/36° и срез yxl/42° .

Сравнение показывает , что для среза yxl/42° вносимые потери в полосе пропускания меньше на 0,3-0,5 дБ , а полоса пропускания по уровню – 1 дБ шире на 0,6-0,7 МГц. Поэтому как для следующей версии 2 индивидуального фильтра GSM-Rx 947 МГц в корпусе SMD 3,0x3,0 мм , так и для двухстандартного фильтра GSM-PCN 947-1842 МГц в качестве материала подложки был использован $LiTaO_3$, срез yxl/42° .

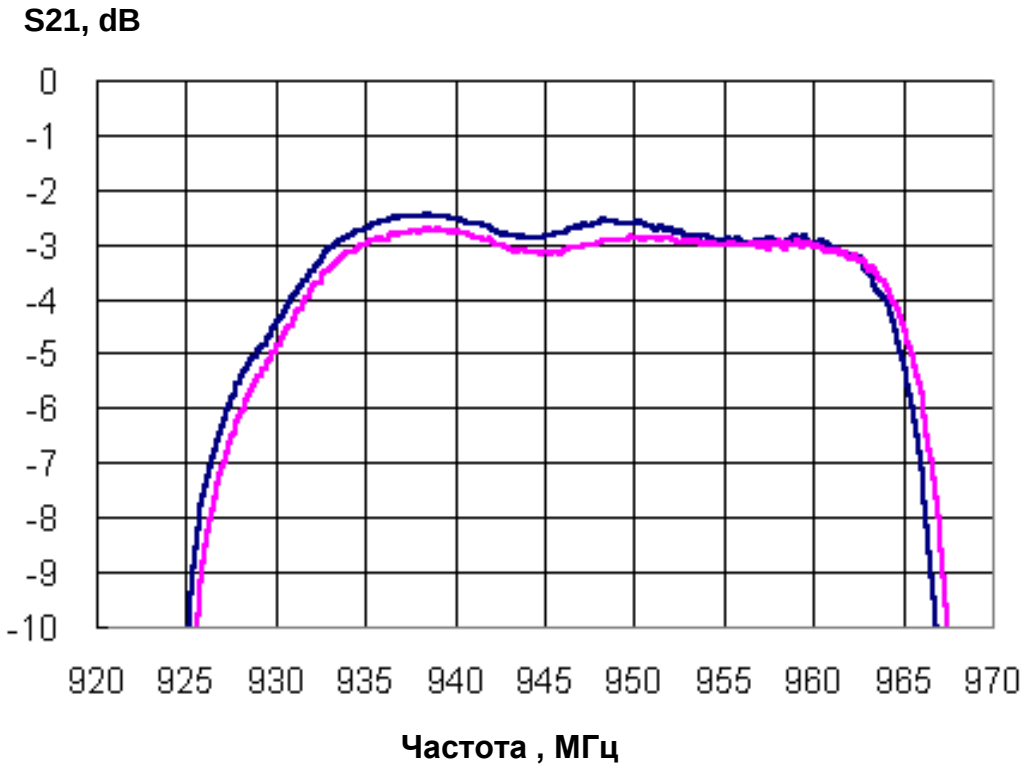


Рис.5.8 . Сравнение измеренных частотных характеристик фильтра 947 МГц , ver.1:

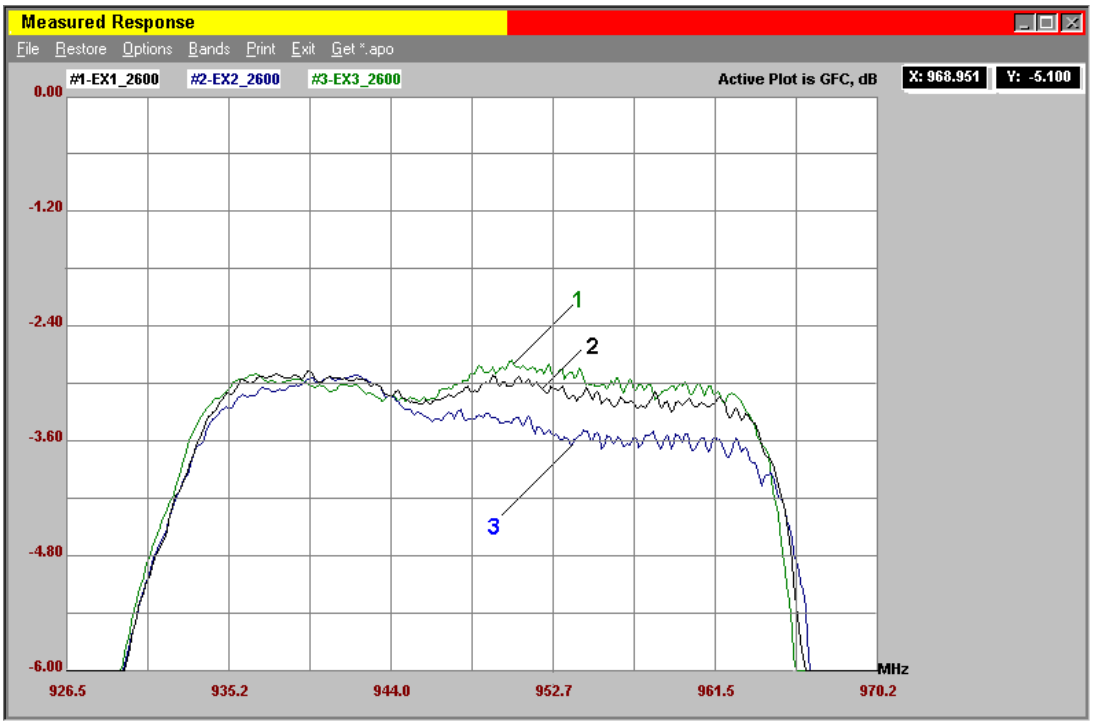
LT36; LT42

(на частоте 935 МГц потери IL=2,73 дБ для LT 42° и IL=3,01 дБ для LT 36°)

На рис. 5.9 показан разброс частотных характеристик фильтра от образца к образцу в экспериментальной партии.

На следующем этапе проектирования проводился анализ влияния паразитных элементов и связей в корпусе SMD 3,0x3,0 мм (рис. 5.4) на частотные

характеристики и оптимизировалась топология фильтра с учетом этих эффектов , а также улучшалась неравномерность АЧХ фильтра в полосе пропускания.



.

a

b

Рис.5.9 . Разброс измеренных частотных характеристик фильтра 947 МГц , ver.1: на $LiTaO_3$, срез yxl/42°, t_{Al}=2600 А:

(——) образец 1; (——) образец 2; (——) образец 3

Так как исключить паразитные элементы (индуктивности и емкости) в корпусе затруднительно, можно применить методы, использующие эти паразитные элементы для улучшения характеристик в полосе заграждения. Эти методы подразумевают создание полюса затухания вблизи центральной или другой заданной частоты. В случае фильтра 947 МГц в корпусе SMD 3,0x3,0 мм частота полюса затухания была около 1600 MHz , т.е. вблизи частоты фильтра Rx-PCN 1842 МГц, как показано на рис. 5.10.

На рис. 5.10 показана частотная характеристика фильтра 947 МГц, измеренная в широкой полосе 100-2000 МГц в прижимном контактном приспособлении. Затухание, измеренное в широкой полосе, значительно превышает 50 дБ. Это значение соответствует требованиям спецификации GSM-Rx фильтров. Избирательность разработанного фильтра Rx-GSM 947 МГц превосходит избирательность фильтра-аналога FUJITSU FAR-G6CH-1G8425-L217 на 10-15 дБ в полосе частот 300 MHz -800 МГц, на 10-15 дБ в полосе частот 1100-1500 МГц и на 10-40 дБ в полосе частот 1600-2000 МГц.

Причина хорошей избирательности – гораздо более лучшее заземление контактов и крышки корпуса в прижимном измерительном приспособлении. Мы использовали проводящую резину вместо упругих контактов для соединения заземляющих контактов корпуса и заземления измерительного приспособления. Мы также закоротили крышку корпуса и "землю" измерительного приспособления.

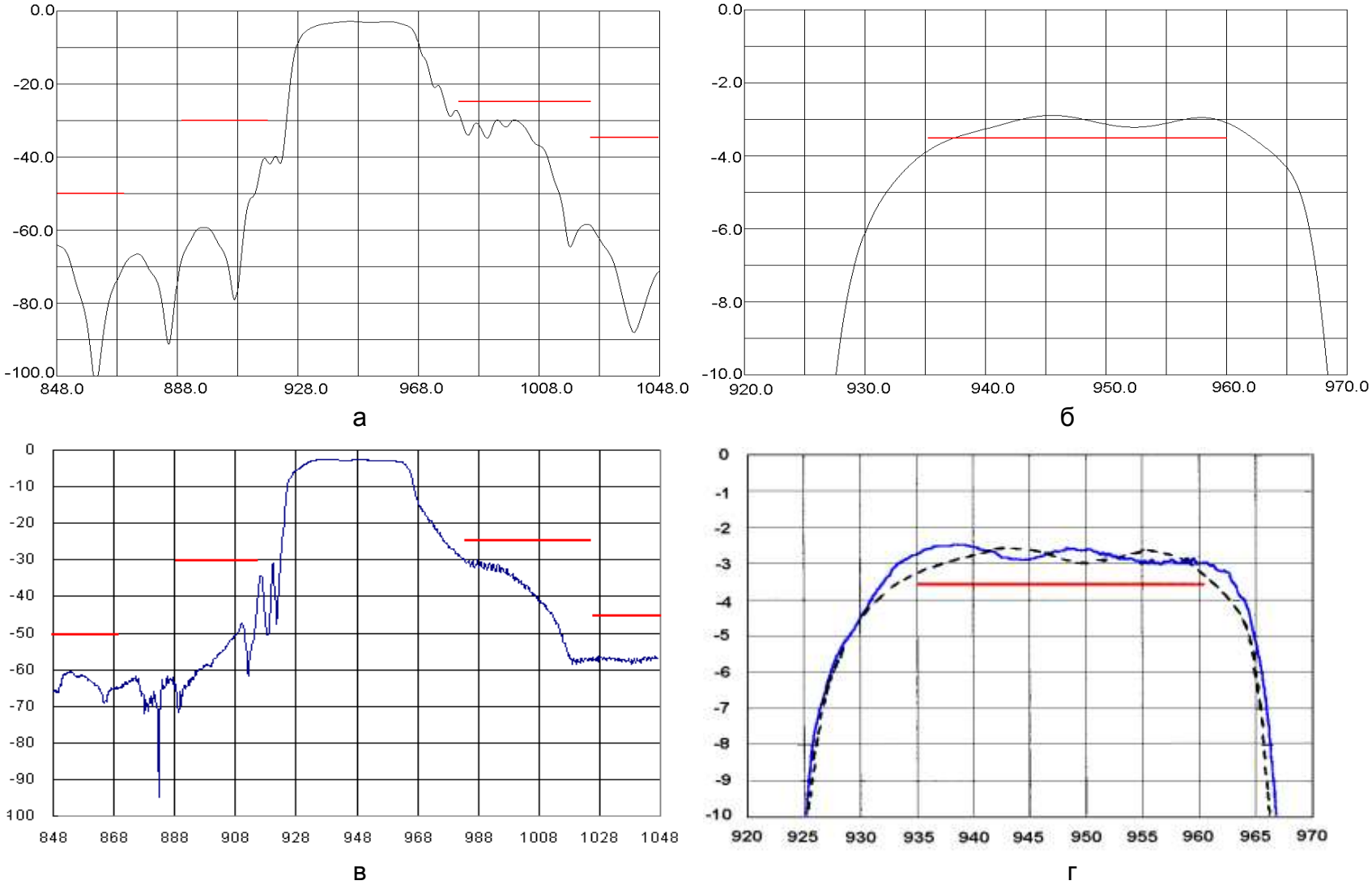
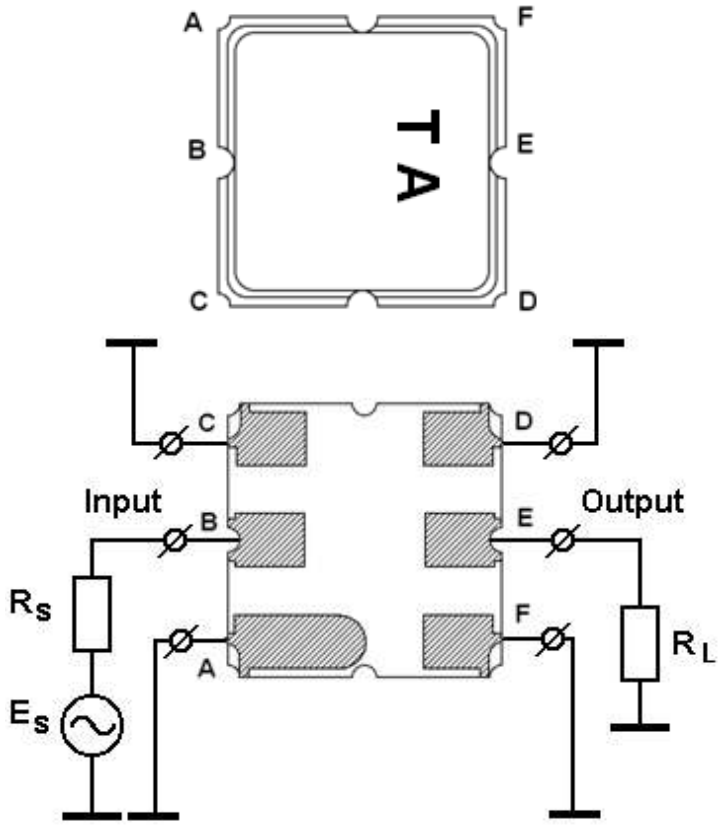


Рис. 5.10.Частотные характеристики 947 МГц фильтра, версия 2, на yxl/42° срезе $LiTaO_3$: расчетные (а,б – черные линии) и измеренные (в,г – синие линии) в широкой полосе частот 848-1048 МГц (а, в) и узкой полосе частот 920-970 МГц (б,г)

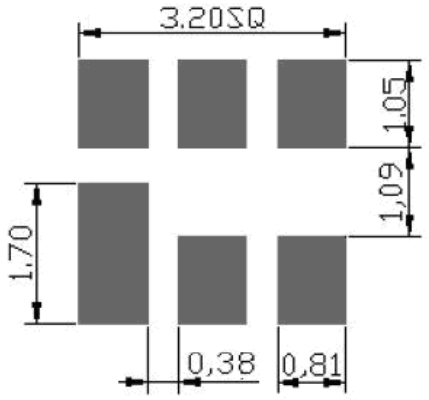
5.3. Частотные характеристики серийно освоенного фильтра GSM-Rx 947 МГц

5.3.1. Рекомендуемая схема включения фильтра GSM-Rx 947 МГц

Рекомендуемая схема включения серийного фильтра GSM-Rx 947 МГц в корпусе SMD 3,0x3,0x1,4 мм, KD-V99D59-A, KYOCERA, Япония , представлена на рис. 5.11а , на рис.5.11б показан рекомендуемый вид контактных площадок печатной платы печатной для этого корпуса . Измеренные частотные характеристики серийного фильтра показаны на рис. 5.12 .



а

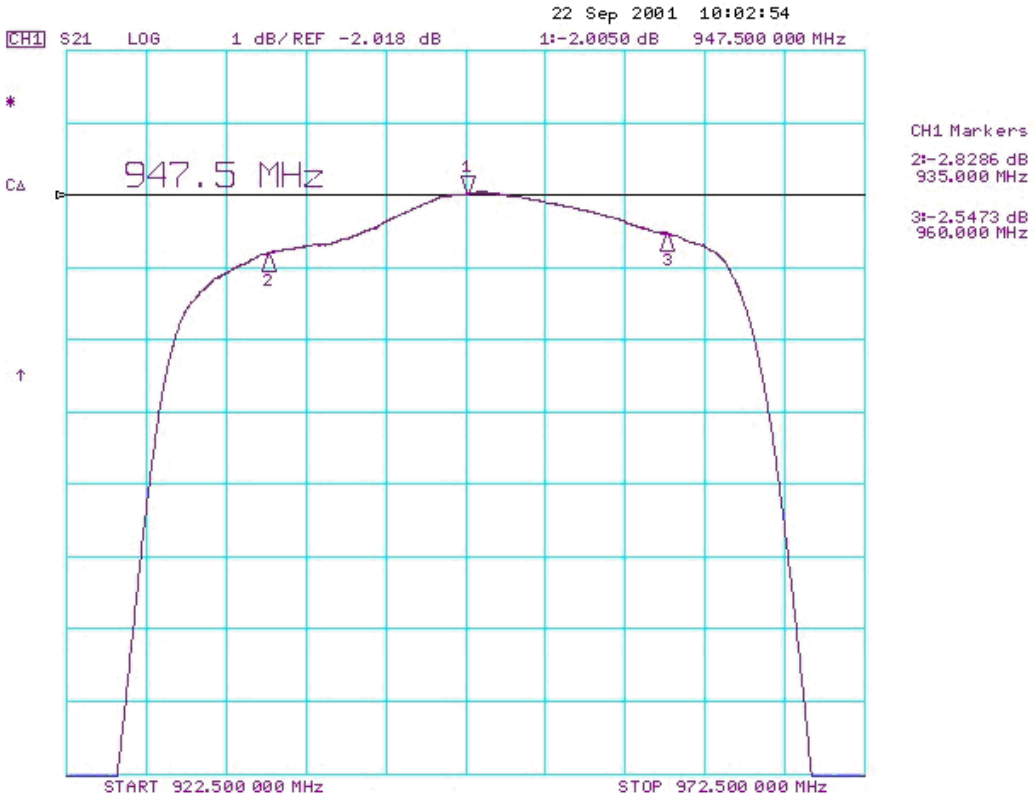


б

Рис. 5.11. Рекомендуемая схема включения фильтра GSM-Rx 947 МГц в корпусе SMD 3,0x3,0x1,4 мм, KD-V99D59-A, KYOCERA, Япония (а) и рекомендуемый вид контактных площадок печатной платы печатной (б) (Сопротивления нагрузок: $R_S = R_L = 50$ Ом)

