Модифицированная модель эквивалентных схем для проектирования устройств на поверхностных акустических волнах

Москва, 2002 г.

СПИСОК ИСПОЛНИТЕЛЕЙ ПОЯСНИТЕЛЬНОЙ ЗАПИСКИ ПО ТЕМЕ

Составление , оформление и редактирование отчета : В.С. Орлов, д.т.н.

СПИСОК ИСПОЛНИТЕЛЕЙ ТЕМЫ

Разработка модифицированной модели эквивалентных схем :
В.Б. Швец , П.Г. Иванов, к.т.н., В.М. Макаров , к.т.н.

Разработка методик и программного обеспечения , включая руководства для пользователей : В.Б. Швец

Разработка и испытания опытных и серийных образцов фильтров :
В.Б. Швец , А.Л. Шварц, В.В. , А.О. Кустова , Сокольский , к.т.н.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АЛП акустическая линия передачи ;
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;
ВШП – встречно-штыревой преобразователь ;
ГВЗ – групповое время запаздывания;
ДЛЗ- – дисперсионная линия задержки ;
КСВН – коэффициент стоячей волны по напряжению ;
КЭМС – коэффициент электромеханической связи;
МПО – многополосковый ответвитель ;
ОАВ – объемная акустическая волна;
ОР – отражательная решетка ;
ПАВ – поверхностная акустическая волна;
САПР – система автоматизированного проектирования
ТКЗ – температурный коэффициент задержки;
ТКЧ – температурный коэффициент частоты ;
ФЧХ – фазо-частотная характеристика ;
ЭАТ – элемент акустического тракта ;
ЭВП – эффект второго порядка

СПИСОК УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

AR – пульсации амплитуды;
BW1 – полоса пропускания по уровню – 1,0 дБ;
BW3 – полоса пропускания по уровню – 3,0 дБ;
BW40 – полоса пропускания по уровню - 40 дБ;
Fp – частота параллельного резонанса резонатора;
Fs – частота последовательного резонанса резонатора ;
F_0 – центральная частота;
GDT – групповое время запаздывания;
Q_u – ненагруженная добротность резонатора ;
Ks – коэффициент электромеханической связи ;
IL – вносимые потери в полосе пропускания;
S12 – коэффициент передачи по напряжению;
S11, S22 – коэффициент стоячей волны по входу и выходу;
VSWR – коэффициент стоячей волны;
UR – гарантированное затухание в полосе заграждения

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Глава 1 Классификация устройств на ПАВ и их составляющих элементов 6

1.1 Классификация устройств на ПАВ 6

1.2 Классификация составляющих элементов устройств на ПАВ 7

Глава 2 Исходная модель эквивалентных схем с поперечным электрическим полем для анализа устройств на ПАВ 9

2.1 Эквивалентная схема элементарной секции преобразователя 9

2.2.Эквивалентная схема встречно-штыревого преобразователя и трансверсального устройства на ПАВ 11

Глава 3 Модифицированная модель эквивалентных схем для анализа устройств на ПАВ 14

3.1 Основные особенности модифицированной модели эквивалентных схем 14

3.2 Эквивалентные схемы элементарных ячеек и секций элементов акустического тракта 15

3.2.1 Элементарные ячейки электрода и зазора в преобразователе 15

3.2.2 Эквивалентная схема элементарной секции в двунаправленном преобразователя 18

3.2.3 Эквивалентная схема элементарной секции в отражающей решетке 23

3.3 Учет физических характеристик электродных структур и материалов звукопровода 25

3.3.1 Моделирование эффектов отражения, рассеивания и накопления энергии 25

3.3.2 Моделирование резистивных потерь в электродах преобразователя 28

Глава 4. Эквивалентные схемы элементов акустического тракта в модифицированной модели 31

4.1. Встречно-штыревые преобразователи 31

4.1.1 Двунаправленный невзвешенный ВШП 31

4.2. Отражательные решетки 33

4.3. Акустические линии передачи 35

Глава 5. Проектирование трансверсальных фильтров на двунаправленных преобразователях по модифицированной модели эквивалентных схем 37

5.1.Фильтры на невзвешенных двунаправленных преобразователях 37

5.2. Учет влияния прямого прохождения сигнала 40

5.3. Расчет частотных характеристик трансверсального фильтра 41

Глава 6. Проектирование резонаторов на ПАВ по модифицированной модели эквивалентных схем 43
6.1. Одновходовый резонатор 43
6.2. Двухвходовый резонатор 46
Глава 7. Моделирование фильтров с продольной акустической связью резонаторов 49
7.1.Структурные схемы фильтров с продольной акустической связью резонаторов и с аксиальными нагрузками 49
7.2.Структурные схемы фильтров с продольной акустической связью резонаторов и с балансными нагрузками 56
7.2.1 Четырехвходовая эквивалентная схема балансного ВШП 56
7.2.2 Эквивалентные схемы балансного резонаторного двухмодового фильтра 62
Список использованных источников…….....…… 64

Глава 1 Классификация устройств на ПАВ и их составляющих элементов

1.1 Классификация устройств на ПАВ

Устройства на поверхностных акустических волнах (ПАВ) можно условно разделить на два класса: **трансверсальные и резонаторные.**