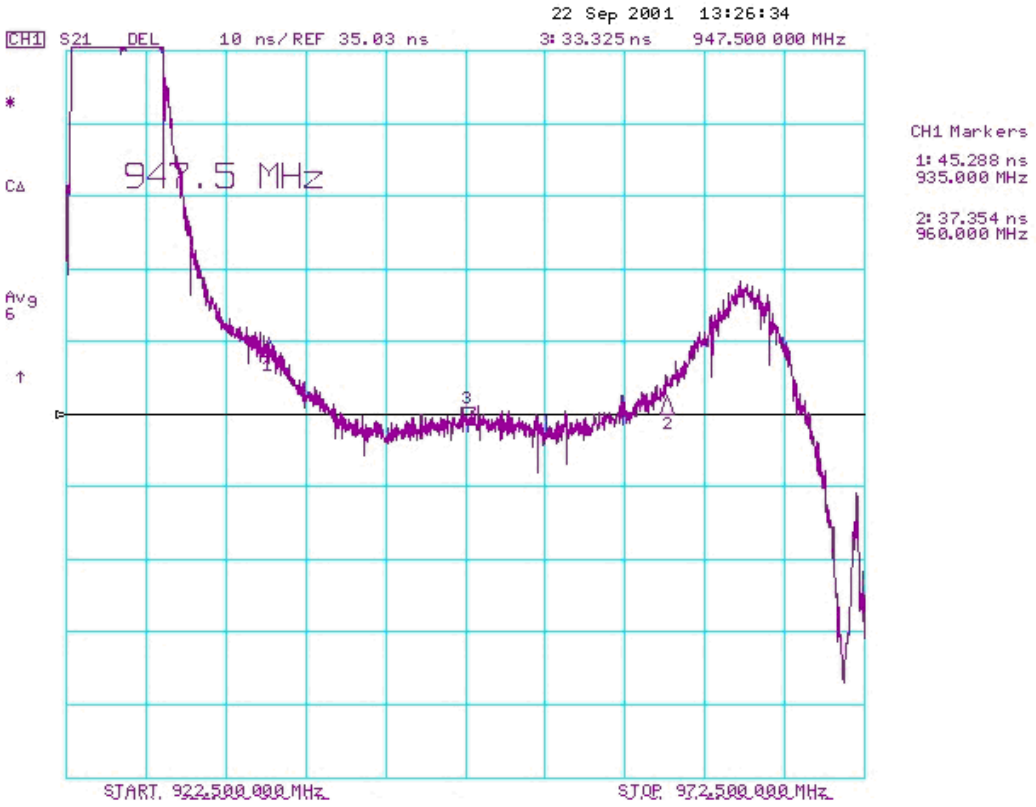
5.3.2. Измеренные частотные характеристики серийного фильтра 947 МГц

|S21|, dB



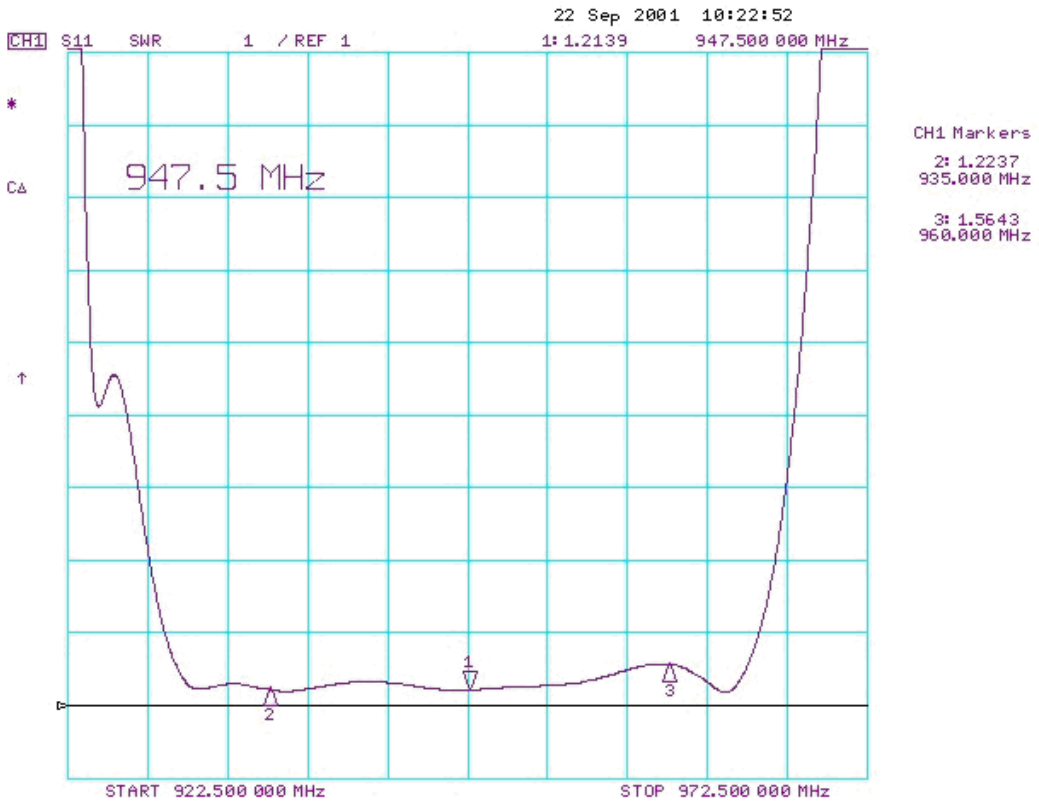
а

GDT, ns



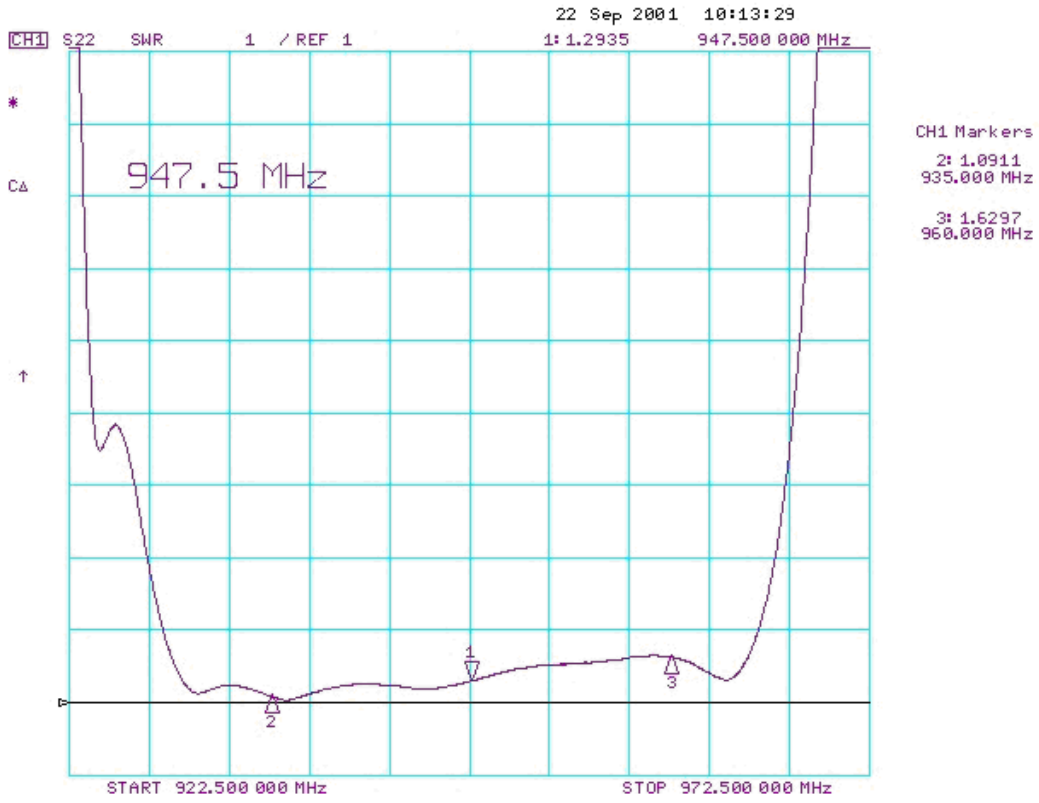
б

SWR 11



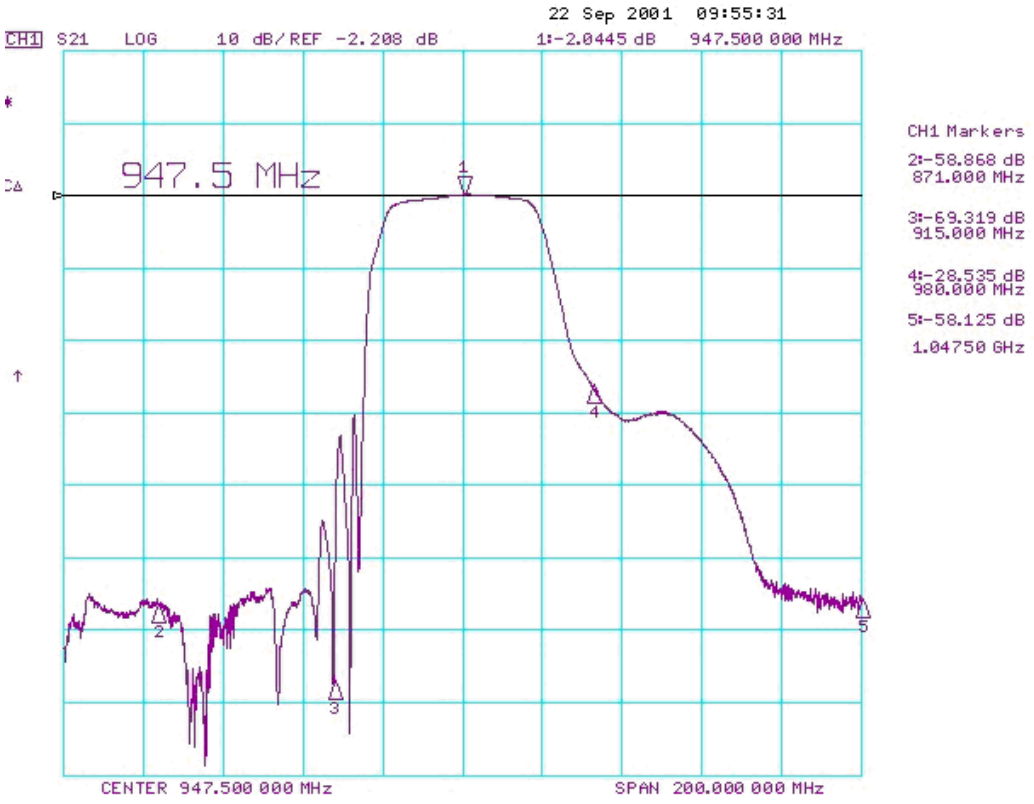
В

SWR 22



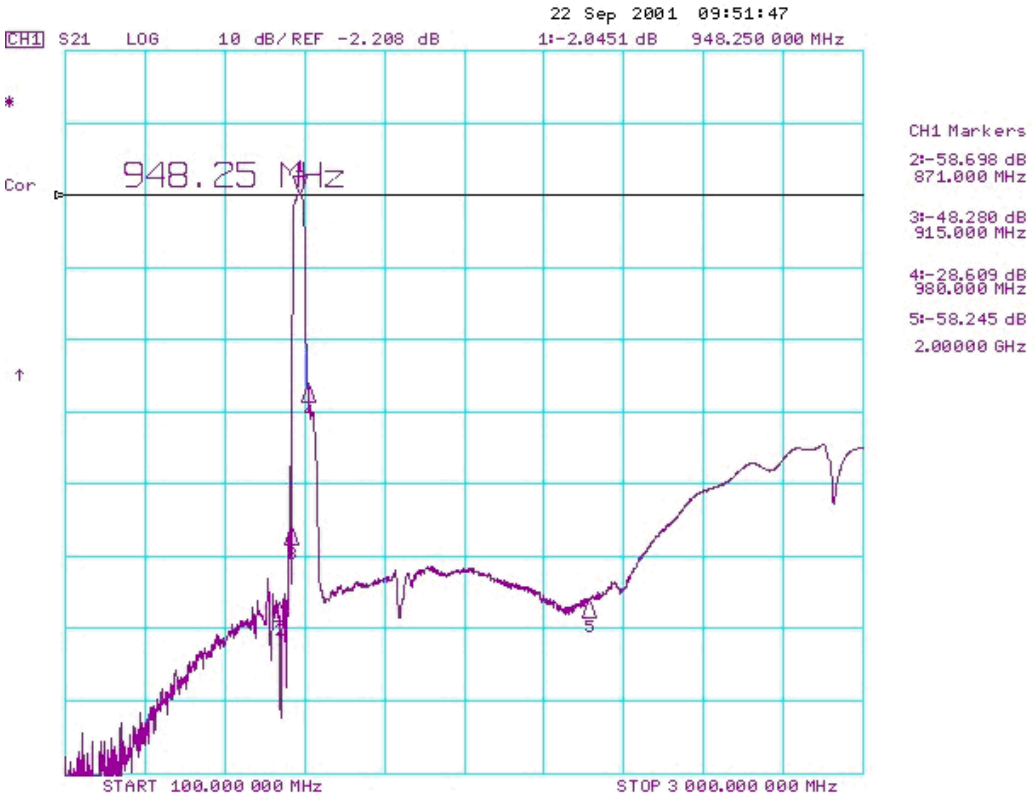
Г

|S21|, dB



д

|S21|, dB



е

Рис.5.12. Измеренные частотные характеристики фильтра GSM-Rx 947 МГц:

а - |S21| в полосе F_0 +/- 25 МГц (F_0 = 947,5 МГц ; IL=2,2 дБ; AR=0,8 дБ);

б - неравномерность ГВЗ в полосе пропускания (GDV = 15 нс);

в - КСВН по входу в полосе 922,5 – 972,5 МГц (SWR = 1,56);

г - КСВН по выходу в полосе 922,5 – 972,5 МГц (SWR = 1,63);

д - |S21| в полосе частот 847,5 – 1047,5 МГц;

е - |S21| в полосе частот 100 - 3000 МГц

Режим: 50/50 Ом без согласования в прижимном контактном устройстве.

Корпус: SMD 3,0 x 3,0 x 1,4 мм.

Обозначения:

AR - пульсации амплитуды;

F_0 - центральная частота;

SWR - коэффициент стоячей волны ;

IL - вносимые потери;

GDT - групповое время запаздывания;

UR - гарантированное затухание.

5.3.3. Основные электрические параметры серийного фильтра GSM-Rx 947 МГц

Основные параметры серийного фильтра GSM-Rx 947 МГц представлены в таблице 5.3

Таблица 5.3

Соответствие электрических параметров фильтра GSM-Rx 947 МГц требованиям спецификации при 20 ^{0}C

Электрические параметры					
Параметры	**Ед.**	**Обозн.**	**Спецификация**		**Тип. GSM-Rx 947 МГц**
			Мин.	**Макс.**	
Центральная частота	МГц	F_0	-	-	947,5
Вносимые потери	дБ	IL		3,5	2,2
Неравномерность АЧХ в полосе частот 935 - 960 МГц	дБ	AR	-	1,4	0,8
КСВН по входу и выходу в полосе 935 - 960 МГц		SWR	-	2,3	1,63
Гарантированное затухание на частотах (относительно уровня 0 дБ):					
-менее 871 МГц -890~915 МГц -980~1025 МГц -1025~2000 МГц -2000~3000 МГц	дБ	UR	50 30 25 45 20	- - - - -	57 45 28 53 35
Сопротивления генератора и нагрузки	Ом	R_S/R_L	50/50	50/50	50/50
Температурный коэффициент частоты	ppm/ °C	TCD	-	- 34	-34

Глава 6. Разработка и исследование конструкции двухстандартного модуля GSM-Rx 947 МГц/ PCN-Rx 1842 МГц в корпусе SMD 3.8X3.8 мм

6.1. Парциальный фильтр GSM-Rx 947 МГц на продольно связанных резонаторах

В двухстандартном модуле оба фильтра (GSM 947 МГц и PCN 1842 МГц) должны располагаться в общем корпусе и на общей подложке и, следовательно, должны иметь одинаковую толщину Al пленки электродов и отражателей.

Для двухстандартного модуля-фильтра GSM-Rx / PCN-Rx 947 / 1842 МГц выбран общий корпус SMD 3,8x3,8 мм, KD-V97034, KYOCERA. Этот корпус имеет удачное расположение четырех сигнальных контактов по его углам и двух заземляющих контактов на его средней линии. Такое расположение контактов позволяет уменьшить длину сигнальных и заземляющих проволочных перемычек и снизить влияние паразитных индуктивностей проволочных перемычек на частотные характеристики фильтра. Размещение заземляющих контактных площадок на средней линии корпуса позволяет уменьшить электромагнитную связь между фильтром 1 (GSM 947 МГц) и фильтром 2 (PCN 1842 МГц). Однако расположение сигнальных и заземляющих контактных площадок SMD 3,8x3,8 мм корпуса отличается от размещения соответствующих контактных площадок корпуса SMD 3,0x3,0 мм, который использовался для индивидуальных фильтров 947 МГц, версия 1, и 1842 МГц, версия 1. Кроме того , неизбежно взаимное влияние парциальных фильтов 947 МГц и 1842 МГц , размещенных на общей подложке , возникающее в результате взаимных емкостных и индуктивных связей в общем корпусе SMD 3,8x3,8 мм (рис.6.1).

Поэтому топологии , размещение и размер контактных площадок , схемы сборки и т.д. для парциальных фильтров двухстандартного модуля в общем корпусе SMD 3,8x3,8 мм должны быть иными , чем для фильтров 947 МГц и 1842 МГц в индивидуальных корпусах SMD 3,0x3,0 мм.

В результате последовательно разрабатывалось несколько версий каждого из парциальных фильтров . Версии 2 предусматривали , в первую очередь , изменение топологий и схем сборки парциальных фильтров для обеспечения максимальной избирательности при размещения фильтров в общем корпусе с учетом главных из взаимных электромагнитных связей. В версиях 3 оптимизировались топологии (в основном , путем изменения частот и параметров резонаторов через варьирование

толщины , апертуры и коэффициентов металлизации) для обеспечения минимальных потерь и минимальной неравномерности АЧХ в полосе пропускания.

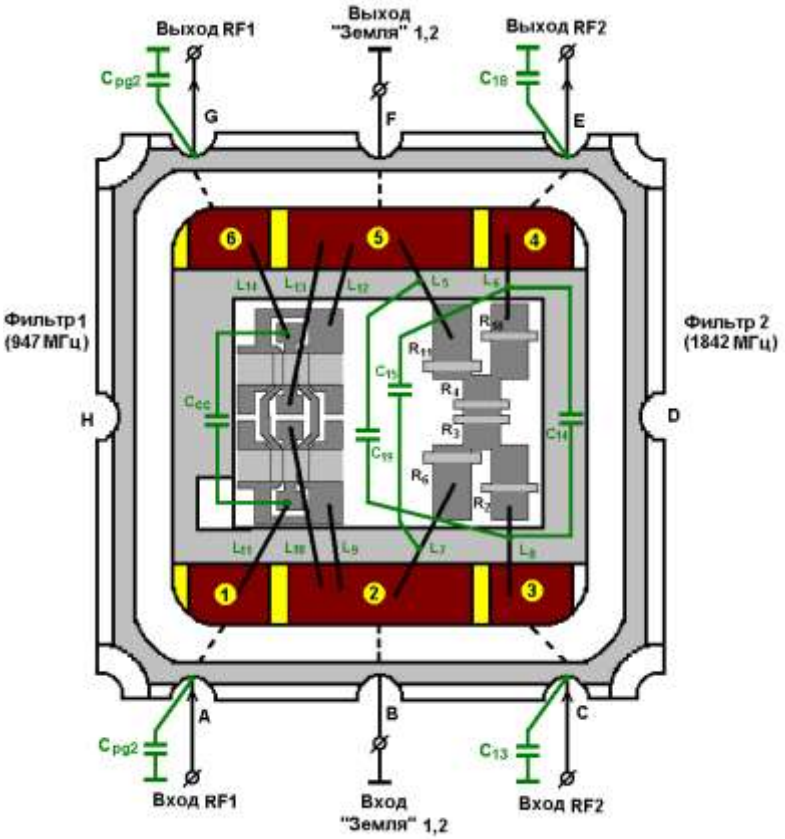
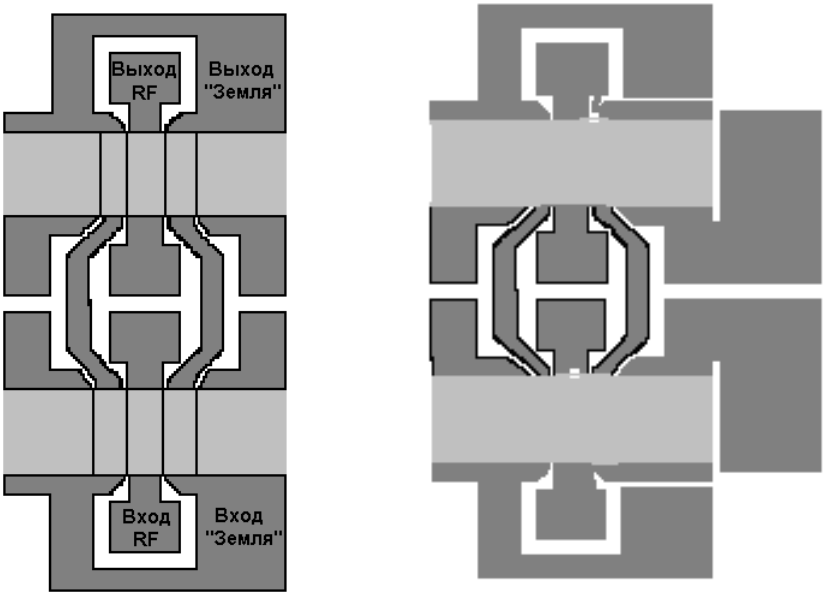


Рис. 6.2. Сборка двухстандартного модуля 947 / 1842 МГц, с парциальными фильтрами версии 1, в корпусе SMD 3,8x3,8 мм с учетом основных паразитных элементов

В парциальном фильтре 947 МГц в последовательно разрабатываемые и исследуемые версии 2 и 3 для двухстандартного модуля были введены следующие изменения топологии по сравнению с индивидуальным фильтром 947 МГц, версия 1:

- выбран $LiTaO_3$, yxl/42° в качестве материала подложки вместо yxl/36°, в версии 1, с целью расширения полосы пропускания и уменьшения вносимых потерь;
- выбрана толщина электродов t_{Al}=2500 A^o, одинаковая с фильтром 1842 МГц, версия 2;
- изменен шаг электродов для обеспечения точной частоты 947 МГц при t_{Al}=2500 A^o;
- скорректирована топология ВШП и отражателей с целью уменьшения паразитного сигнала на частотах 910-920 МГц и увеличения крутизны наклона |S21| в интервале частот 967-977 МГц;
- изменено расположение контактных шин с целью уменьшения длины проволочных перемычек в корпусе SMD 3,8x3,8 мм.

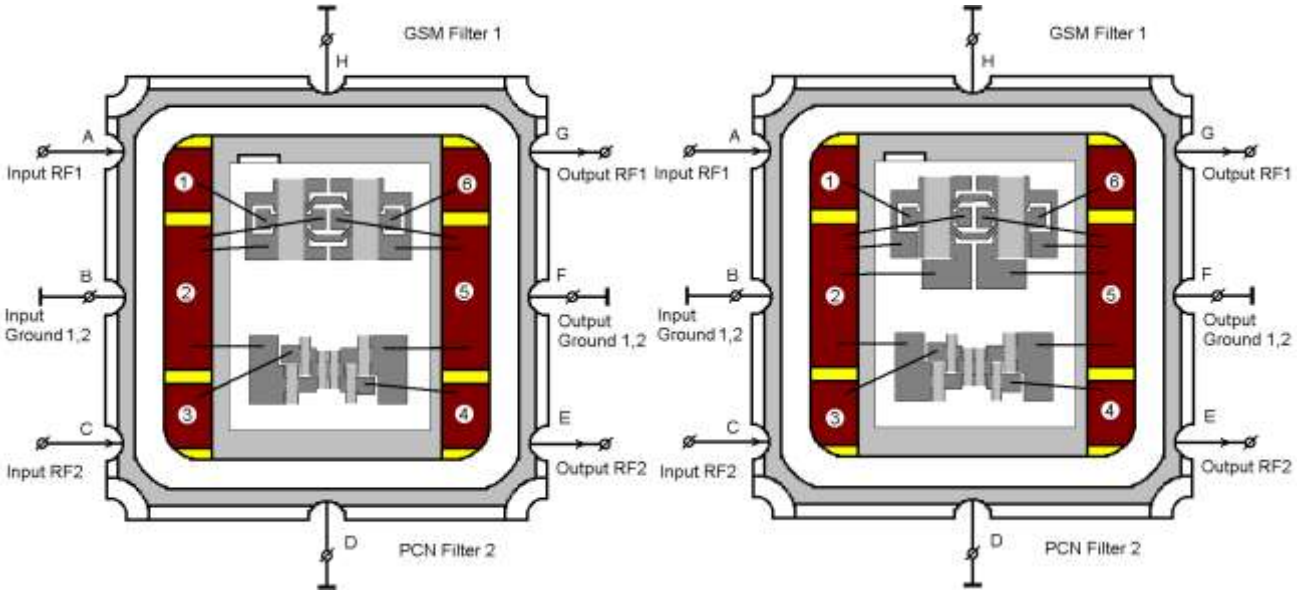
На рис. 6.2 показана топологии парциального фильтра 947 МГц, версии 20 и21, отличающиеся формой контактных площадок -экранов.



версия 20 версия 21

Рис. 6.2. Топология парциального фильтра 947 МГц, версии 20 и 21

На рис. 6.3 показана сборка общего чипа двухстандартного фильтра 947 / 1842 Мгц , версия 2 , в корпусе SMD 3,8x3,8 мм . Топологии , формы и размеры контактных площадок и взаимное размещение парциальных фильтров 947 / 1842 Мгц версий 2 изменено для ослабления основных паразитных эффектов, влияющих на частотные характеристики радиочастотных фильтров.



Версия 20 Версия 21

Рис. 6.3. Сборка двухстандартного модуля 947 / 1842 МГц, версии 20 и 21

Как указывалось выше, фильтры на продольно связанных резонаторах (LCRF) устойчивы к влиянию паразитных электромагнитных эффектов на радиочастотах.

Поэтому дополнительное исследование этих эффектов в фильтре 947 МГц, версия 2, в корпусе SMD 3,8x3,8 мм не проводилось.

Расчетная частотная характеристика фильтра 947 МГц, версия 2, для двухстандартного фильтра без учета паразитных эффектов представлена на рис. 6.4.

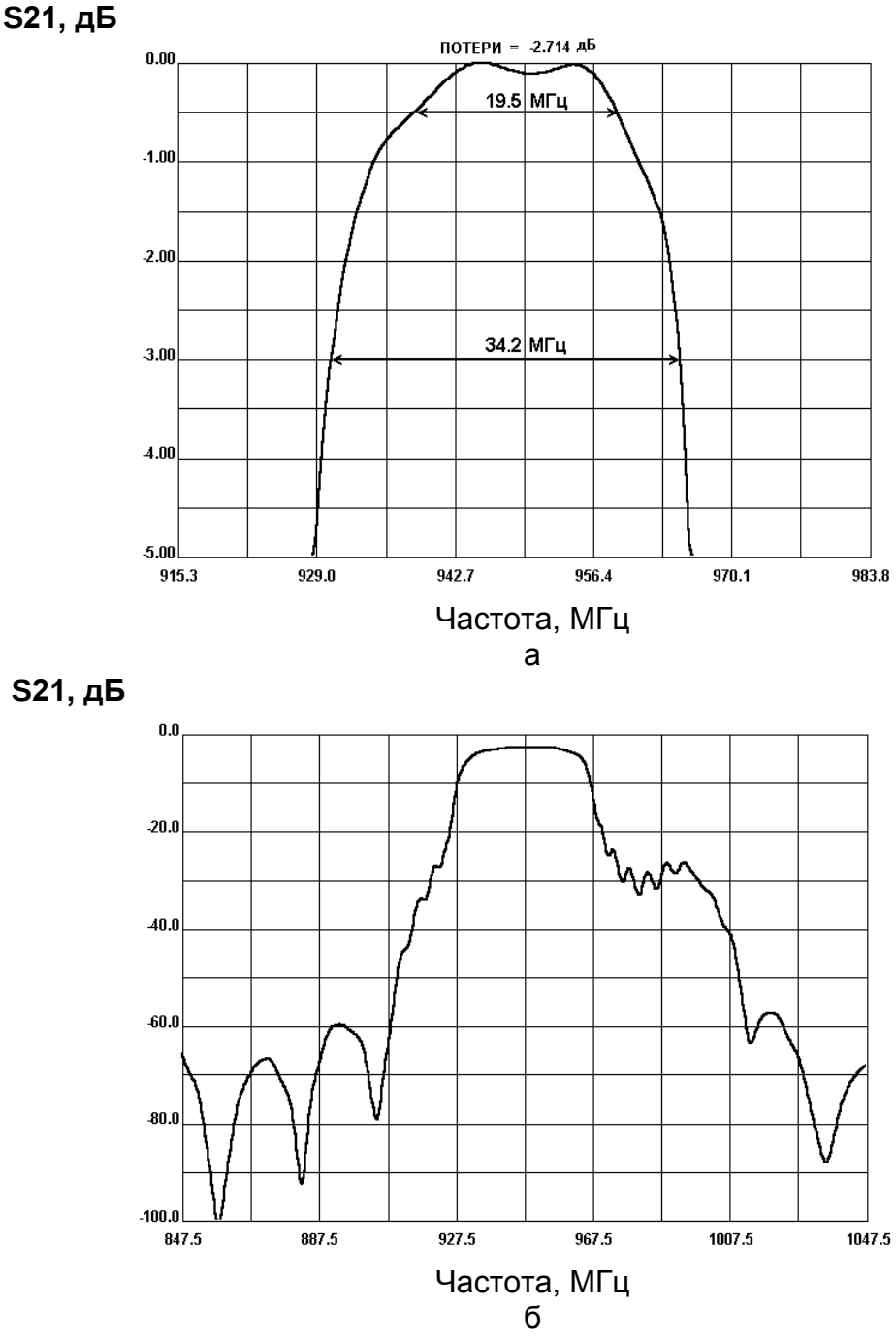
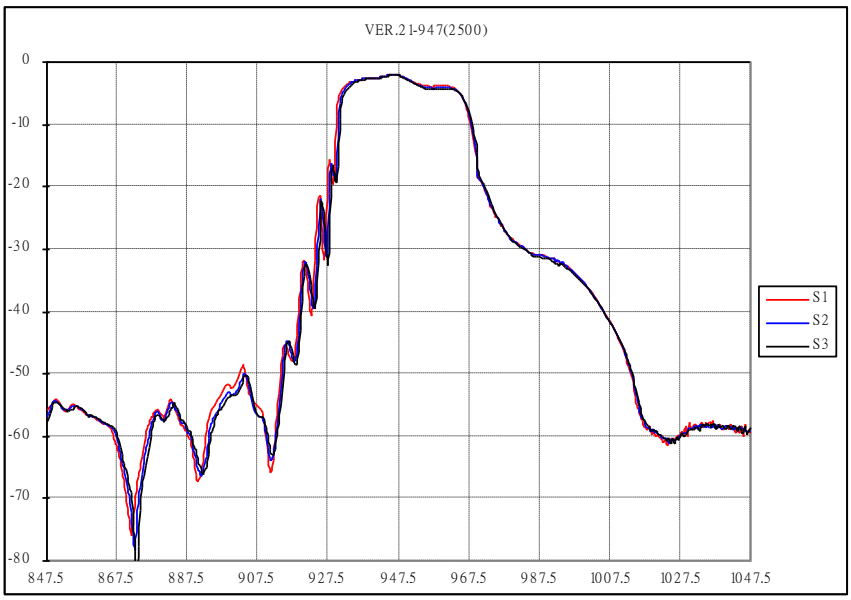


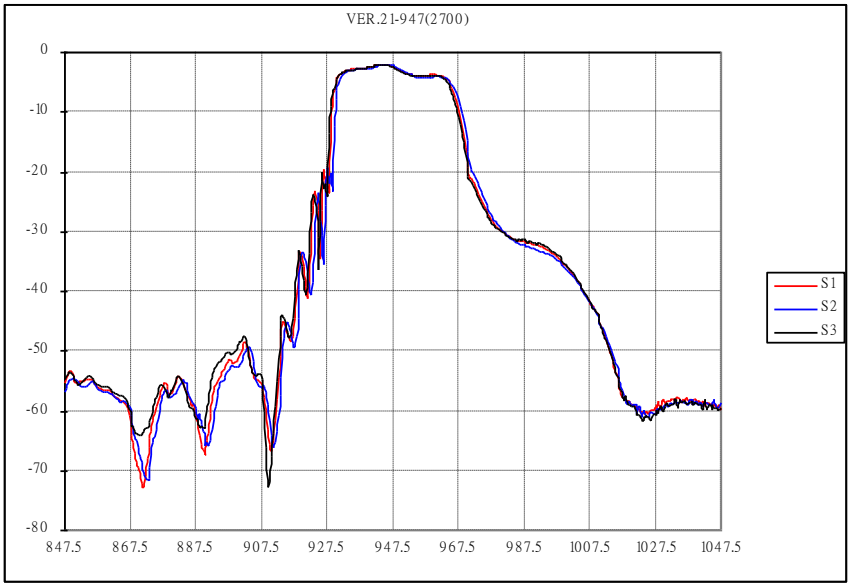
Рис. 6.4. Расчетная частотная характеристика парциального фильтра 947 МГц , версия 2, для двухстандартного модуля без учета паразитных эффектов:

а – в полосе пропускания, б – в широком диапазоне частот

Фильтр 947 МГц изготавливался вместе с фильтром 1842 МГц на общей подложке $LiTaO_3$, yxl/42° с двумя толщинами пленочных алюминиевых электродов 2500 А (версия 20) и 2700 А (версия 21) . Измеренные характеристики фильтра 947 МГц (рис. 6.5) мало отличаются друг от друга при указанных толщинах пленки. Но средняя частота и неравномерность АЧХ лестничного фильтра 1842 МГц являются более чувствительными к изменению толщины пленки. Поэтому значение толщины пленки 2700 А , оптимальное для фильтра 1842 МГц , было выбрано в качестве рабочего значения и для фильтра 947 МГц .



а



б

Рис. 6.5. Частотные характеристики парциального фильтра 947 МГц , измеренные на общей подложке с фильтром 1842 МГц в корпусе SMD 3,8x3,8 мм :
а- Н=2500 А ; б- Н=2700 А

6.2 Парциальный лестничный резонаторный фильтр PCN-Rx 1842 МГц

На рис. 6.6 показана электрическая схема 6-ти резонаторного лестничного фильтра PCN-Rx, 1842 MHz, версия 2, без учета влияния паразитных эффектов в корпусе SMD 3.8x3.8 мм для двухстандартного модуля. В фильтре 1842 МГц, версия 2, для дуального GSM / PCN фильтра были выполнены следующие изменения по сравнению с версией 1 в корпусе SMD 3.0x3.0 мм:

- в качестве материала подложки выбран $LiTaO_3$, срез yxl/42° с целью уменьшения вносимых потерь;

- выбрана толщина Al пленки t_{Al}=2600 A^o, одинаковая с фильтром 947 МГц, вер. 2;

- изменен шаг и апертура электродов ВШП и отражателей с целью получения точной частоты 1842 МГц при t_{Al}=2600 A^o и уменьшения пульсации амплитуды в полосе пропускания;

- изменено расположение контактных шин с целью уменьшения длины проволочных перемычек и влияния их паразитных индуктивностей на частотные характеристики фильтра.

Основные параметры структуры фильтра 1842 МГц, версия 2, представлены в таблице 6.1.

Таблица 6.1

Основные параметры структуры прциального фильтра 1842 МГц, версия 2

Размеры чипа фильтра:	одиночный фильтр - 1.5x2.0 мм дуальный фильтр - 3.0x2.0 мм
Размеры активной области:	0.765x1.5 мм
Размеры сигнальной и заземляющей контактных площадок:	0.25x0.2 мм - сигнал 0.25x0.4 мм - земля
Апертура последовательных резонаторов R_2, R_3, R_4, R_{10}	W_S = 30 мкм
Апертура параллельных резонаторов R_6, R_{11}	W_P= 45 мкм
Число электродов в каждом ВШП резонаторов	N_{IDT}=240
Число электродов в каждой отражательной решетке резонаторов	N_{RG}=50
Шаг электродов в резонаторах R_2, R_{10}:	1.038 мкм
Шаг электродов в резонаторах R_3, R_4:	1.032 мкм
Шаг электродов в резонаторах R_6, R_{11}:	1.08 мкм
Толщина Al пленки	0.26 мкм
Эффективная скорость в $LiTaO_3$, yxl/42^0 срез	3970 м/с

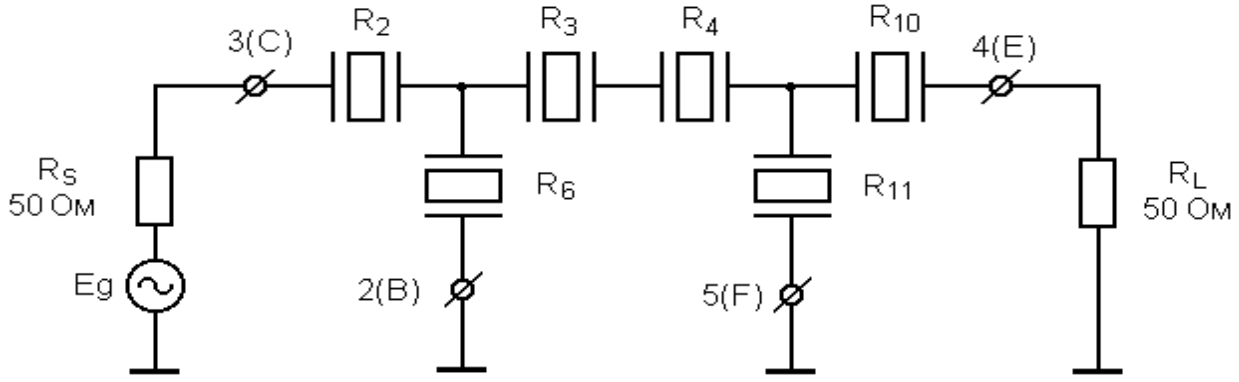


Рис. 6.6. Электрическая схема PCN-Rx 6-ти резонаторного лестничного 1842 МГц фильтра, версия 2, в корпусе SMD 3.8x3.8 мм, без учета паразитных элементов: R_2, R_3, R_4, R_{10} – последовательно подключенные резонаторы; R_6, R_{11} – параллельно подключенные резонаторы

Топология парциального фильтра 1842 МГц, версия 2, показана на рис. 6.7.

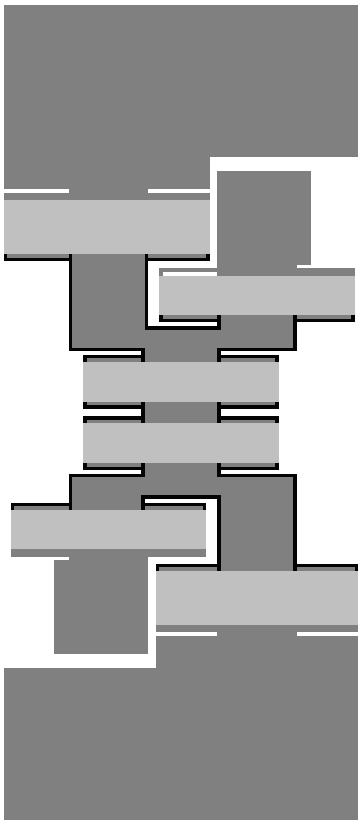


Рис. 6.7. Топология парциального 6-ти резонаторного лестничного фильтра 1842 МГц, версия 2, для двухстандартного модуля Rx GSM-Rx PCN

На рис. 6.8 представлена электрическая схема фильтра 1842 МГц, версия 2. Эта схема учитывает следующие паразитные элементы: индуктивности L_5-L_8 проволочных перемычек; сопротивления R_{15}, R_{19}, R_{20}, R_{22} контактных площадок и соединительных полосок; емкости корпуса C_{13}, C_{18}; емкостная связь C_{14} между сигнальными проволочными перемычками L_6 and L_8; емкостная связь C_{15} между сигнальной проволочной перемычкой L_6 и заземленной проволочной перемычкой L_7; емкостная связь C_{19} между сигнальной проволокой L_8 и заземленной проволочной перемычкой L_5.

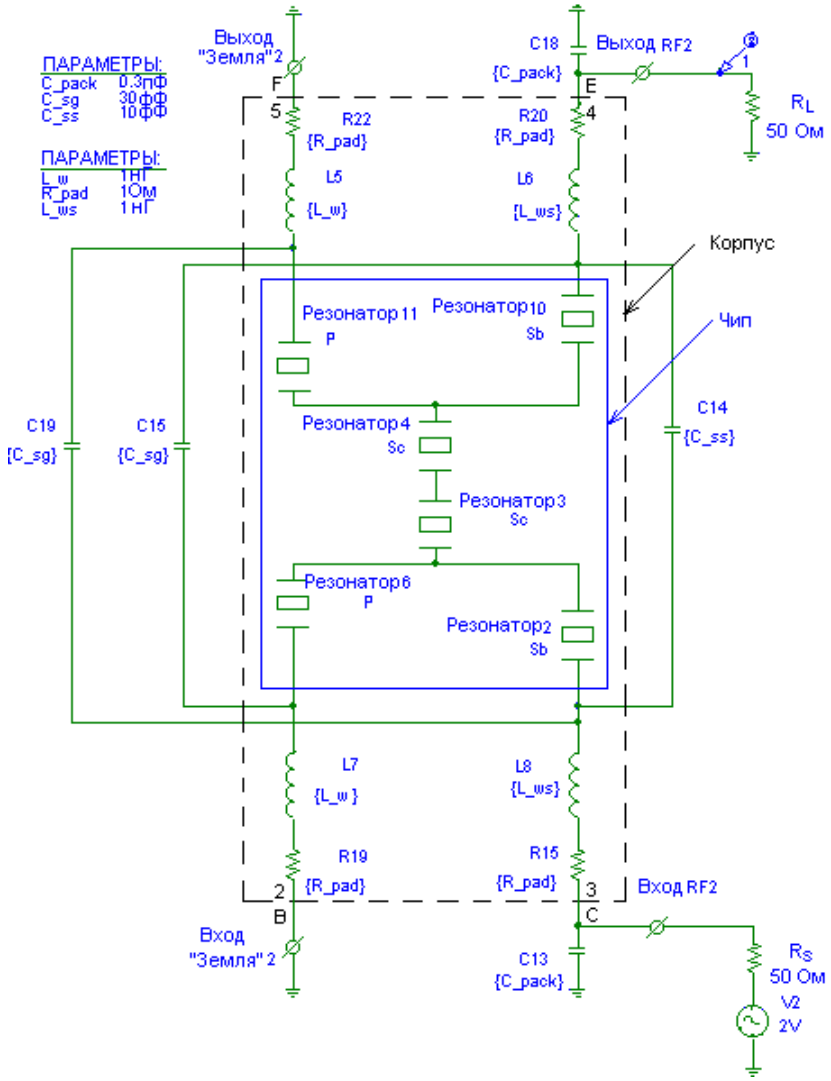


Рис. 6.8. Электрическая схема парциального фильтра 1842 МГц, версия 2, в корпусе SMD 3.8x3.8 мм для двухстандартного модуля с учетом индуктивностей проволочных перемычек, емкости связи, сопротивления и емкости контактных площадок корпуса

Приведенная на рис. 6.8 схема справедлива при размещении фильтра 1 (1842 МГц) на общем с фильтром 2 (947 МГц) чипе в корпусе SMD 3.8x3.8 мм. Взаимное влияние фильтров GSM 947 МГц и PCN 1842 МГц не учитывалось.