Трансверсальные устройства на ПАВ являются неминимально-фазовыми , имеют (в первом приближении) импульсную характеристики конечной протяженности и позволяют при проектировании независимо задавать АЧХ и ФЧХ сложной формы, например, симметричную АЧХ и линейную фазу, или несимметричную АЧХ и нелинейную фазу. Характеристики трансверсальных устройств на ПАВ формируются преимущественно за счет процессов частотно-зависимого преобразования электрического сигнала в акустическую волну входным (возбуждающим) встречно-штыревым преобразователем (ВШП1 или IDT1) и акустической волны в электрический сигнал выходным (детектирующим) ВШП2 (или IDT2). Эффекты из-за отражений ПАВ в преобразователях в большинстве случаев является паразитными.

К трансверсальным относятся устройства на ПАВ на основе двунаправленных ВШП : полосовые фильтры на, взвешивающие фильтры, согласованные фильтры ЛЧМ, ФМ и ММС сигналов, линии задержки, дисперсионные линии задержки, дифференциаторы, частотные дискриминаторы , преобразователи Гильберта , некоторые типы датчиков и т.д.

Модель, описывающая в первом приближении трансверсальное устройство на ПАВ, близка к модели цифрового фильтра с конечной импульсной характеристикой [1].

Резонаторные устройства на ПАВ являются минимально-фазовыми с импульсной характеристикой бесконечной протяженности. Характеристики резонаторов, входящих в состав устройств, формируются , преимущественно , за счет процесса отражения ПАВ от специальных акустических отражателей в виде системы канавок или электродных структур. В результате векторного сложения отраженных и возбужденных акустических волн в очень узкой полосе вблизи частоты синхронизма, в резонаторе образуется стоячая волна. Путем использования электрических или акустических связей резонаторы могут быть объединены в более сложные устройства, например, в фильтры. Для описания резонаторных устройств часто применяются модели из классической теории пассивных электрических цепей.

К резонаторным устройствам на ПАВ относятся одновходовые и двухвходовые резонаторы, полосовые фильтры на резонаторах с электрической связью: лестничные (LDRF) и балансно-мостовые (BBRF), полосовые фильтры на резонаторах с продольной

(LCRF) или поперечной (TCRF) акустической связью , фильтры верхних и нижних частот, режекторные фильтры , некоторые типы датчиков и т.д.

Промежуточное положение между трансверсальными и резонаторными устройствами занимают **устройства на однонаправленных преобразователях ПАВ** (например, SPUDT) и **на резонансных однонаправленных преобразователях ПАВ** (например, RSPUDT). Характеристики однонаправленных преобразователей формируются за счет синфазного сложения в сравнительно узкой полосе частот возбужденных волн , бегущих в прямом направлении, с волнами , отраженными от электродов преобразователя также в прямом направлении, и противофазного сложения возбужденных и отраженных волн в обратном направлении. При увеличении протяженности входного и выходного преобразователей (или увеличении количества отражающих электродов в них) каждый из однонаправленных преобразователей по своим свойствам приближается к отражателю (например , **RSPUDT)** и между ними может возникнуть целый спектр стоячих волн.

В результате сквозные характеристики устройства формируются уже не только возбужденными волнами, но и волнами, отраженными от электродов преобразователей, а также стоячими волнами между преобразователями.

1.2 Классификация составляющих элементов устройств на ПАВ

Для удобства анализа любое устройство на ПАВ может быть разделено на **элементы акустического тракта (ЭАТ)**, каждый из которых вносит свой заданный вклад в формирование сквозной передаточной функции. Основными элементами акустического тракта**,** определяющими сквозные характеристики устройства на ПАВ, являются встречно-штыревые преобразователи (ВШП) , размещенные на поверхности пьезоэлектрической подложки(звукопровода) , и акустические линии передачи (волноводы) между преобразователями, являющиеся фрагментами той же подложки.

Помимо основных **ЭАТ,** в состав устройства на ПАВ могут быть введены другие элементы акустического тракта, в той или иной мере дополнительно влияющие на его передаточную функцию: отражатели, ответвители, акустические поглотители и рассеиватели, переизлучатели, фазовращатели, акустические сумматоры и делители и т.д.

В свою очередь, в элементах акустического тракта, образующих то или иное устройство на ПАВ, можно выделить **элементарные ячейки**: возбуждающий электрод заданной полярности, отражающий электрод, элементарную акустическую линию передач (зазор) между электродами заданной полярности, элементарный отражатель в виде электрода или канавки и т.д..

С целью упрощения расчетов при анализе устройства, повторяющаяся комбинация элементарных ячеек обычно объединяется в периодическую **элементарную секцию,** например, состоящую из возбуждающего электрода заданной полярности и двух прилегающих зазоров (отрезков акустических линий передачи) в двунаправленном преобразователе [2] или из возбуждающего электрода заданной полярности, двух

прилегающих зазоров (акустических линий передачи) и двух отрезков электродов противоположной полярности также в двунаправленном преобразователе [3] или из двух возбуждающих электродов, одного отражающего электрода и соответствующих зазоров между ними в однонаправленных преобразователях и т.д. [4,5] .