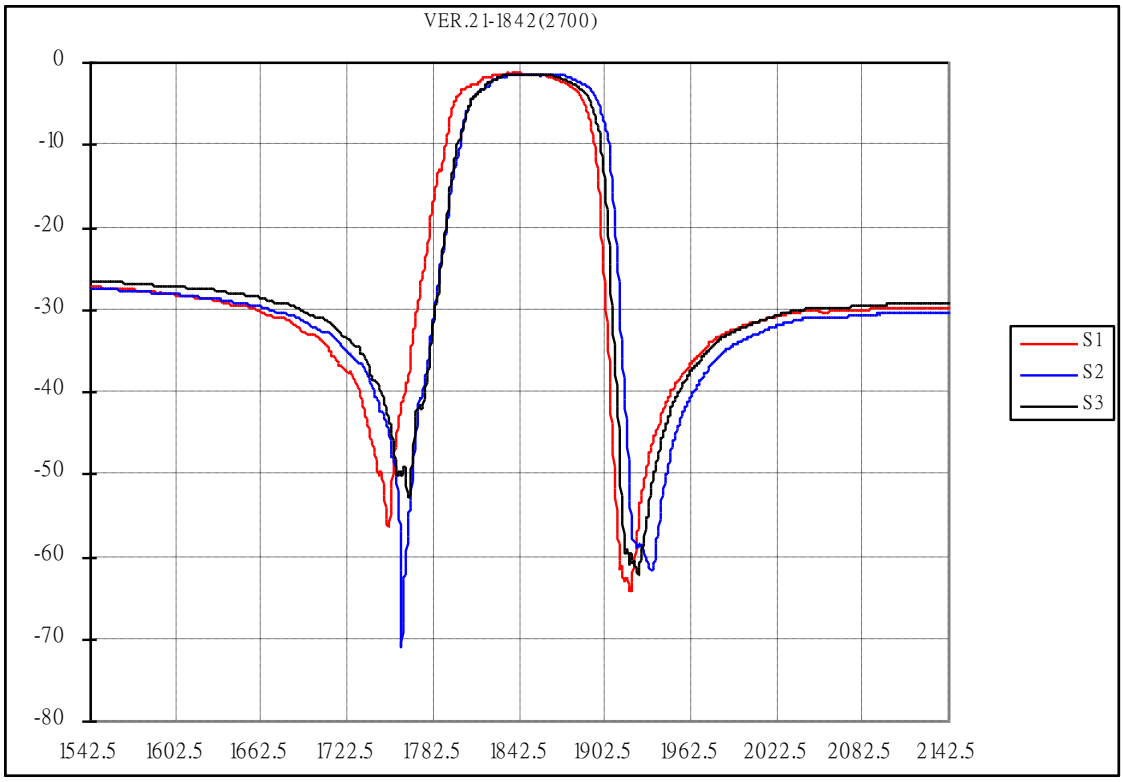
Расчеты показывают, что влиянием взаимной проходной емкости C_{14} между сигнальной входной и выходной проволочных перемычек на форму частотной характеристики в полосе пропускания можно пренебречь, т.к. величина этой емкости очень мала C_{14}=*C_ss*=10 пФ. Однако наличие C_{14} приводит к "заплыванию" полюсов затухания вблизи частот F_1=1730 МГц и F_2=1930 МГц аналогично зависимости на рис. 3.11. Наибольшее влияние на частотные характеристики фильтра оказывают паразитные индуктивности L_5 и L_7 проволочных перемычек, соединяющих параллельные резонаторы R_{11} и R_6 с заземленными контактными площадками корпуса.

Увеличение индуктивности *L_w* заземляющих перемычек L_5 и L_7 с *L_w*=1 нГн до *L_w*=1.9 нГн приводит к "заплыванию" полюсов затухания на частотах F_1=1730 МГц и F_2=1930 МГц. Поэтому проволочные перемычки L_5 и L_7 следует выполнять как можно короче. Увеличение индуктивности сигнальных проволочных перемычек L_6 и L_8 до *L_ws*=3.2 нГн, наоборот, приводит к некоторому расширению полосы пропускания фильтра и к увеличению затухания в широком интервале частот в полосе заграждения. Поэтому проволочные перемычки L_6 и L_8 следует выполнять как можно длиннее.

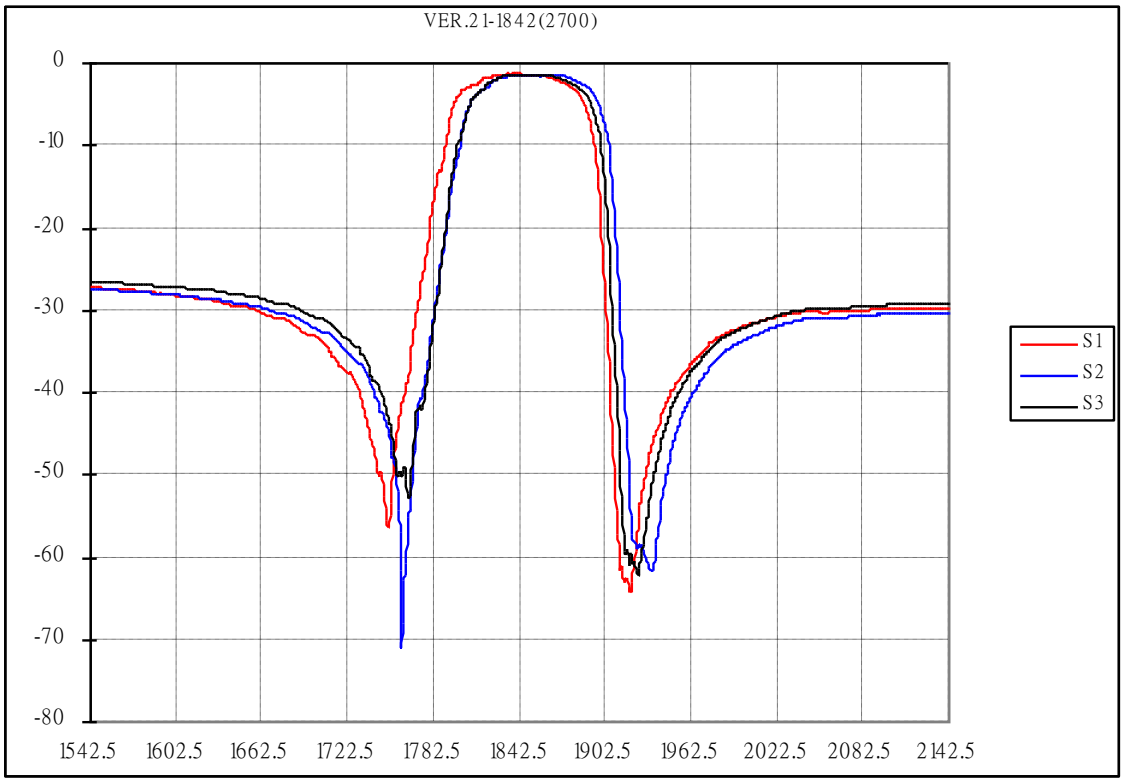
На рис. 6.9 представлены частотные характеристики парциального фильтра 1842 МГц , версия 21 , измеренные в составе двухстандартного модуля 947-1842 МГц на общей с фильтром 947 МГц и при различных иолщинах алюминиевой пленки H=2500 A и H=2700 A. Измерения показывают , что при H=2700 A средняя частота фильтра практически совпадает с расчетным знвчением 1842, 5 МГц , а потери и неравномерность АЧХ минимальны.

Поэтому для финальной версии 3 обоих фильтров была рекомендована толщина пленки H=2700 A.

На рис. 6.10 показаны частотные характеристики двухстандартного модуля Rx-GSM/Rx-PCN при поочередном включении парциальных фильтров 1842 МГц и 947 МГц , версия 21 , размещенных на общей подложке из $LiTaO_3$, срез yxl/42° , в корпусе SMD 3,8x3,8 мм .



а



б

Рис. 6.9. Измеренные частотные характеристики парциального фильтра 1842 МГц , размещенного на общей подложке с фильтром 947 МГц в корпусе SMD 3,8x3,8 мм : а- H=2500 A ; б- H=2700 A

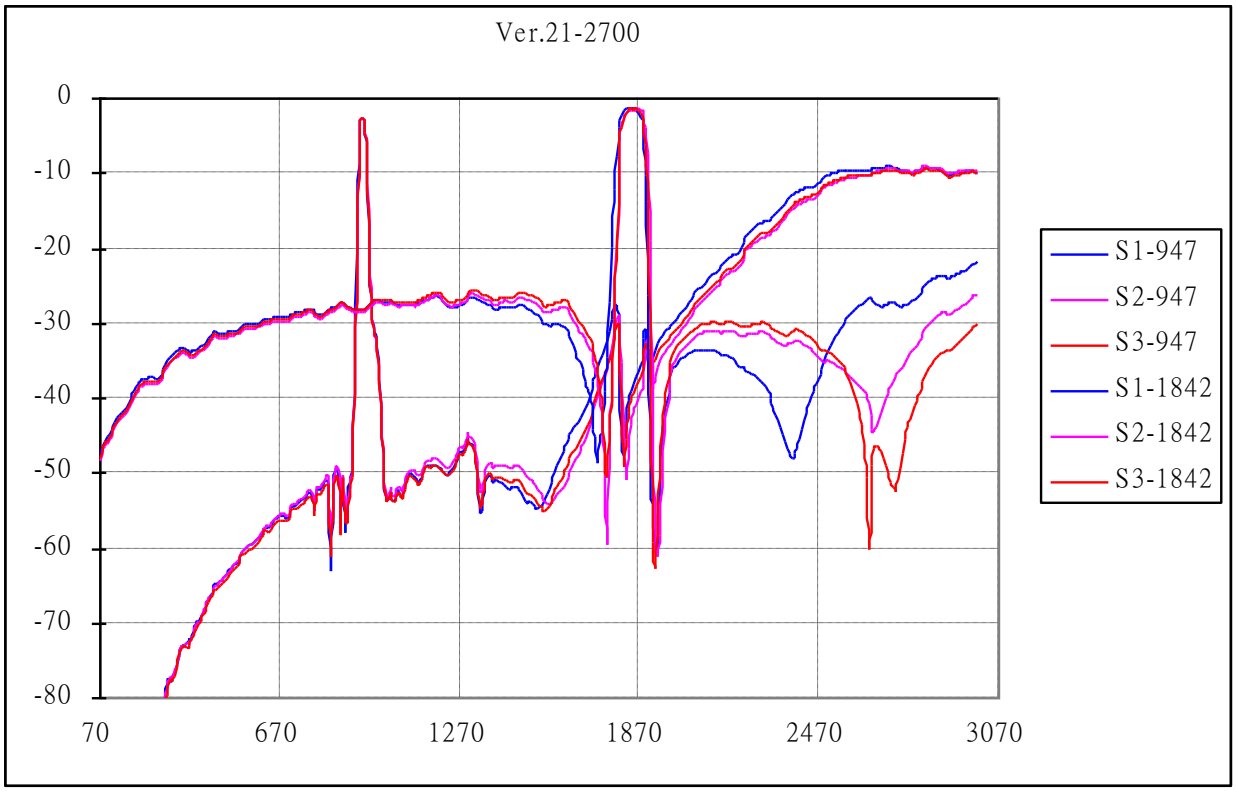


Рис. 6.10 Измеренные частотные характеристики двухстандартного модуля Rx-GSM/Rx-PCN при поочередном включении парциальных фильтров 1842 МГц и 947 МГц , версия 21 , размещенных на общей подложке в корпусе SMD 3,8x3,8 мм .

6.3. Частотные характеристики серийно освоенного двухстандартного фильтра GSM-Rx / PCN-Rx 947 / 1842 МГц в корпусе SMD 3,8X3,8 мм

При размещении на одном чипе обоих фильтров GSM/PCN толщина алюминиевой пленки и, следовательно, электродов фильтров, будет одинакова. Если выбрать оптимальную толщину Al для одного фильтра, например, $H1$=2800A для GSM фильтра, для второго фильтра PCN эта толщина будет существенно больше по сравнению с оптимальным значением $H2$=1800A. В результате будет искажаться АЧХ фильтра PCN в полосе пропускания.

Поэтому в дуальном фильтре 947/1842 МГц, версия 2, толщина пленки выбралась равной H=2600 A. Но величина неравномерности АЧХ фильтра 947 МГц превысила 1,5 дБ.

В следующих версий 31 и 32 толщина Al пленки была выбрана H=2700 A, что оказалось приемлемым для обоих фильтров 947 МГц и 1842 МГц. Для этой толщины H=2700 A была выполнена коррекция топологии дуального фильтра, версия 3, которая показана на рис. 6.11. Сборка фильтра приведена на рис. 6.12.

Фильтр 1 GSM 947 МГц Фильтр 2 PCN 1842 МГц

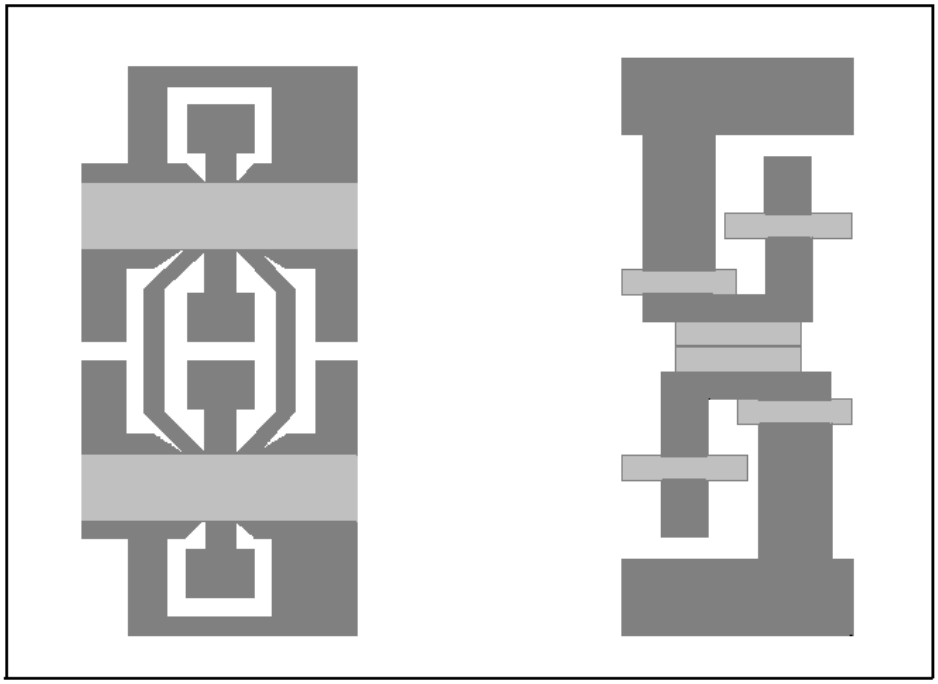


Рис.6.11. Топология двухстандартного фильтра 947/1842 МГц, версия 32

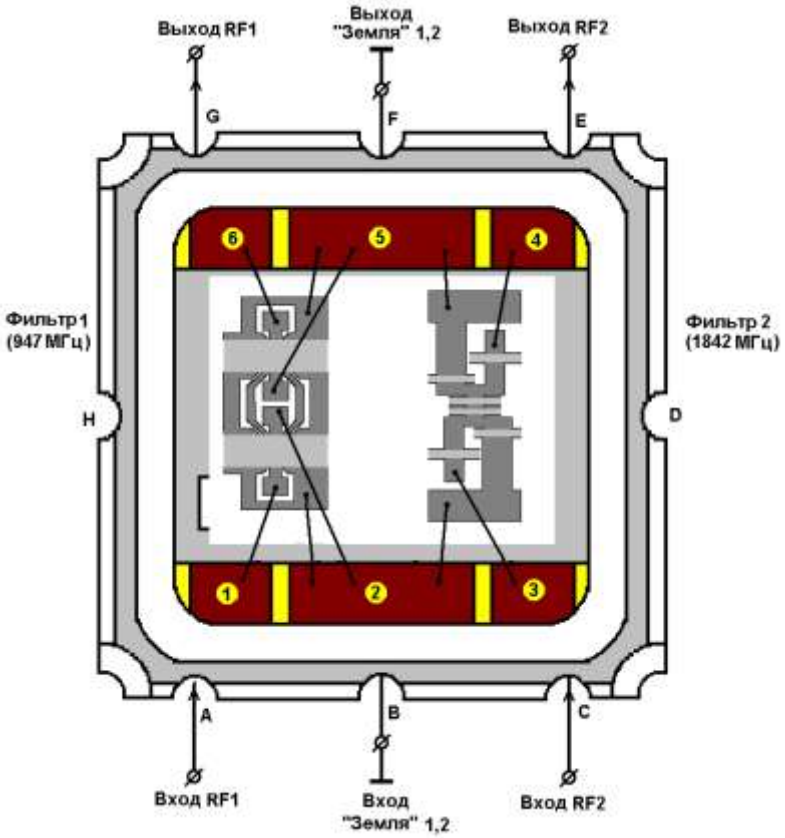
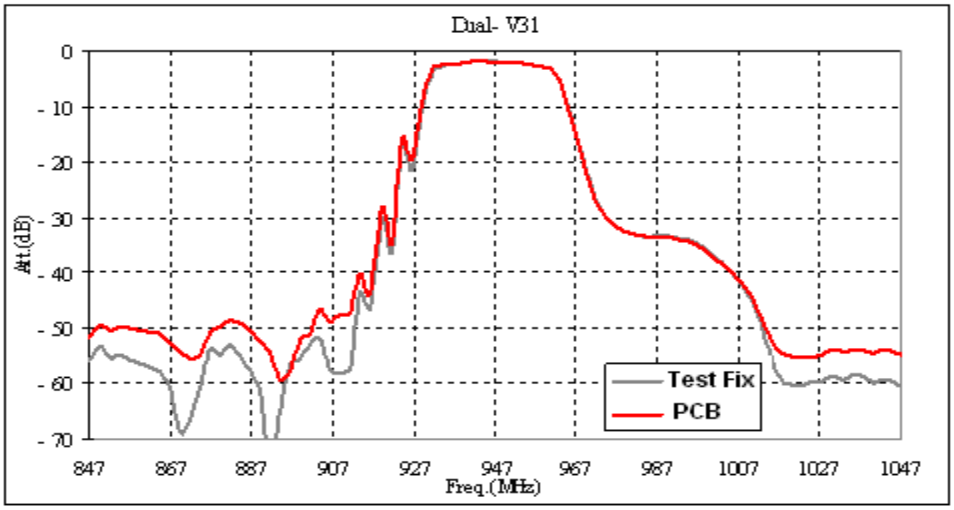


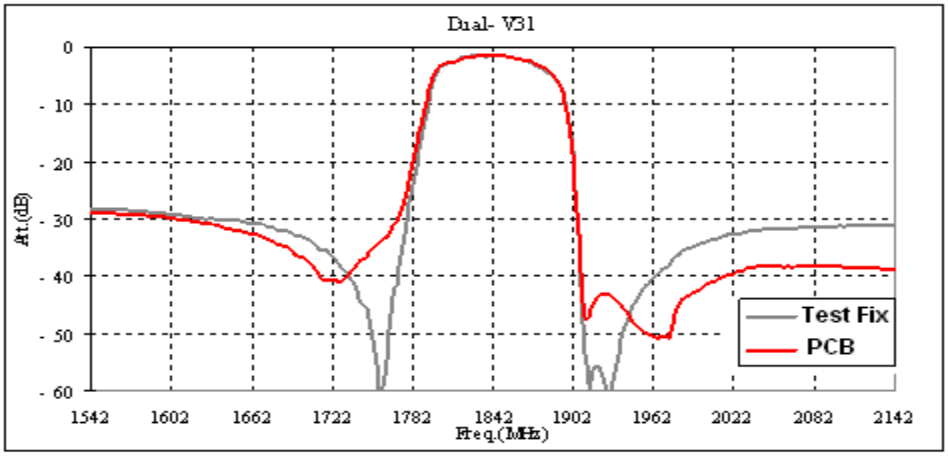
Рис.6.12. Сборка двухстандартного фильтра 947/1842 МГц, версии 31 и32, в корпусе SMD 3,8x3,8x1,4 мм, KD-V97034, KYOCERA, Япония

Для модуля версии 31 сравнивались частотные характеристики поочередно работающих парциальных фильтров , измеренные в прижимном контактном

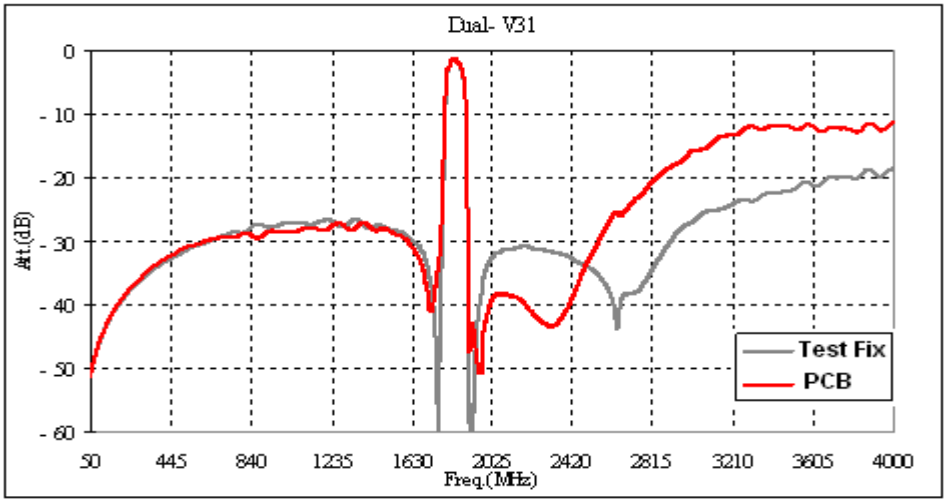
устройстве и на при размещении двухстандартного модуля на печатной плате радиотелефона (рис. 6.13) . Из рис. 6.13 видно , что избирательность обоих парциальных фильтров в широкой полосе частот выше на 8-10 дБ при размещении модуля на печатной плате.