Помимо элементов акустического тракта, в устройствах на ПАВ используются **конструкционные элементы:** суммирующие шины, контактные площадки, экраны, проводящие перемычки и т.д., сравнительно слабо влияющие на сквозные характеристики. Подложка (звукопровод) устройства на ПАВ одновременно является элементом акустического тракта и конструкционным элементом.

Глава 2 Исходная модель эквивалентных схем с поперечным электрическим полем для анализа устройств на ПАВ

2.1 Эквивалентная схема элементарной секции преобразователя

Вследствие разнообразия типов устройств на ПАВ и их конструкций , а также большого количества эффектов второго порядка , влияющих на их работу [1] , не существует универсальной физико-математической модели, с высокой степенью точности описывающей работу таких устройств. Все созданные модели (дельта источников , импульсная , физическая, связанных мод, эквивалентных схем и ее разновидности и т.д., краткий обзор которых приведен в [1,6], являются приближенными и требуют уточнений с привлечением либо численных методов (например, FEM-BEM), либо экспериментальных исследований.

Исходная модель эквивалентных схем для периодической элементарной секции встречно-штыревого преобразователя, показанного на рис. 2.1, предполагает аппроксимацию ПАВ плоской объемной волной , амплитуда которой постоянна в

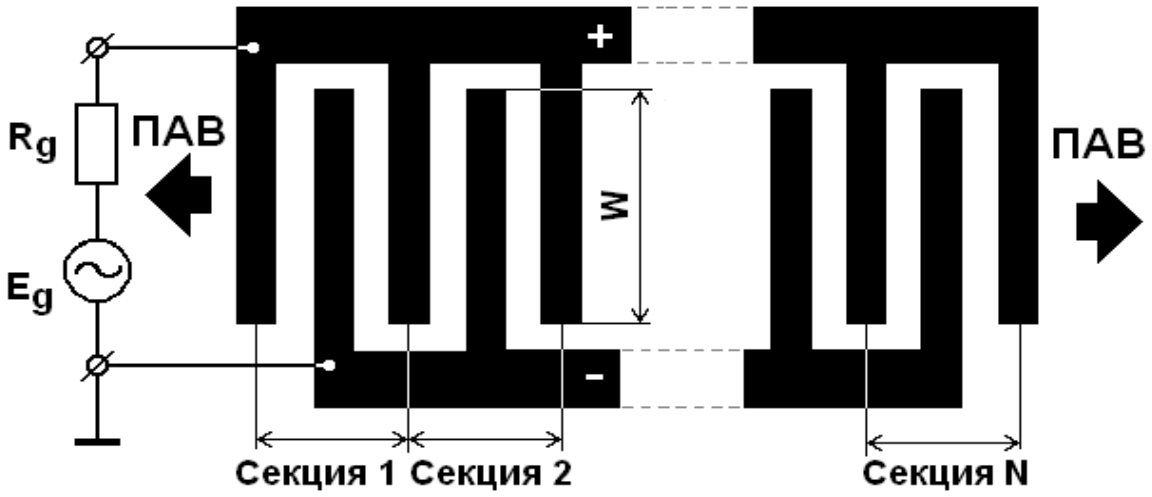


Рис. 2.1. Топологическая схема встречно-штыревого преобразователя

тонком слое под поверхностью пьезоэлектрической среды , где возбуждается и распространяется эта ПАВ[3,4].

В результате модель элементарной периодической секции ВШП становится одномерной и каждая такая секция протяженностью L может быть представлена эквивалентной схемой преобразователя объемных акустических волн (ОАВ) с поперечным электрическим полем , введенной У. Мэзоном [7] (рис.2.2). В качестве элементарной секции в работе [3] выбрана периодическая секция ВШП, состоящая из комбинации пяти элементарных ячеек: электрода заданной полярности , двух

примыкающих зазоров (отрезков акустических линий передачи) и двух электродов противоположной полярности половинной ширины (рис.2.2а).

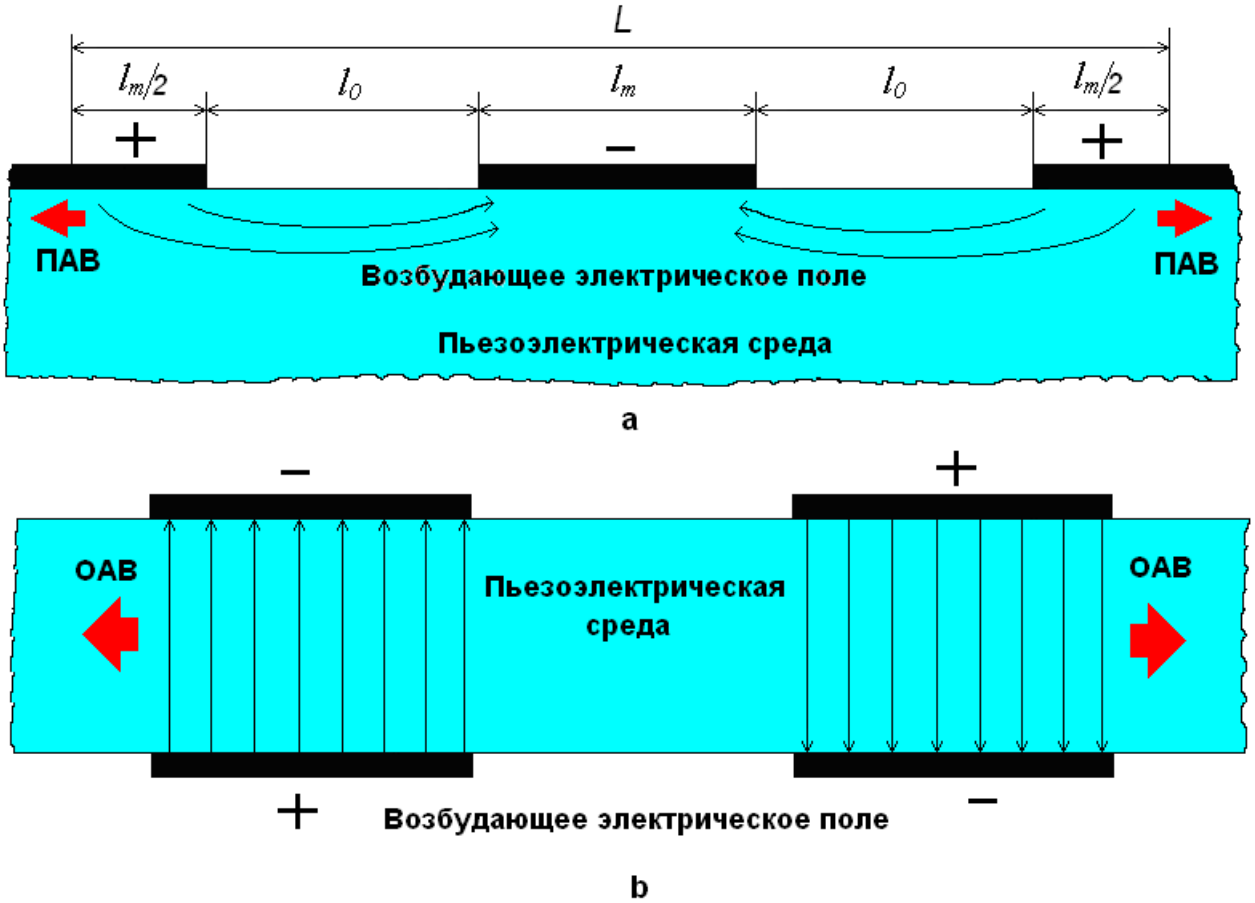


Рис.2.2. Двухэлектродная элементарная секция ВШП : а- геометрия ; б- представление одной пары электродов ВШП в модели поперечного поля для ОАВ

Модель [3,4,5] связывает приложенное однородное электрическое поле и возбуждаемую ПАВ с межэлектродной емкостью C_s коэффициентом электромеханической связи K_s и акустическим волновым импедансом Z_0 .

Эквивалентная схема для двухэлектродной элементарной секции ВШП показана на рис. 2.3. [3]. При этом на рис. 2.1 – 2.3 использованы следующие обозначения : W - апертура ВШП ; Z_0 – акустический волновой импеданс ; R_0 -электрический эквивалент акустического импеданса, $Z_1 = i \cdot R_0 \cdot tg(\theta_0 / 4)$; $Z_2 = i \cdot R_0 \cdot cosec(\theta_0 / 2)$; $\theta = 2 \cdot \pi \cdot f / f_0$ - угол прохождения ПАВ на n-го участка; f_0 - частота акустического синхронизма.

Как видно из рис. 2.3 , эквивалентная схема для двухэлектродной элементарной секции является шестиполюсником с двумя акустическими входами 1 и 2 и одним электрическим входом 3. Такой акустоэлектрический шестиполюсник может быть описан матрицей

проводимости $[y]$, а напряжения и токи на его входах 1-3 связаны между собой соотношениями :