а



б



в

Рис. 6.17 Частотные характеристики парциальных фильтров , версия 31, измеренные в контактном устройстве (красный цвет) и на печатной плате радиотелефона (серый цвет)

Каждый из парциальных фильтров в двухстандартном радиотелефоне работает поочередно в соответствии с электрической схемой на рис.6.14 в зависимости от выбранного пользователем стандарта связи .

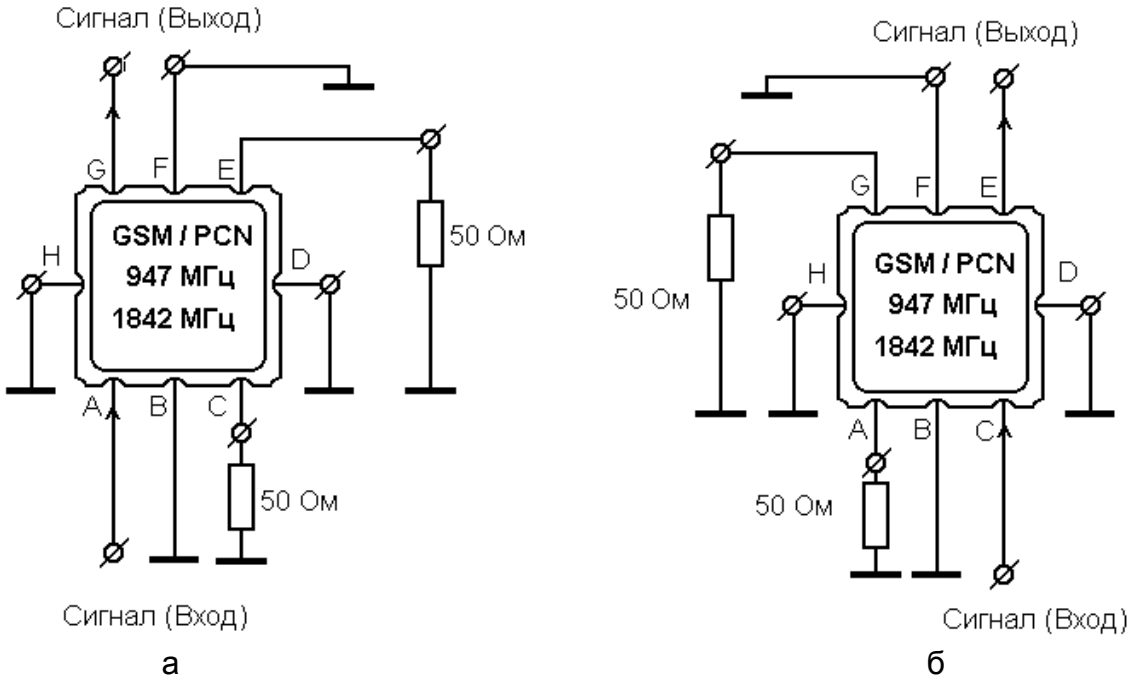
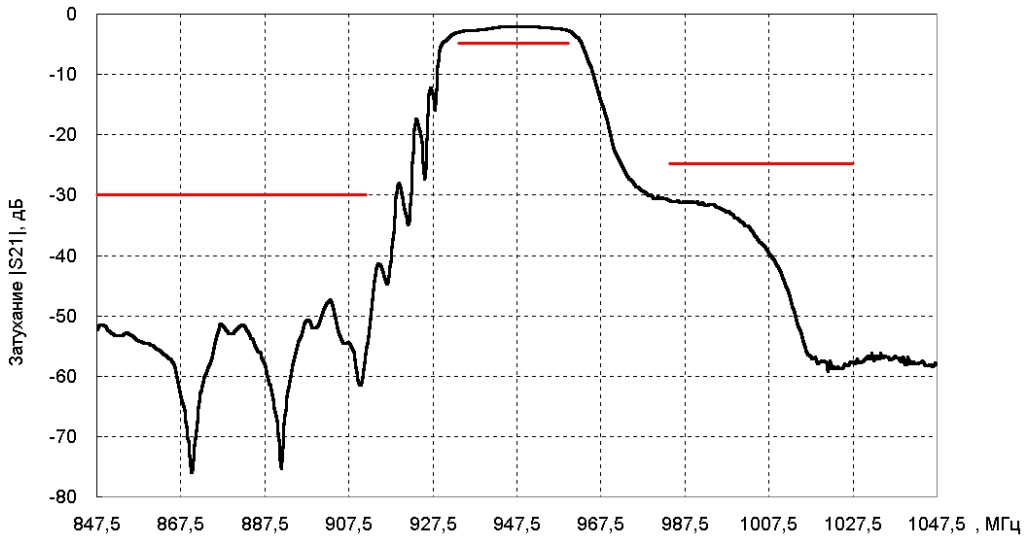


Рис.6.14. Электрическая схема двух-стандартного фильтра GSM/PCN 947/1842 МГц:
а - включен фильтр 1 на 947 МГц; б - включен фильтр 2 на 1842 МГц

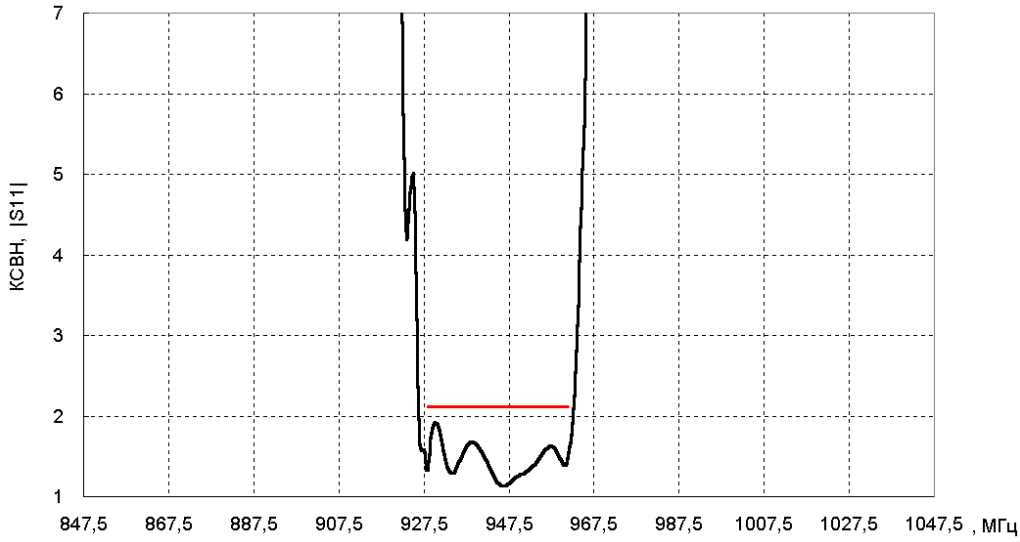
Частотные зависимости передаточной функции S21, коэффициентов стоячей волны по напряжению (КСВН) на входе S11 и на выходе S22 обоих парциальных фильтров 947 МГц и 1842 МГц финальной версии 32 показаны в узком диапазоне частот на рис.6.15 и 6.16 соответственно в сравнении с требованиями ТЗ и спецификации фирмы FUJITSU, Япония.

Частотные характеристики парциальных фильтров GSM 947 МГц и PCN 1842 МГц при поочередной их работе в широком интервале частот показаны на рис. 6.16.

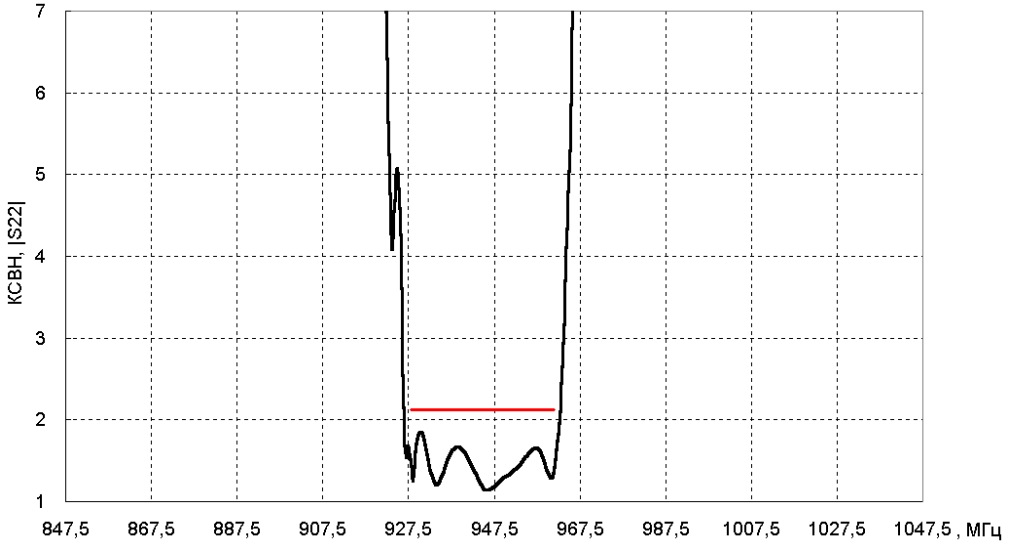
Сравнение измеренных и требуемых параметров двухстандартного фильтра, представленное в таблице 6.3 , показывает, что разработанный фильтр, версия 32, полностью соответствует ТЗ и превосходит аналог FAR-G6CH-1G8425-L217 фирмы FUJITSU, Япония.



а



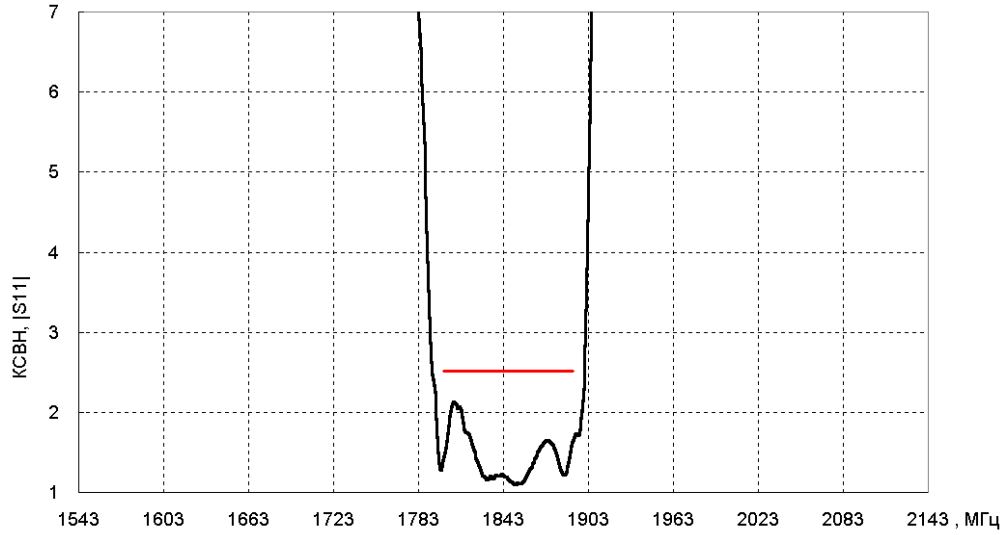
б



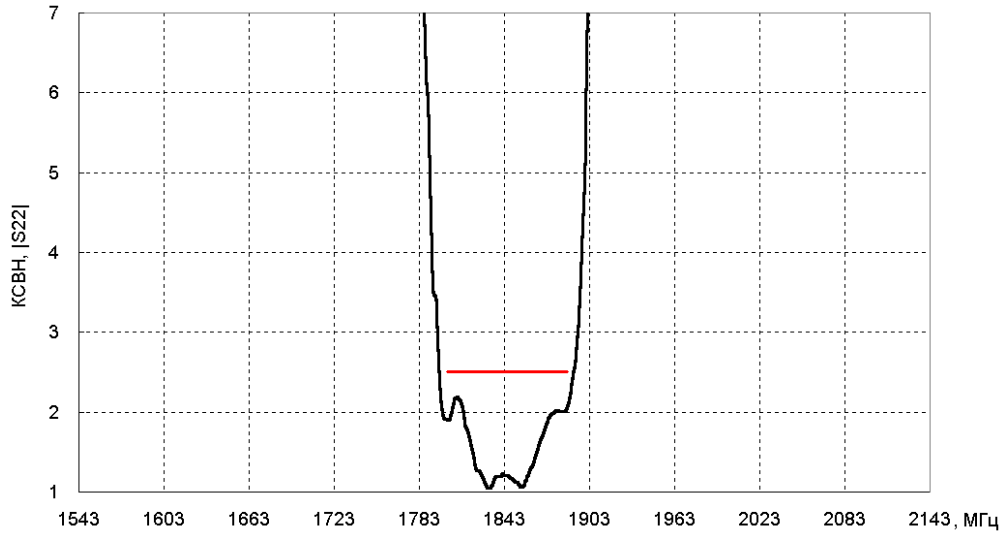
в

Рис.6.15. Частотные характеристики парциального фильтра 1 на 947 МГц, версия 32, в общем корпусе двухстандартного фильтра: а - |S21|; б - |S11|; в-|S22|

а

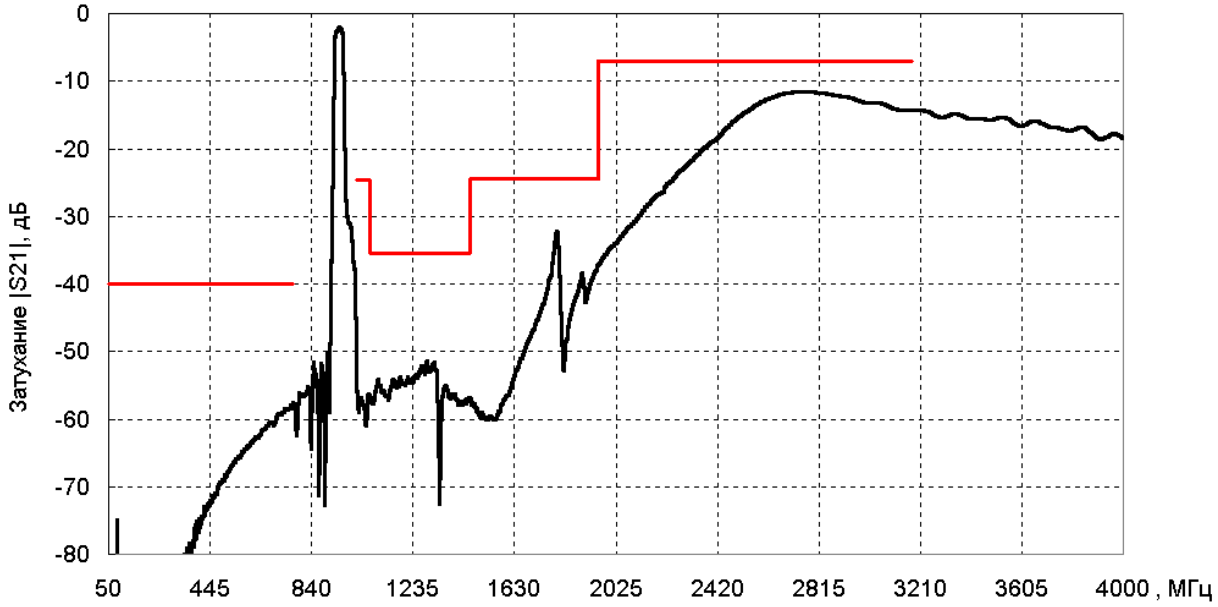


б



в

Рис.6.16. Измеренные частотные характеристики фильтра 2 на 1842 МГц, версия 32, в общем корпусе двух-стандартного фильтра: а - |S21|; б - |S11|; в-|S22|



а

б

Рис.6.17. Измеренные частотные характеристики фильтров GSM (а) и PCN (б), финальная версия 32, при их поочередной работе в широком диапазоне частот

- Требования ТЗ

Таблица 6.2

Сравнение измеренных параметров двух-стандартного фильтра GSM-PCN и требований ТЗ

Параметры фильтра 1: GSM-Rx (Полоса пропускания 935-960 МГц)							
Параметр	Обоз-начение	Условия (МГц)	Единица измере-ния	Требования ТЗ		Изме-рено	Соответ-ствие ТЗ
				Мин.	Макс.		
Вносимые потери	IL	935-960	дБ	-	3.7	2.3	+
Пульсации амплитуды	AR	935-960	дБ	-	1.6	1.0	+
Абсолютное затухание	AA	30- 800	дБ	40	-	54	+
		890-915	дБ	30	-	43	+
		980-1030	дБ	25	-	30	+
		1100-1500	дБ	35	-	50	+
		1500-1800	дБ	23	-	35	+
		2000-3000	дБ	6	-	11	+
КСВН		935-960		-	2.1	1.8	+
Сопротивление нагрузки и генератора	R_S, R_L	935-960	Ом	-	-	50	+
Максимальная входная мощность	P_{IN}	835-960	дБм	-	15	-	+
Рабочая температура	Та	-	C^o	-30	85	25	+
Параметры фильтра 2: PCN-Rx (Полоса пропускания 1805-1880 МГц)							
Параметр	Обоз-начение	Условия (МГц)	Единица измере-ния	Требования ТЗ		Изме-рено	Соответ-ствие ТЗ
				Мин.	Макс.		
Вносимые потери	IL	1805-1880	дБ	-	4.0	1.5	+
Пульсации амплитуды	AR	1805-1880	дБ	-	2.3	1.8	+
Абсолютное затухание	AA	500-1500	дБ	17	-	28	+
		1500-1700	дБ	20	-	30	+
		1710-1785	дБ	11	-	34	+

Продолжение таблицы 6

Параметр	Обоз-начение	Условия (МГц)	Единица измере-ния	Требования ТЗ		Изме-рено	Соответ-ствие ТЗ
				Мин.	Макс.		
		1920-1980	дБ	20	-	35	+
		2100-2600	дБ	23	-	31	+
		2600-3000	дБ	22	-	32	+
		3610-3760	дБ	15	-	23	+
		5415-5640	дБ	15	-	23	+
КСВН		1805-1880		-	2.4	1.8	+
Сопротивление нагрузки и генератора	R_S, R_L	1805-1880	Ом	-	-	50	+
Максимальная входная мощность	P_{IN}	935-960	дБм	-	15	-	+
Рабочая температура	Та	-	C^o	-30	85	25	+