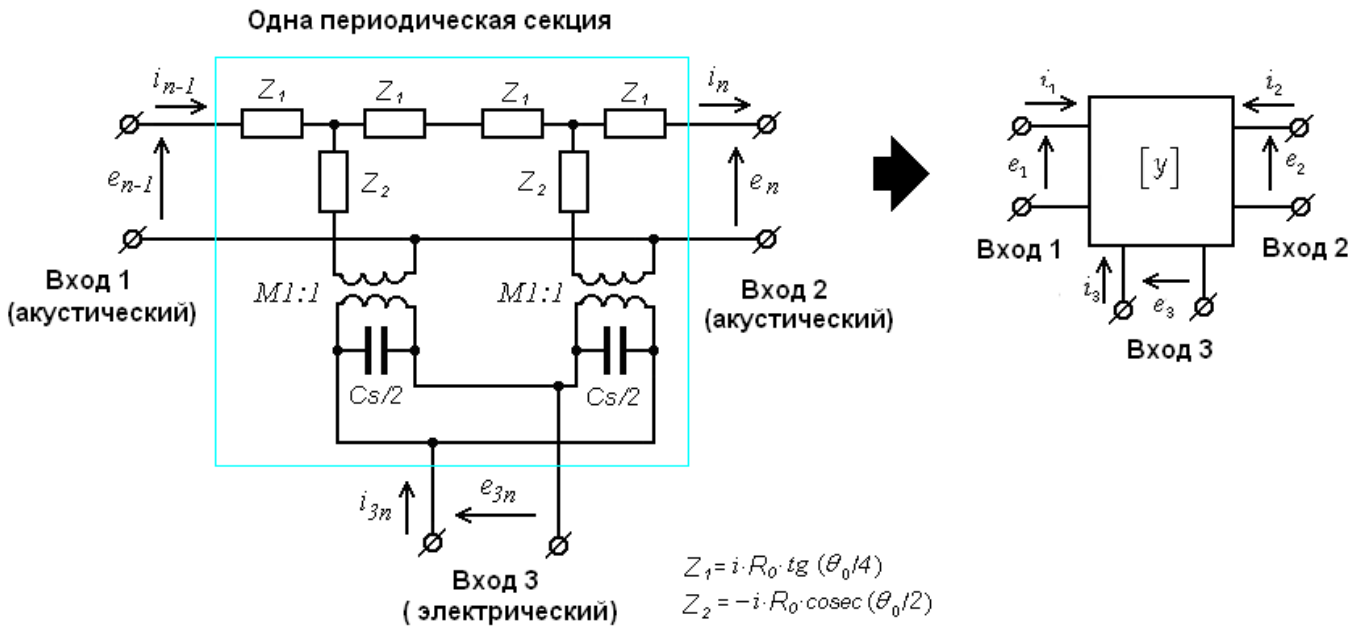


Рис.2.3. Эквивалентная схема У. Мэзона для двухэлектродной элементарной секции в модели "поперечного поля"

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix}$$

Для симметричной элементарной секции это уравнение трансформируется к виду

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ -i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{12} & y_{11} & -y_{13} \\ y_{31} & -y_{13} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix}$$

2.2 Эквивалентные схемы встречно-штыревого преобразователя и трансверсального устройства на ПАВ

В исходной модели [3,5] элементарная периодическая секция образована комбинацией нескольких каскадно включенных элементарных ячеек: двух электродов (металлизированных участков звукопровода) шириной l_m , зазора (неметаллизированного участка звукопровода) между ними шириной l_0. В свою очередь , многоэлектродный встречно-щтыревой преобразователь (ВШП) состоит из N каскадно включенных

элементарных секций . В результате модель эквивалентных схем обобщается для всего ВШП в целом путем последовательного соединения акустических входов элементарных секций и параллельного соединения их электрических входов с учетом чередующейся полярности напряжения на электродах. Поскольку каждой элементарной секции соответствует каскадная матрица проводимости $[y]$, можно получить каскадную матрицу проводимости всего преобразователя . В итоге многоэлектродный встречно-штыревой преобразователь также может быть представлен как электроакустический шестиполюсник, описываемый уже матрицей проводимости $[Y]$.

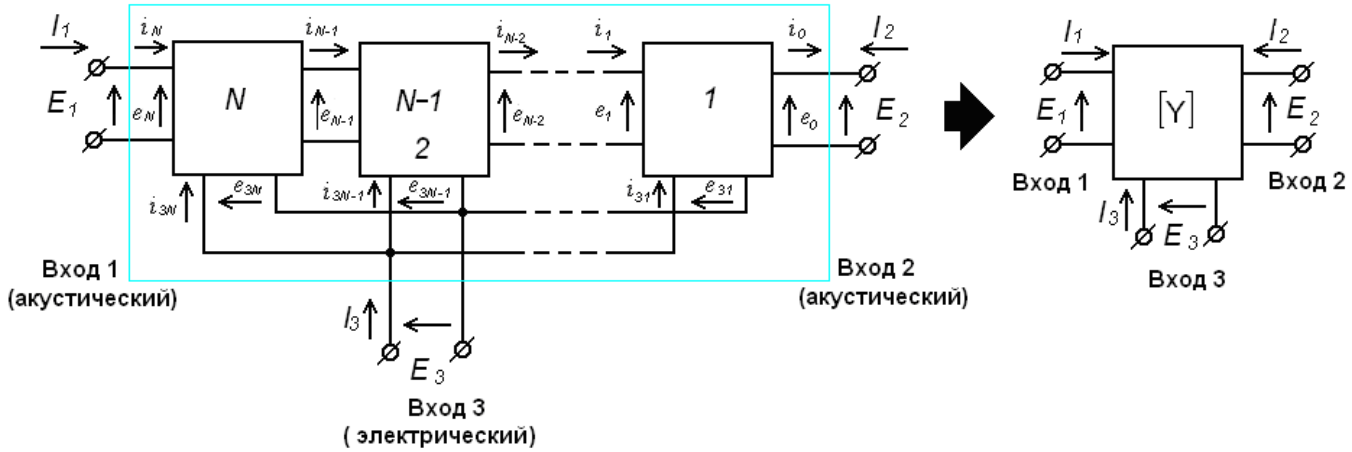


Рис.2.4. Структурная схема ВШП , состоящего из N периодических элементарных секций и его представление в виде электроакустического шестиполюсника

Используя эквивалентную схему элементарной периодической секции, например, двухэлектродной , и блок-схему ВШП на рис.2. 4 для каскадного соединения секций, можно рассчитать *Y*-матрицу проводимостей и акустоэлектрическую передаточную функцию эквидистантного неаподизованного и преобразователя конечной протяженности , содержащего *N* электродов [3,5]:

$$[Y]=\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{12} & Y_{11} & -Y_{13} \\ Y_{31} & -Y_{13} & Y_{33} \end{bmatrix}$$

Конечный ВШП как акустоэлектрический шестиполюсник может быть описан также матрицей рассеяния $[S]$ или матрицей передачи $[T]$ [1].

Устройство на ПАВ, состоящее как минимум из двух ВШП, с учетом отражений от торцов подложки моделируется уже восьмиполюсником [1]. При пренебрежении этими отражениями устройство на ПАВ из двух ВШП моделируется четырехполюсником [5,6].

Таким образом, в исходной модели эквивалентных схем описываются как характеристики элементов акустического тракта (преобразователей , волноводов, отражателей и т. д.), так и вычисляются Y -параметры всего сложного устройства в целом.

Модель эквивалентных схем для поперечного поля [3,4,5] достаточно универсальна и может применяться для расчета многих типов устройств на ПАВ. С одной стороны , если пренебречь эффектами второго порядка, такими , как отражения ПАВ, потери на распространение ПАВ, сопротивление электродов, излучение других типов мод и т.д., модель эквивалентных схем трансформируется в простую модель дельта-источников, пригодную для синтеза устройств[1]. С другой стороны , в ней используются или легко вычисляются параметры , позволяющие быстро перейти к иной модели , более точно описывающей тот или иной эффект второго порядка, например , к модели связанных мод , и в итоге учесть влияние этого эффекта.

Используя Y -матрицу устройства на ПАВ , можно проводить уже более сложное схемотехническое проектирование и моделировать целые радиотехнические тракты с устройствами на ПАВ , применяя для этого известные симуляторы электрических цепей , например, Microwave Office, Pi-Cad, Micro-Sim , SPICE и т.д.

Исходная модель эквивалентных схем была использована в 1987-1988 г.г. в качестве базовой для программного обеспечения отраслевой САПР функциональных устройств на ПАВ для расчетов характеристик одновходовых и двухвходовых резонаторов, устройств формирования и обработки сложных сигналов с линейной , нелинейной и фазовой модуляций, а также для расчетов трансверсальных фильтров и ДЛЗ по рабочим параметрам [8]. Программное обеспечение для расчета резонаторов и ДЛЗ в [8] было разработано А.Н. Масловым , А.П. Валинявичюсом, В.В. Рупкусом , К.В. Сиротко , В.Н. Панкратовым , А.В. Снопковым и было ориентировано на использование больших ЕС ЭВМВ .

В связи с непрерывным ужесточением требований к параметрам устройств на ПАВ , углублением понимания физики их работы и появлением скоростных персональных компьютеров , позволяющих с высокой точностью проводить обширные машинные эксперименты , возникла необходимость в разработке более совершенной физико-математической модели и программного обеспечения САПР.

Благодаря описанным выше несомненным преимуществам модель эквивалентных схем для поперечного поля [3,4,5] была выбрана нами в качестве исходной для разработки более точной модифицированной модели.

Глава 3 Модифицированная модель эквивалентных схем для анализа устройств на ПАВ

3.1 Основные особенности модифицированной модели эквивалентных схем

Модифицированная модель эквивалентных схем была разработана нами с целью повышения точности моделирования устройств на ПАВ за счет учета следующих эффектов второго порядка (ЭВП):

- отражения ПАВ от электродов с учетом массовой нагрузки, пьезоэлектрического эффекта и накопления энергии под электродам материала , а также профиля электродов ;
- влияния физических характеристик материала положки (звукопровода) при его выбранной кристаллографической ориентации;
- конечности проводимости электродов (резистивных потерь) , зависящей от материала и технологии нанесения металлических пленок;
- распределения зарядов на электродах в зависимости от их соседнего окружения (свободные зазоры , изолированные электроды , закороченные электроды и т.д.);
- потерь на рассеяние при распространении ПАВ;
- влияния согласующих цепей и внешних паразитных элементов ;
- сигнала электромагнитной наводки и некоторых других.

Численные данные , вводимые в программное обеспечение (ПО) на основе модифицированной модели в качестве исходных (коэффициенты отражения от электродов или канавок, коэффициенты накопления энергии и коэффициенты потерь на распространение ПАВ , значения проводимости металлических пленок электродов, характеристики материалов подложек (эффективная диэлектрическая проницаемость , коэффициент электромеханической связи и т.д.) позволяют адаптировать программное обеспечение к конкретной технологии изготовления и используемым материалам. Конечное представление устройства на ПАВ в виде четырехполюсника , описываемого макро-матрицей проводимостей , позволяет использовать созданное на основе модифицированной модели программное обеспечение совместно со стандартными симуляторами электрических цепей типа Microwave Office, SPICE, Micro-Sim и т.д..