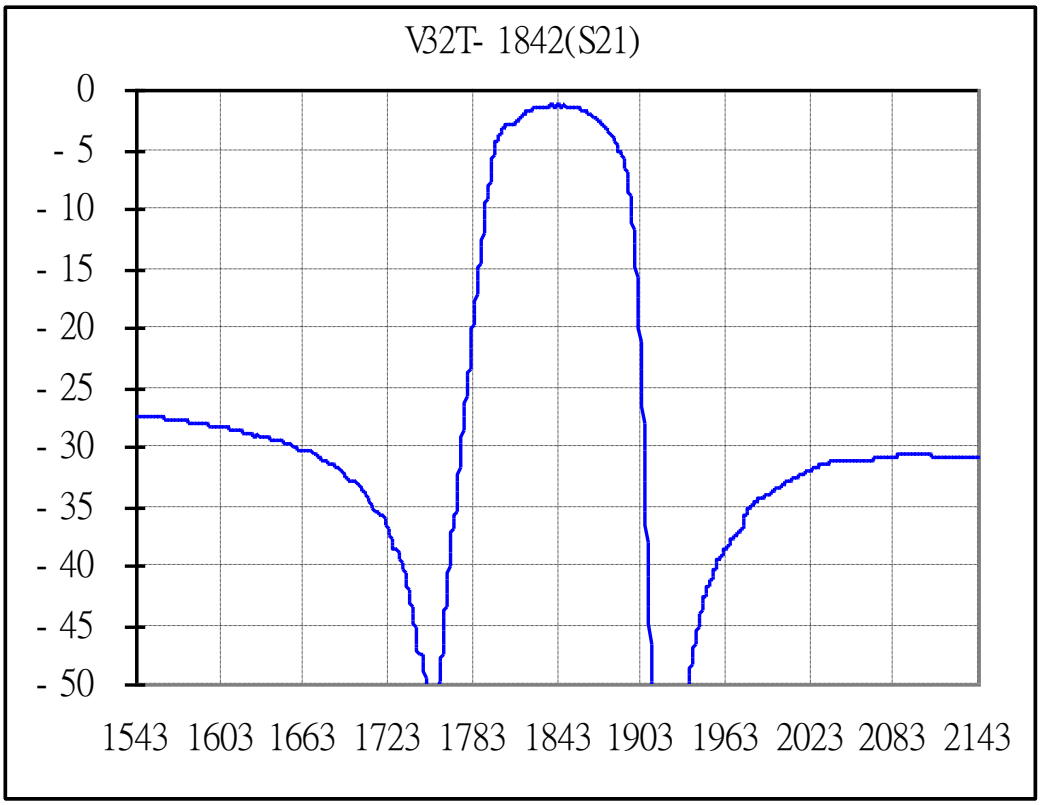
Примечания:

1. Требования к электрическим параметрам полностью соответствуют лучшему зарубежному аналогу – дуальному фильтру FAR-G6CH-1G8425-L217 фирмы FUJITSU, Япония

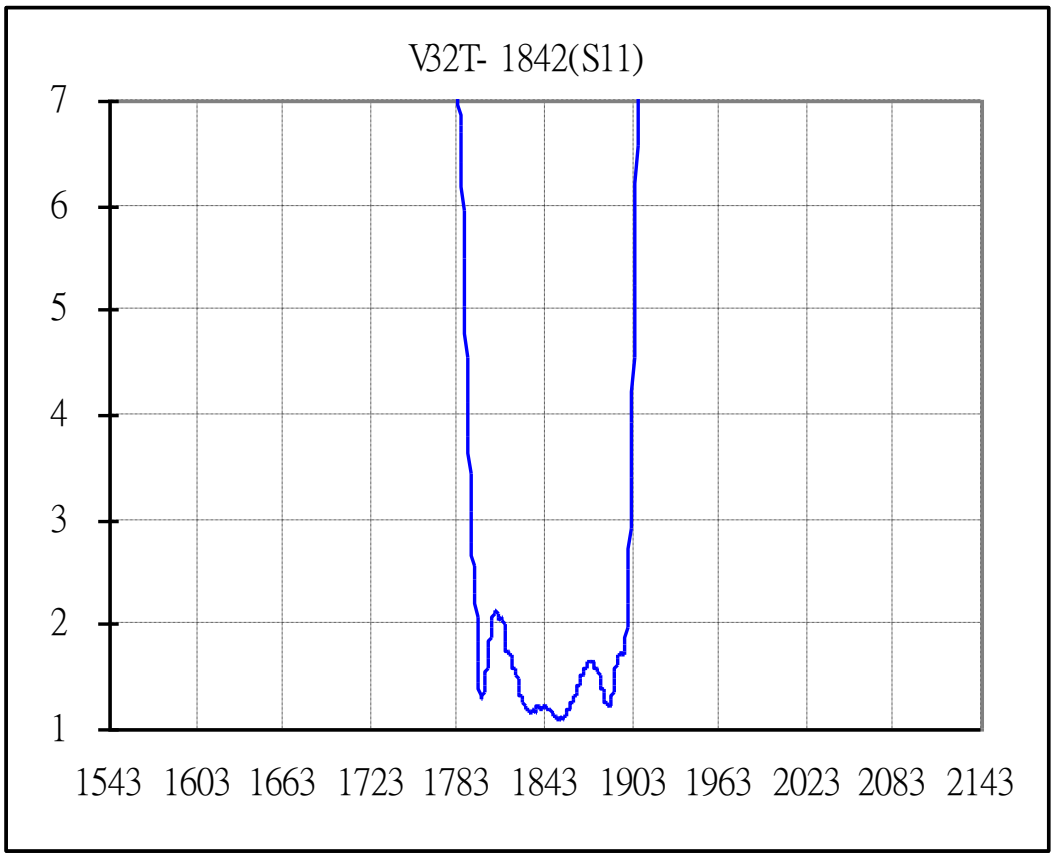
2. Мин., Тип. – минимальное и максимальное значение.

3. КСВН – коэффициент стоячей волны по напряжению.

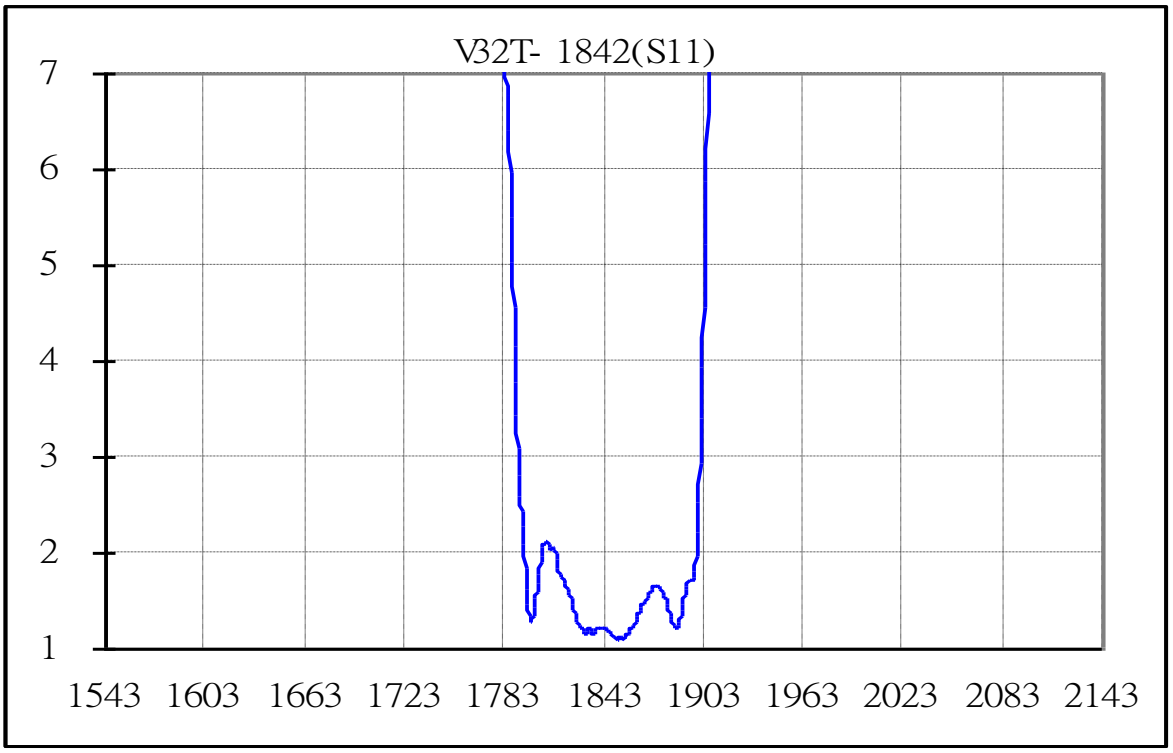
Частотные характеристики поочередно работающих парциальных фильтров GSM 947 МГц и PCN 1842 МГц для финальной версии 32 серийно освоенного модуля при размещении корпуса модуля на печатной плате радиотелефона показаны на рис. 6.18 , 6. 19 и 6.20.


V32T- 1842(S21)
0
- 5
- 10
- 15
- 20
- 25
- 30
- 35
- 40
- 45
- 50
1543 1603 1663 1723 1783 1843 1903 1963 2023 2083 2143

а

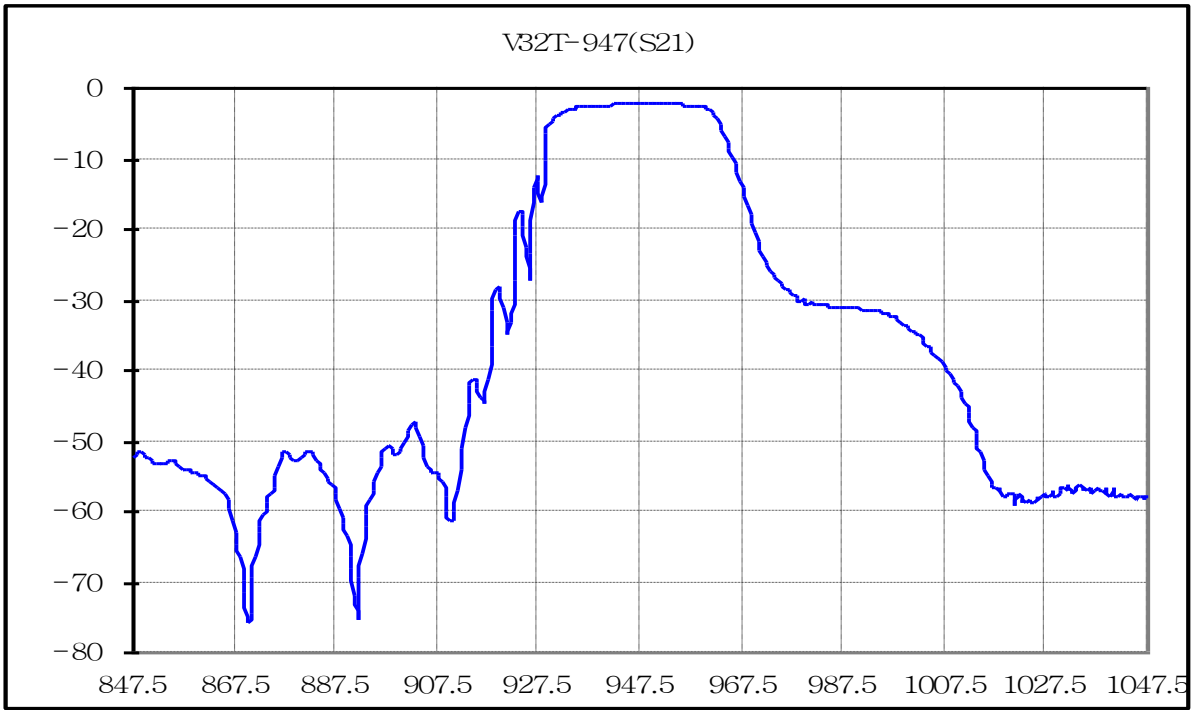

V32T- 1842(S11)
7
6
5
4
3
2
1
1543 1603 1663 1723 1783 1843 1903 1963 2023 2083 2143

б

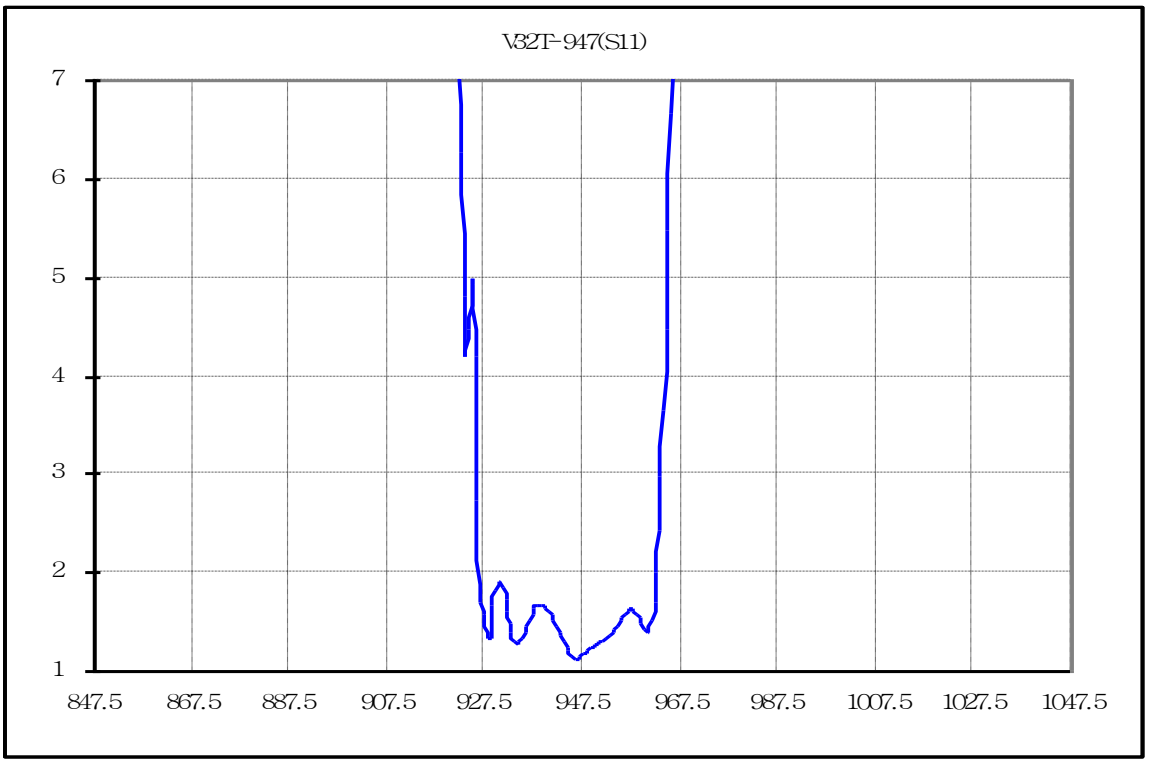


в

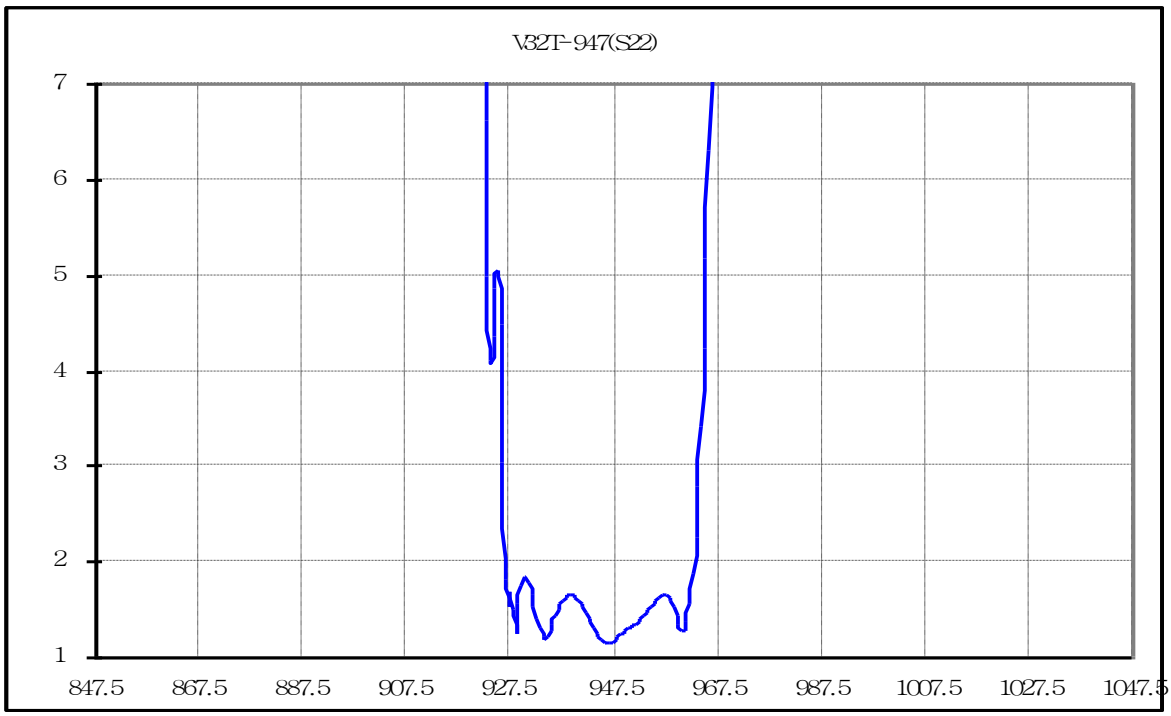
Рис. 6.18 Частотные характеристики парциального фильтра 1842 МГц , финальная версия 32, измеренные в узкой полосе частот



а

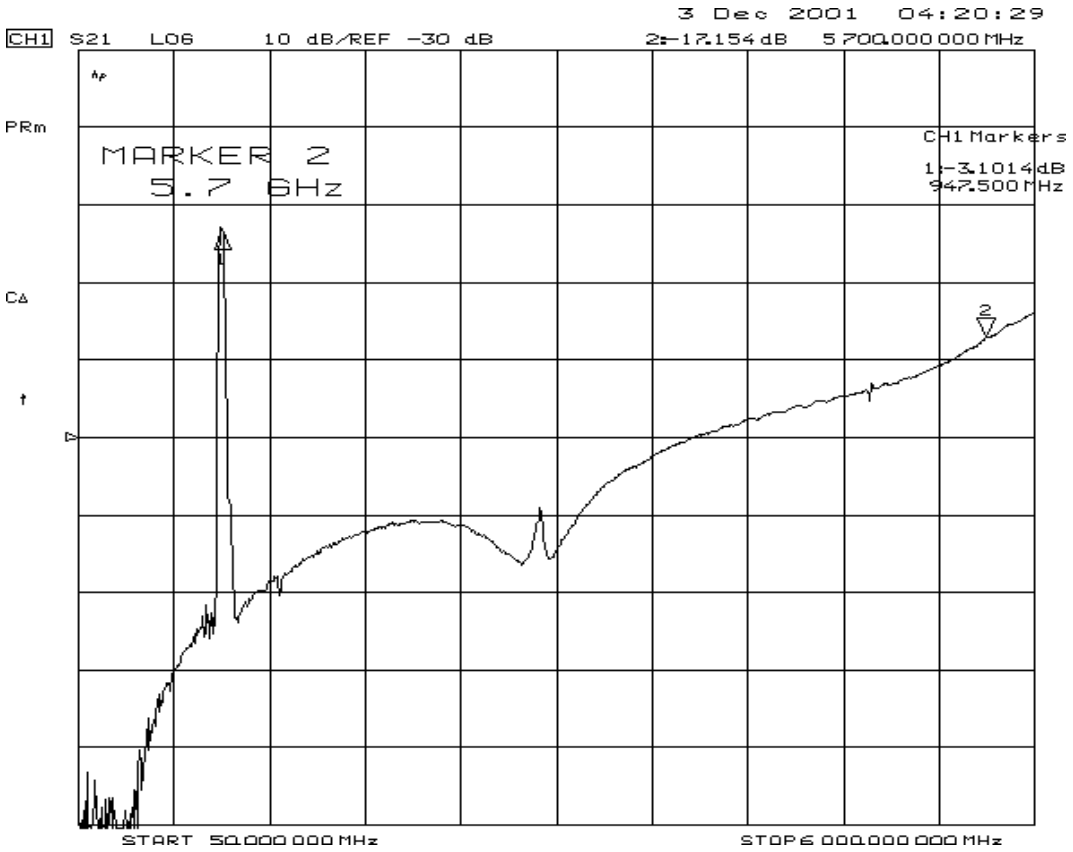


б

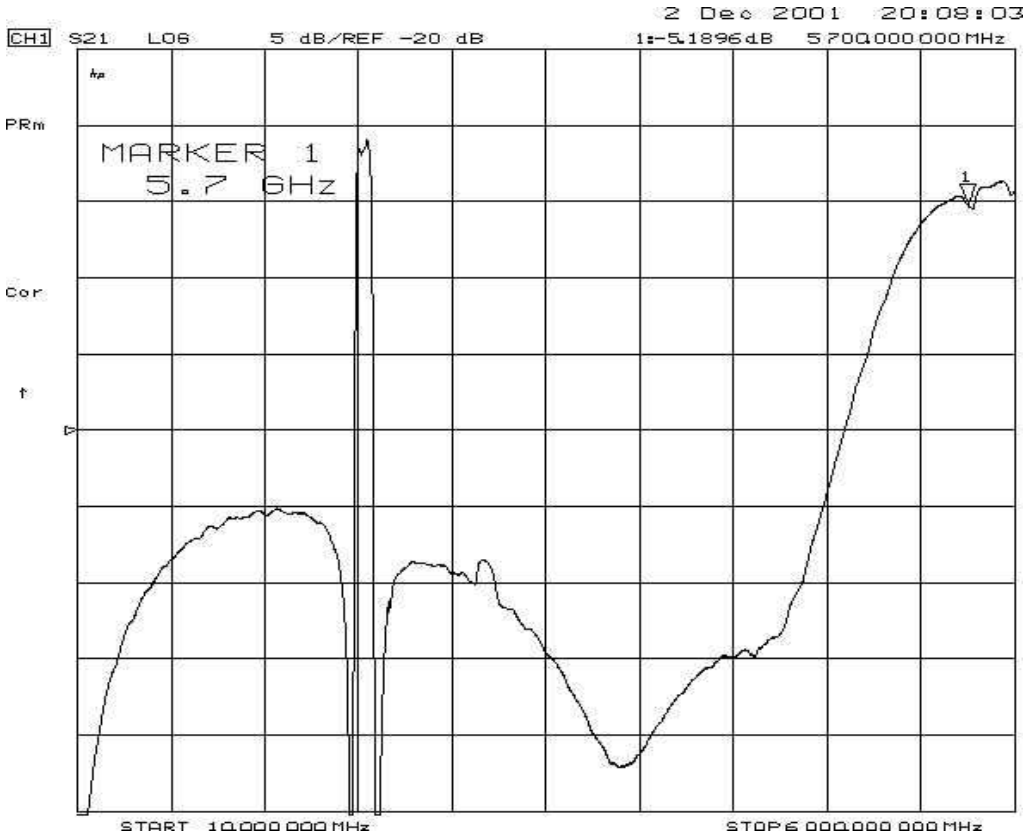


г

Рис. 6.19 Частотные характеристики парциального фильтра 947 МГц , финальная версия 32, измеренные в узкой полосе частот



а



б

Рис.6.20. Измеренные частотные характеристики фильтров 947 МГц (а) и 1842 МГц (б), серийно освоенного модуля , при их поочередной работе в широком диапазоне частот

Глава 7. Разработка методик измерения параметров двухстандартного фильтра GSM/PCN

7.1 Особенности измерения параметров СВЧ фильтров на ОПАВ в миниатюрных корпусах

Как уже указывалось, разработанный двухстандартный фильтр, представляет собой два парциальных фильтра:

- GSM 947 МГц в виде двух каскадного фильтра из продольно связанных резонаторов на ПАВ;
- PCN 1842 МГц в виде шестирезонаторного лестничного фильтра на одновходовых резонаторах ОПАВ.

В процессе разработки двухстандартного фильтра возникает необходимость оценки соответствия расчетных и экспериментальных электрических характеристик парциальных фильтров GSM и PCN, входящих в его состав, а также двухстандартного фильтра в сборе. В диапазоне СВЧ достаточно полная информация о параметрах каждого из фильтров может быть получена при измерении его S-параметров.

На умеренных радиочастотах, примерно до 300 МГц, эти параметры могут быть измерены относительно просто по стандартным методикам с использованием контактных приспособлений, конструкция которых основана на использовании в качестве подводящих трактов отрезков несимметричных полосковых и симметричных "открытых" длинных линий.

В дециметровом и тем более сантиметровом диапазонах волн (свыше 300 МГц) возникают определенные трудности. Основной проблемой при измерении электрических характеристик фильтров в этих диапазонах волн является измерение больших уровней вносимого затухания (-50 - 60 дБ) за пределами полосы пропускания фильтра, т.е. в полосе заграждения. Это обусловлено наличием паразитных емкостных и индуктивных связей между подводящими трактами измерительных контактных приспособлений (или электромагнитной наводки). Для решения задачи уменьшения сигналов электромагнитной наводки была разработана конструкция измерительного контактного приспособления, основанного на использовании в качестве подводящих трактов отрезков полужесткого коаксиального кабеля. Это позволило увеличить электромагнитную изоляцию подводящих трактов с типовых 30 ÷ 40 дБ до 70 ÷ 80 дБ в диапазоне частот до 6 ГГц.

В реальном радиотелефоне переключение фильтров 947 МГц или 1842 МГц осуществляет пользователь в зависимости от применяемого стандарта GSM или PCN. Поэтому второй задачей при разработке конструкции измерительного контактного приспособления для измерений электрических параметров был выбор способа подключения нагрузок (50 Ом) ко второму парциальному фильтру, параметры которого не измеряются в конкретный момент. На рис.7.1 были показаны схемы включения фильтров на 947 МГц и на 1842 МГц соответственно.

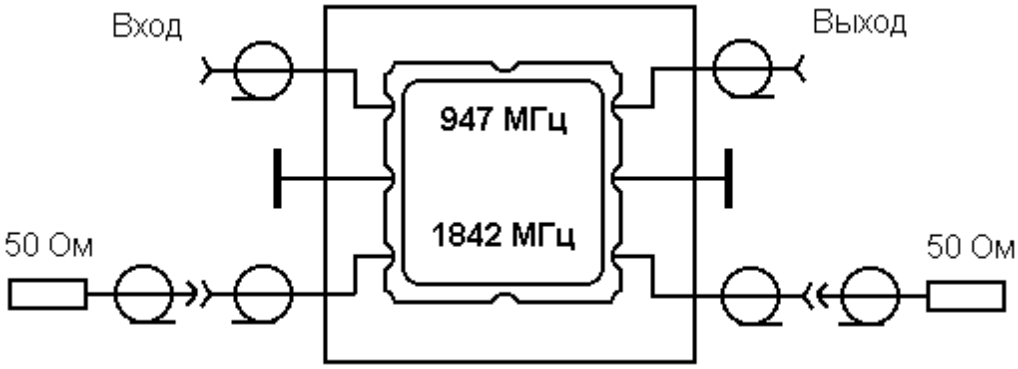


Рис. 7.1. Схема 4-х входового измерительного контактного приспособления.

Возможны два способа подключения нагрузок:

- установка пленочных резисторов типа С6-9 непосредственно на измерительном контактном приспособлении;
- использование измерительного контактного приспособления с четырьмя СВЧ входами и подключением к нему внешних коаксиальных 50-омных нагрузок.

Первый способ подключения нагрузок ухудшает изоляцию подводящих трактов (увеличивает электромагнитную наводку), поэтому был использован второй способ подключения нагрузок. На рис. 7.2 приведена схема контактного приспособления для измерения S-параметров первого парциального фильтра 947 МГц, ко входу и выходу второго фильтра 1842 МГц подключены внешние коаксиальные 50-омные нагрузки.

В качестве измерителя параметров рассеяния (S-параметров) в диапазоне частот до 6 ГГц был использован автоматизированный комплекс на базе анализатора цепей HP 8753E, обеспечивающего требуемое высокое качество измерений.

Анализатором цепей HP 8753E производится измерение S-параметров четырехполюсника - фильтра в диапазоне частот исследуемого фильтра:

$$[S]=\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix},$$

где: S_{11} и S_{22} – коэффициенты отражения на входе и выходе четырехполюсника соответственно; S_{21} и S_{12} – коэффициенты прямой и обратной передачи соответственно.

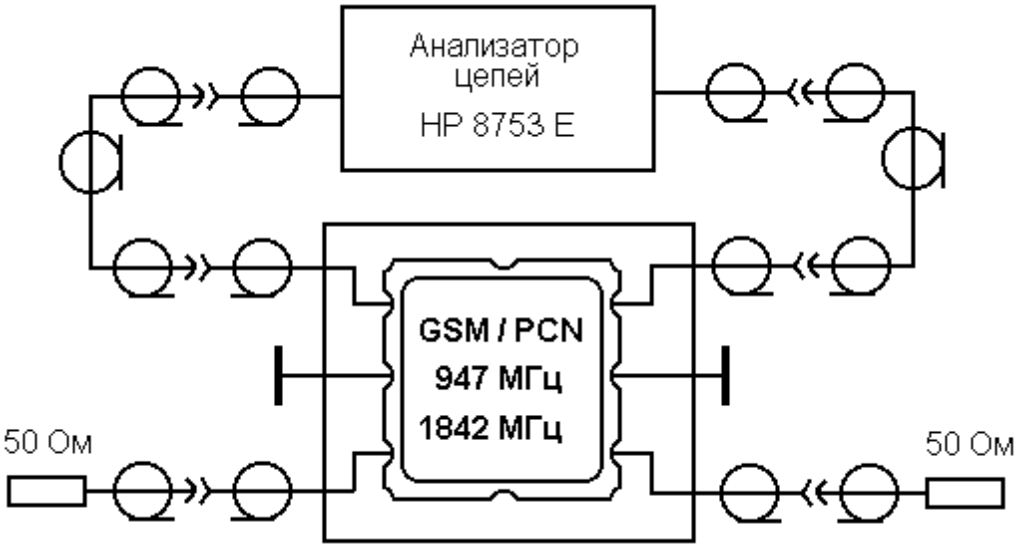


Рис.7.2. Схема измерения S-параметров парциального фильтра

7.2. Методика измерения электрических параметров двух-стандартного фильтра GSM/PCN в диапазоне частот 0,05 ÷ 6,0 ГГц

7.2.1. Рабочее место для измерения электрических параметров двухстандартного фильтра

Типовой перечень измеряемых параметров фильтров, входящих в двух-стандартный фильтр, включает следующее:

- среднюю частоту или граничные частоты полосы пропускания;
- ширину полосы пропускания по уровням –1дБ (BW1), -3дБ (BW3),
- 40 дБ (BW40);
- неравномерность АЧХ в заданном интервале частот в полосе пропускания, дБ;
- вносимые потери на средней частоте или в полосе пропускания, дБ;
- КСВН входа/выхода на средней частоте или в полосе пропускания;
- затухание в полосе заграждения в заданном интервале частот.

Перечисленные параметры извлекают из результатов измерения следующих характеристик:

- модуль и фаза коэффициентов передачи S_{21} и S_{12};

- модуль и фаза коэффициентов отражения S_{11} и S_{22};
- АЧХ, ФЧХ и ГВЗ фильтра;
- импульсная характеристика фильтра.

Измерение характеристик фильтров 947 МГц (GSM) и 1842 МГц (PCN) в диапазоне частот 0,05 ÷ 6 ГГц проводятся на рабочем месте по схеме, представленной на рис. 7.3.

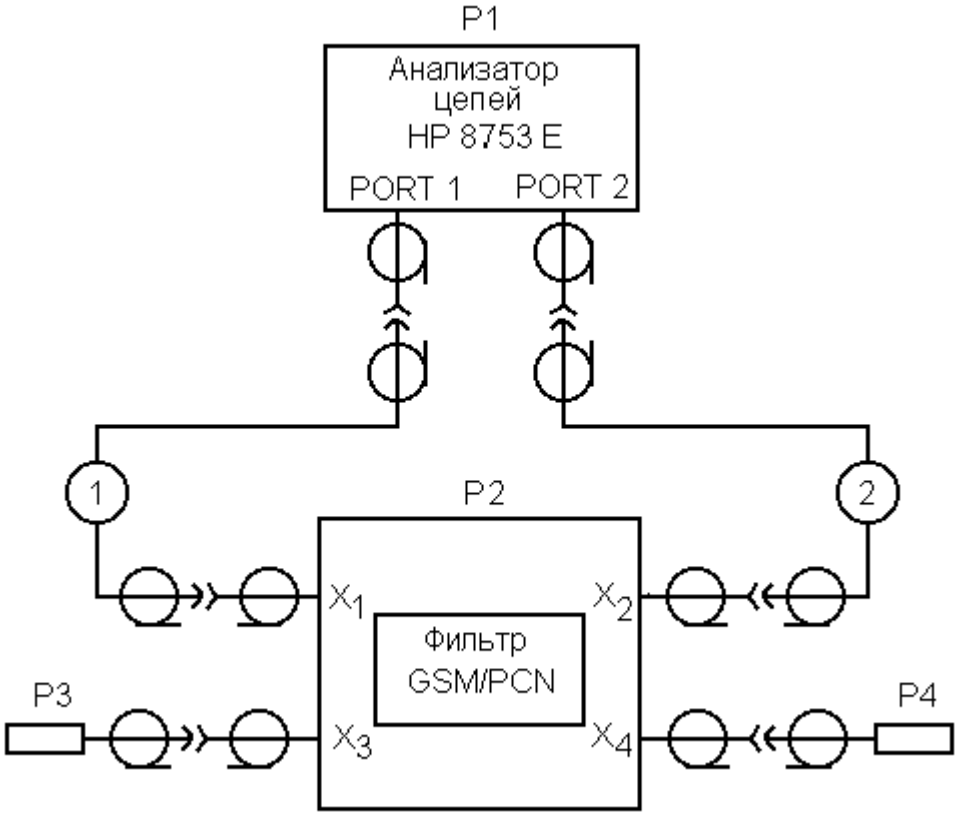


Рис. 7.3. Схема рабочего места для измерения электрических параметров парциального фильтра GSM 947 МГц в составе двухстандартного модуля

Анализатор цепей HP 8753E обеспечивает измерение требуемых электрических параметров фильтров в заданном диапазоне частот от 0,05 до 6 ГГц. Схема включения двух-стандартного фильтра в контактном приспособлении для испытаний приведена на рис. 5.4.

7.2.2. Методика измерения АЧХ и ФЧХ первого парциального фильтра 947 МГц в составе двухстандартного модуля

В качестве примера рассматривается измерение параметров первого парциального фильтра GSM на частоту F_0 = 947 МГц, с полосой пропускания BW3=35 МГц.

Измерения АЧХ и ФЧХ проводятся в следующей последовательности:

7.2.2.1. Установить испытуемый фильтр в приспособление для испытания двух-стандартного фильтра, схема которого приведена рис. 7.4:

P1 – анализатор цепей HP8753 E (Network Analyzer);

P2 – приспособление для измерения параметров фильтра;

P3,P4– коаксиальные нагрузки 50 Ом;

1, 2 – СВЧ-кабели измерительного тракта.

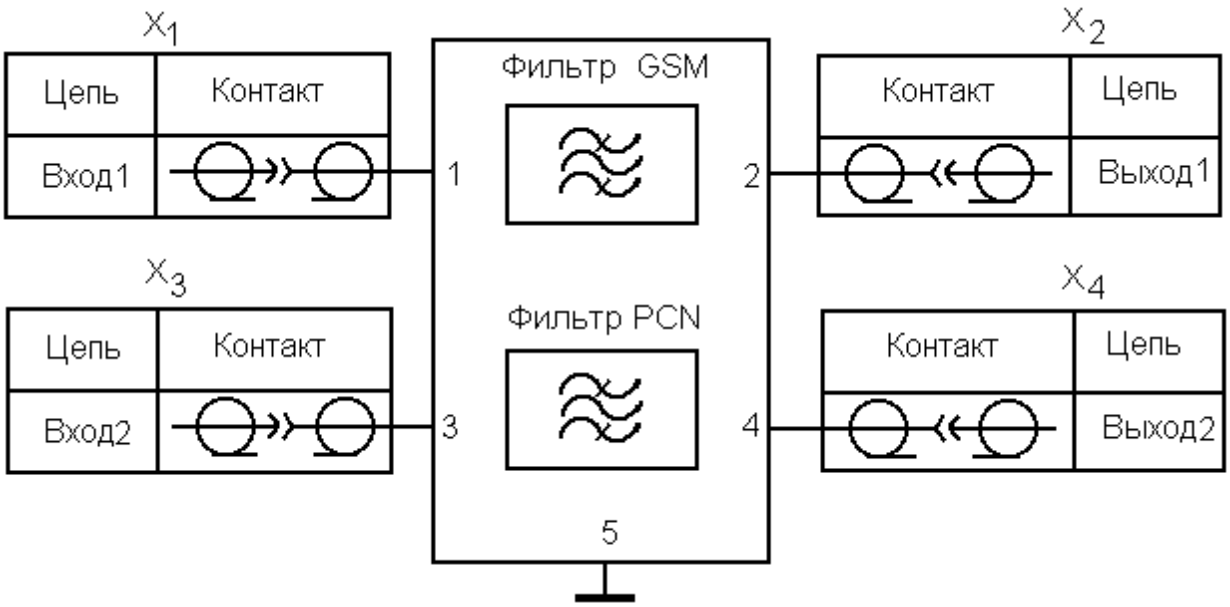


Рис. 7.4. Схема электрическая принципиальная приспособления для испытаний двух-стандартного фильтра

7.2.2.2. Соединить приспособление для испытания двух- стандартного фильтра с измерительной аппаратурой в соответствии с рис. 5.4.

7.2.2.3. Выбрать параметры измерения, нажать клавишу: [Preset].

7.2.2.4. Установить диапазон частот F_0 ±(3-4) BW3.

Для установки центральной частоты, равной 947 МГц, нажать клавиши: [Center], [947], [M/μ]

Для установки полосы обзора, равной 100 МГц, нажать клавиши:

[Span], [100], [M/μ]

7.2.2.5. Установить уровень мощности выходного сигнала.

Для установки уровня мощности, равного минус 5 дБм, нажать клавиши:

[Power], [-5], [x1]

7.2.2.6. Установить режим измерений.

Для установки числа точек измерения, равного 101, нажать клавиши:

Sweep Setup, ⇩

Для измерения АЧХ нажать клавиши:

Meas, **Trans: FWD S_{21} (B/R)**

Scale Ref, **AUTO SCCALE**

7.2.2.7. Отключить приспособление P_2. Соединить кабели 1 и 2 непосредственно друг с другом через перемычку из KIT CALIBRATION прибора и выполнить калибровку частотной характеристики, нажав клавиши:

Chan 1, Cal, **CALIBRATE MENU** **RESPONSE** **THRU**

7.2.2.8. Подключить приспособление P_2 по рис. 7.3.

7.2.2.9. Измерить АЧХ фильтра, нажав клавиши:

Scale Ref, **AUTO SCCALE**

Для нахождения максимума АЧХ нажать клавиши:

Marker Search, **SEARCH: MAX**

7.2.2.10. Измерить ФЧХ фильтра, нажав на клавиши:

Format, **PHASE**

Для одновременного отображения АЧХ и ФЧХ испытуемого фильтра нажать клавиши:

Chan 2

Display, **DUAL CHAN ON** **DUAL | QUAD SETUP**

Format, **PHASE**

7.2.3. Методика измерения ГВЗ фильтра

7.2.3.1. Повторить пункты 5.2.1.1. – 5.2.1.3.

7.2.3.2. Установить режим измерения. Нажать клавиши:

Meas, **Trans: FWD S_{21} (B/R)**

Для исключения влияния низкой частоты отсчетов фазовой характеристики следует уменьшить полосу обзора. Нажать клавиши:

Center, 947, M/μ

Span, 20, M/μ

Format PHASE

Scale Ref, AUTO SCCALE

7.2.3.3. Отключить испытуемое устройство P_2 , соединить кабели между собой и откалибровать характеристику, нажав клавиши:

Chan 1, Cal, CALIBRATE MENU, RESPONSE, THRU

7.2.3.4. Снова подключить испытуемое устройство P_2. Нажать клавиши:

Scale Ref, AUTO SCCALE

7.2.3.5. Измерить групповое время задержки, нажав клавиши:

Format DELAY, Scale Ref, SCALE DIV

7.2.4. Методика измерения параметров рассеяния второго парциального фильтра

7.2.4.1. Повторить пункты 7.2.2.1. – 7.2.1.6.