Базовые основы модифицированной модели эквивалентных схем были разработаны в 1993-1998 г.г. В.Б. Швецом , П.Г. Ивановым , В.М. Макаровым, А.Л.Даниловым для трансверсальных устройств (полосовых фильтров и дисперсионных линий задержки) на двунаправленных и однонаправленных преобразователях и фильтров на резонаторах с продольной акустической связью . После 2000 г. В.Б. Швец, А.Л. Шварц , А.О. Кустова, В.В. Сокольский развивали модифицированную модель , в основном , для других типов резонаторных устройств , а П.Г. Иванов , В.М. Макаров, А.Л.Данилов – преимущественно для трансверсальных устройств на однонаправленных преобразователях.

В итоге разработанная модифицированная модель эквивалентных схем охватывает проектирование широкого круга устройств на ПАВ : линий задержки и дисперсионных линий задержки ; полосовых фильтров на двунаправленных преобразователях со

взвешиванием перекрытия электродов (в том числе с многополосковыми ответвителями), со взвешиванием селективным удалением электродов, с фазовым взвешиванием электродов; фильтров на однонаправленных однофазных преобразователях, включая преобразователи с “естественной” направленностью излучения ; фильтров на двунаправленных и однонаправленных квази-веерных преобразователях; фильтров на резонансных однонаправленных преобразователях; фильтров на однонаправленных преобразователях с U-образными ответвителями; одновходовых и двухвходовых резонаторов ; полосовых фильтров на резонаторах с электрической связью: лестничных и балансно-мостовых, фильтров на резонаторах с продольной или поперечной акустической связью, режекторных фильтров и т.д.

В настоящем отчете обобщены результаты разработки модифицированной модели, полученные нами за 1993-2003 г.г.

3.2 Эквивалентные схемы элементарных ячеек и секций элементов акустического тракта

3.2.1 Элементарные ячейки электрода и зазора

Также как и в исходной модели [3,4,5], в модифицированной модели эквивалентных схем для проведения расчетов устройство на ПАВ условно разделяется на элементы акустического тракта (преобразователи , акустические линии передачи , отражатели , ответвители и т.д.) , в которых , в свою очередь , выделяются элементарные ячейки электродов (или металлизированные участки звукопровода - подложки) при заданной полярности напряжения на них , элементарные ячейки зазоров (или неметаллизированные участки звукопровода) и элементарные секции, объединяющие периодически повторяющиеся комбинации элементарных ячеек.

В общем случае каждая элементарная ячейка или элементарная секция представляется электроакустическим шестиполюсником (рис.3.1), в котором механическая сила и скорость распространения ПАВ заменяются эквивалентными напряжениями и токами .

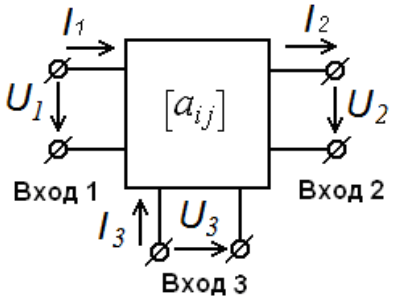


Рис.3.1. Представление элементарной ячейки или секции в виде электроакустического шестиполюсника

Для описания свойств элементарных ячеек и секций нами выбрана смешанная матрица передачи $[a_{ij}]$, описывающая связь напряжений и токов на входах 1-1, 2-2 и 3-3 электроакустического шестиполюсника следующим образом :

$$\begin{cases} U_2 = a_{11}U_1 + a_{12}I_1 + a_{13}U_3 \\ I_2 = a_{21}U_1 + a_{22}I_1 + a_{23}U_3 \\ I_3 = a_{31}U_1 + a_{32}I_1 + a_{33}U_3 \end{cases}$$

и имеющая вид [8,9]:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \\ a_{ij} \\ \\ \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_2 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_2 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

Здесь $i, j = 1,2,3$, a_{11} , a_{22} , a_{23} , a_{31}- безразмерны , a_{12}, a_{13} , a_{32}, a_{33} имеют размерность проводимостей , a_{21} – размерность сопротивления . Выбор для расчетов a - матриц передачи смешанного типа в отличие , например , от y - матриц проводимостей или S -матриц рассеяния, обеспечивает общность правил каскадирования как элементарных ячеек или секций, так и сложных элементов акустического тракта, таких как ВШП, отражательная решетка и других при расчете сквозных характеристик устройства в целом путем каскадирования матриц секций или полных матриц ЭАТ, а также избежать в ряде случаев неопределенностей типа “ноль разделить на ноль“ при расчете частотных характеристик. При расчетах каждой элементарной ячейке или элементарной секции соответствует отдельная a -матрица передачи. Поскольку a - матрицы, y - матрицы или иные описывают один и тот же объект, между ними существует определенная связь [1,8, 9]: и коэффициенты матрицы одного типа могут быть пересчитаны в коэффициенты матрицы другого типа. Поэтому, где это удобнее, мы будем пользоваться не только смешанными a -матрицами передачи, но и матрицами другого типа.