7.2.4.2. Установить режим измерений.

Для установки числа точек измерения, отличного от 201, нажать клавиши:

Sweep Setup, NUMBER OF POINTS, или

7.2.4.3. Произвести полную двухпортовую калибровку. Для этого нажать клавиши:

,

CAL FULL 2 – PORT

и в соответствии с подсказками на дисплее, осуществить калибровку.

7.2.4.4. Установить приспособление *P2* в соответствии с рисунком 5.3.

7.2.4.5. Измерить коэффициент отражения от входа S_{11}.

Для этого нажать клавиши:

Meas, Refe: FWD S11 (A/R), Format

Далее, в удобном виде (в соответствии с панелью инструментов на дисплее) снять показания модуля $|S_{11}|$ и фазы $arg(S_{11})$.

7.2.4.6. Измерить коэффициент отражения S_{22} от выхода, нажимая клавиши:

Meas, Refe: REv S22 (B/R), Format

7.2.4.7. Измерить коэффициент прямой передачи S_{21}, нажимая клавиши:

Meas, Trans: FWD S21 (B/R), Format

7.2.4.8. Измерить коэффициент обратной передачи S_{12}, нажимая клавиши:

Meas, **Trans: FWD S12 (A/R)** , **Format**

7.2.5. Методика измерения электрических параметров второго парциального фильтра 1842 МГц в составе двухстандартного модуля

Для измерения электрических параметров второго фильтра (PCN 1842 МГц) двух-стандартного фильтра необходимо изменить схему соединений на рабочем месте рис.7.3. и выполнить следующие аперации.

7.2.5.1. Изменить схему соединений на рабочем месте (рис.7.4.) в соответствии с рис.7.8.

7.2.5.2. Повторить пункты разделов 7.2.2 – 7.2.4.

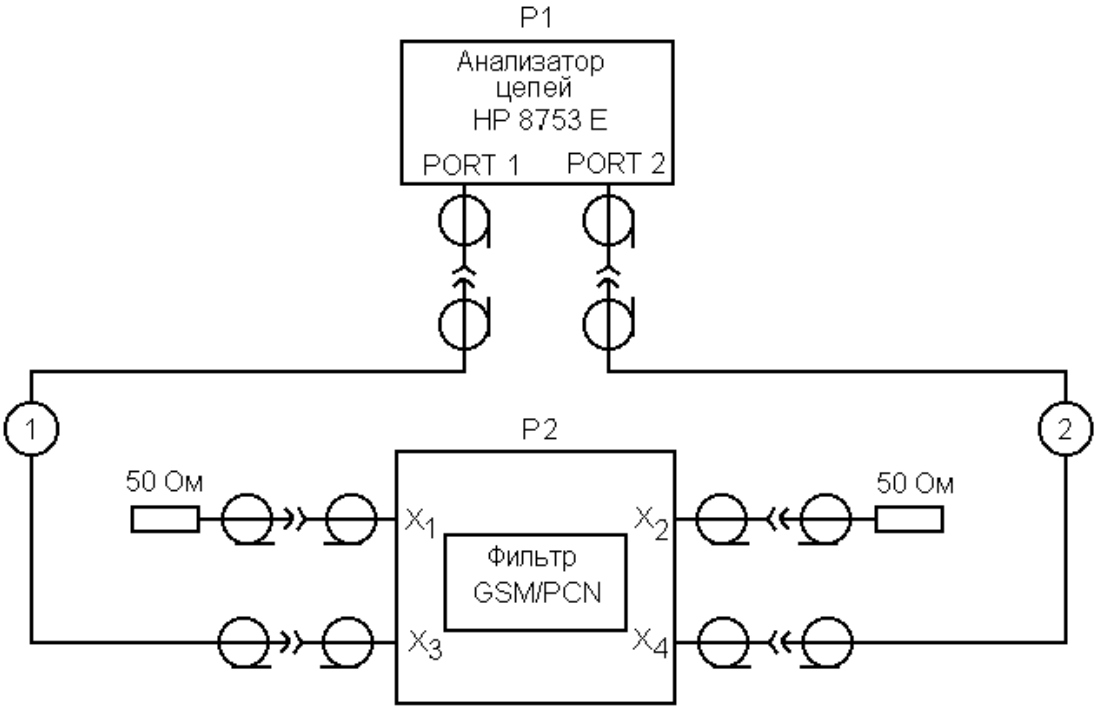


Рис. 7.8. Схема измерения электрических параметров второго фильтра PCN 1842 МГц в составе двух-стандартного модуля

Глава 8. Разработка комплекта конструкторской документации на двухстандартный фильтр GSM / PCN в планарном корпусе SMD 3,8 x 3,8 x 1,4 мм

Разработанная конструкция двухстандартного фильтра, представляет собой общую подложку из танталата лития, на поверхности которой методами прецизионной фотолитографии сформированы топологии каждого из парциальных фильтров:

- GSM 947 МГц в виде двух каскадного фильтра из продольно связанных резонаторов на ОПАВ;
- PCN 1842 МГц в виде шестирезонаторного лестничного фильтра на одно-входовых резонаторах ОПАВ.

Подложка с двумя фильтрами GSM+PCN размещена в планарном корпусе типа SMD 3,8x3,8x1,4 мм, KD-V97034, KYOCERA, Япония.

В рамках темы разработан полный комплект рабочей конструкторской документации (РКД) на фильтр, включая технические условия (ТУ). Перечень выпущенной РКД приведен в таблице 8.1.

Таблица 8.1

Перечень рабочей конструкторской и технической документации на двухстандарный фильтр GSM / PCN

N п/п	Наименование документа	Децимальный номер	Кол-во листов
1	Технические условия	МТ.468840.007 ТУ	47
2	Расчет надежности	МТ.468840.007 РР	8
3	Программа предварительных испытаний	-	6
4	Комплект чертежей, в том числе: -сборочный чертеж -спецификация -плата удостоверяющий лист -пластина	 МТ.468840.002 СБ МТ.468840.002 МТ.758722.002 МТ.758722.002 УД МТ.757661.001	 2 2 2 1 1
5	Конструкторская документации на приспособление измерительное для СВЧ фильтров в корпусе 3,8x3,8 мм	МТ-72-78 СБ	3

Основной проблемой при измерении параметров фильтра является подключение сверхминиатюрного планарного корпуса SMD 3,8x3,8x1,4 мм к измерительным приборам. Для этих целей в рамках темы было разработано и изготовлено специальное

измерительное приспособление для диапазона СВЧ. Это приспособление должно отвечать нескольким жестким требованиям:

- обеспечивать надежное электрическое соединение контактных площадок корпуса фильтра и измерительных приборов;

- обеспечивать собственный коэффициент стоячей волны (КСВ) около 1,1-1,2 в полосе пропускания фильтра;

- обеспечивать электромагнитную развязку входа и выхода не хуже 55-70 дБ в диапазоне частот 500-6000 МГц.

Испытания показали, что созданное приспособление МТ-72-78 СБ отвечает перечисленным требованиям.

Сборочный чертеж СВЧ измерительного приспособления приведен на рис. 8.1.

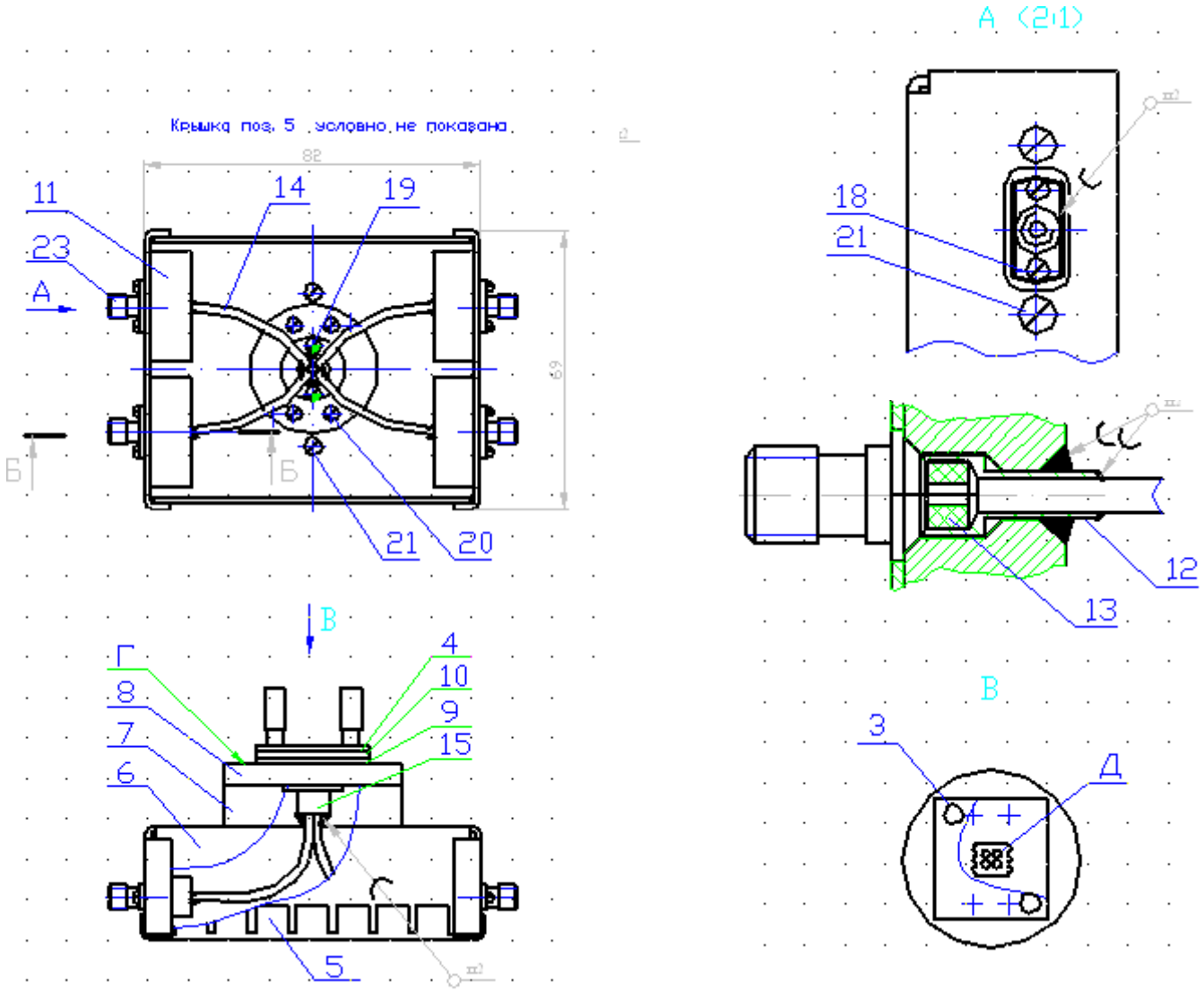


Рис. 8.1. Сборочный чертеж СВЧ измерительного приспособления

Заключение

1. На основе анализа литературы выбраные конструкции индивидуальных СВЧ фильтров на ОПАВ для диапазонов 947 МГц и 1842 МГц :

- Rx-GSM 947 МГц в виде двухкаскадного фильтра из продольно связанных резонаторов на ОПАВ;

- Rx-PCN 1842 МГц в виде шести-резонаторного лестничного фильтра на одно-входовых резонаторах ОПАВ.

2. На базе модифицированного метода Р-матриц разработана новая физико-математическая модель для расчета топологии и частотных характеристик элементов акустического тракта резонаторных фильтров на оттекающих поверхностных акустических волнах (ОПАВ): преобразователей, отражателей, одновходовых и двухвходовых резонаторов. В отличие от известных, разработанная модель позволяет учитывать потери в резонаторах. В модель введены необходимые СОМ параметры для танталата лития срезов yxl/36^0 и yxl/42^0 , используемого в качестве материала подложки.

3. Разработана методика расчета электрической схемы и топологии резонаторных лестничных фильтров на ОПАВ. Выбраны электрические схемы фильтра GSM 947 МГц и фильтра PCN 1842 МГц. Выполнен анализ электромагнитных эффектов на СВЧ в планарных корпусах, влияющих на выходные параметры фильтров на ПАВ.

4. Показано , что лестничные резонаторные фильтры (например , PCN, 1842 МГц) очень чувствительны к влиянию паразитных элементов, особенно к индуктивностям заземляющих проволочных перемычек параллельных резонаторов. Поэтому эти индуктивности необходимо включать в схему фильтра при формировании его частотной характеристики. Каждый лестничный фильтр необходимо проектировать для конкретного типа SMD корпуса с учетом паразитных элементов в этом корпусе.

5. Разработанная ранее модель эквивалентнтых схем для расчета фильтров на резонаторах с продольной поперечной связью также уточнена для использования танталата лития срезов yxl/36^0 и yxl/42^0 в качестве материала подложки и развита для учета паразитных эффектов на СВЧ.

Показано, что фильтры на продольно связанных резонаторах (GSM, 947 МГц) более устойчивы к влиянию паразитных индуктивностей и емкостей в планарных корпусах , чем лестничные фильтры .

6. Выполнено моделирование, изготовление и испытания образцов фильтров 947МГц и 1842 МГц сначала в индивидуальных корпусах. Оба фильтра изготавливались

на подложках из танталата лития среза yxl/42^0 и размещались в планарных корпусах SMD 3.0x3.0 мм , KD-V97034, KYOCERA , Япония. Экспериментальные результаты хорошо совпадают с расчетными для фильтров GSM-Rx 947 МГц и PCN-Rx 1842 МГц.

7. Фильтры Rx-GSM 947 МГц и Rx-PCN 1842 МГц , версия 1 , модифицированы для мспользования в качестве парциальных фильтров в двухстандартном модуле Rx-GSM 947 МГц / Rx-PCN 1842 МГц .

8. Разработана конструкция двухстандартного фильтра Rx-GSM 947 МГц - Rx-PCN 1842 МГц, представляющая собой общую подложку из танталата лития среза yxl/42^0, на поверхности которой методами прецизионной фотолитографии сформированы топологии каждого из парциальных фильтров: Подложка с двумя парциальными фильтрами GSM+PCN размещена в общем планарном корпусе для монтажа на поверхность типа SMD 3.8x3.8x1.4 мм, KD-V97034, KYOCERA, Япония.

9. По большинству параметров разработанные и изготовленные фильтры, как индивидуальные в корпусах SMD 3.0x3.0 мм , так и двухстандартный в корпусе SMD 3.8x3.8x1.4 мм , превосходят соответсвующие аналоги фирмы FUJITSU, Япония.

10. Разработаны комплект рабочей конструкторской документации на индивидуальные фильтры 947 МГц и 1842 МГц , так и на двухстандартный фильтр GSM/PCN 947/1842 МГц, включая ТУ и расчет надежности.

11. Разработаны контактные устройства с жесткими волонводами для измерения электрических параметров индивидуальных фильтров в корпусах SMD 3.0x3.0 мм и двухстандартного фильтра в планарном керамическом корпусе типа SMD 3.8x3.8x1.4 мм. Использование отрезков полужестких волноводных кабелей в качестве подводящих трактов позволило обеспечить электромагнитную развязку входа и выхода устройства не хуже 60-70 дБ в диапазоне частот от 50 МГц до 6000 МГц.

12. Разработана методика измерения основных электрических параметров двух-стандартного фильтра диапазоне 0,05-6,0 ГГц (средней частоты, полосы пропускания, неравномерности АЧХ и ФЧХ в полосе пропускания, вносимых потерь, КСВН, затухания в полосе заграждения и т.д.) на основе измерения S-параметров парциальных фильтров GSM и PCN с помощью анализатора цепей HP8753ES.

13. Все три типа фильтров : на 947 МГц , на 1842 МГц и двухстандартный фильтр GSM/PCN 947/1842 МГц освоены в серийном производстве.

Список использованных источников

Список использованных источников к главе 1

1.1.Босый Н.Д. “Электрические фильтры”. Киев, “Гостехиздат УССР”, 1959 г., 616 стр.
1.2. Моле Д.Х. “Расчет электрических фильтров для аппаратуры связи ”. Москва , “Госэнергоиздат” , 1963 г. , 331 стр.
1.3. Великин Я.И. , Гельмонт З.Я., Зелях Э.В. “Пьезоэлектрические фильтры”. Москва , “Связь” , 1966 г. , 396 стр.
1.4.Фрид Е.А., Азарх С.Х. “Пьезокерамические фильтры ”. Москва , “ Энергия ” , 36 стр.
1.5.Пшесмыцкий О. “ Проектирование электрических лестничных фильтров”. Москва , “Связь ” , 1968 г. , 520 стр.
1.6..Ханзел Г. “Справочник по расчету фильтров”. Москва , “Советское радио”, 1974 г., 288 стр.
1.7. A.N. Rusakov, V.S. Orlov, B. Chao and V. Lee, "Application of Modified P-Matrix Model to the Simulation of Radio Frequency LSAW Filters", IEEE Ultrasonics Symposium Proc., 2001, pp. 7-11.
1.8. Швец В.Б. "Модифицированная модель эквивалентных схем с "поперечным полем" для анализа трансверсальных и резонаторных структур на ПАВ и ОПАВ. " Глава 4 отчета по теме "Планета" . ОАО МНИИРС , 1998 г. , 18 стр.
1.9. T.Makkonen, V.P.Plessky, S.Kondratiev, M.M. Salomaa, "Electromagnetic Modeling of Package Parasitics in SAW-Duplexer", IEEE Ultrason. Symp. Proc., 1996, pp. 29-32.
1.10. H.Yatsuda, "Modeling of Parasitic Effects for Flip-Chip SAW Filters" IEEE Ultrason. Symp. Proc., 1997, pp. 143-146.
1.11. Y.Satoh, et al., "SAW Filter", European Patent Application, 96108331.8, 18.091996.
1.12. S.Mineyoshi, O.Kawachi, M.Ueda and Y.Fujiwara, H.Furusato, O.Ikata "Analysis and optimal SAW ladder filter design including bonding wire and package impedance", IEEE Ultrasonics Symposium Proc., 1997, pp.175-178.

Список использованных источников к главе 2

2.1.Босый Н.Д. “Электрические фильтры”. Киев, “Гостехиздат УССР”, 1959 г., 616 стр.
2.2. Великин Я.И. , Гельмонт З.Я., Зелях Э.В. “Пьезоэлектрические фильтры”. Москва , “Связь” , 1966 г. , 396 стр.
2.3.Фрид Е.А., Азарх С.Х. “Пьезокерамические фильтры ”. Москва , “ Энергия ” , 36 стр.

Список использованных источников к главе 3

3.1. A.N. Rusakov, V.S. Orlov, B. Chao and V. Lee, "Application of Modified P-Matrix Model to the Simulation of Radio Frequency LSAW Filters", IEEE 2001 Ultrasonics Symposium Proc., pp. 7-11.

3.2. T.Makkonen, V.P.Plessky, S.Kondratiev, and M.M.Salomaa, "Electromagnetic Modeling of Package Parasitics in SAW-Duplexer", IEEE 1996 IEEE Ultrasonics Symposium Proc., pp. 29-32.

3.3. P.Dufilié and P.Ventura, ”Source Equalization for SPUDT Transducers”, IEEE 1995 2001 Ultrasonics Symposium Proc., pp. 13-16.

3.4. P.Ventura, J.M.Hodé, M.Solal, J.Desbois, J.Ribbe, "Numerical Methods for SAW Propagation Characterization", IEEE 1998 Ultrason. Symp. Proc., pp. 175-186.

3.5. D.P.Morgan, ”Reflective Array Modeling for SAW Transducers”, IEEE 1995 Ultrasonics Symposium Proc., pp. 215-220.

3.6. D.P.Morgan, "Surface-Wave Devices for Signal Processing", ELSEVIER, N-Y, 1985.

Список использованных источников к главе 4

4.1. K.Hashimoto, and M. Yamaguchi "General - Purpose Simulator for leaky Surface Acoustic Wave Devices Based on Coupling-of-Modes Theory", IEEE Ultrasonics Symp. Proc., 1996, pp. 117-122.

4.2. K.Hashimoto and M.Yamaguchi "Effect of Parasitic Cirrcuit Elements of Ladder-Type SAW Filters", Jap. Proc IEICE, SA-10-3, pp.494-495, 1997.