Для **элементарной ячейки, расположенной под электродом** с условной положительной полярностью (рис.3.2), смешанная матрица $[a_{ij}]_m$ имеет вид:

$$[a_{ij}]_m = \begin{bmatrix} cos(\theta_m) & i \cdot sin(\theta_m)/Z_m & -i \cdot r \cdot sin(\theta_m)/Z_m \\ i \cdot Z_m \cdot sin(\theta_m) & cos(\theta_m) & r \cdot (1 - cos(\theta_m)) \\ r \cdot (1 - cos(\theta_m)) & -i \cdot r \cdot sin(\theta_m)/Z_m & i \cdot r^2 \cdot sin(\theta_m)/Z_m \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

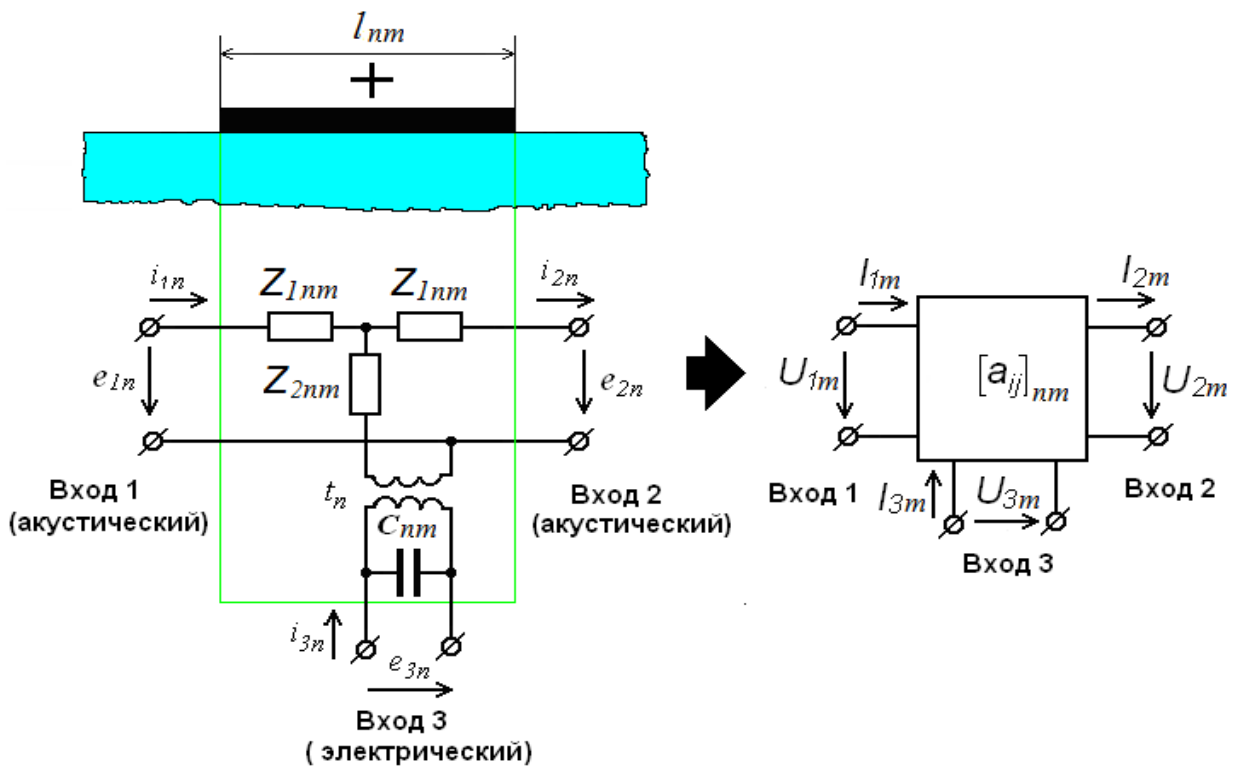


Рис. 3.2. Геометрия, эквивалентная схема и представление в виде электро-акустического шестиполюсника n–ной элементарной ячейки электрода

В уравнении (3.2) использованы следующие обозначения :

Z_m - характеристическое (акустическое) сопротивление металлизированного участка звукопровода;

θ_m - угол акустического прохождения металлизированного участка звукопровода (подложки) с протяженностью l_m;

t -коэффициента трансформации энергии ПАВ.

Матрицы передачи **элементарных ячеек, расположенных под электродами противоположной полярности,** получаются из матриц (3.2) заменой знака у коэффициента трансформации t на противоположный.

Смешанная матрица передачи $[a_{ij}]_0$ **элементарной ячейки зазора**, окруженного слева прилегающим электродом положительной полярности, а справа электродом отрицательной полярности (рис. 3.3), имеет вид:

$$[a_{ij}]_0 = \begin{bmatrix} cos(\theta_0) & i \cdot sin(\theta_0)/Z_0 & -i \cdot r \cdot sin(\theta_0)/Z_0 \\ i \cdot Z_m \cdot sin(\theta_0) & cos(\theta_0) & r \cdot (1 - cos(\theta_0)) \\ r \cdot (1 - cos(\theta_0)) & -i \cdot r \cdot sin(\theta_0)/Z_0 & i \cdot r^2 \cdot sin(\theta_0)/Z_0 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

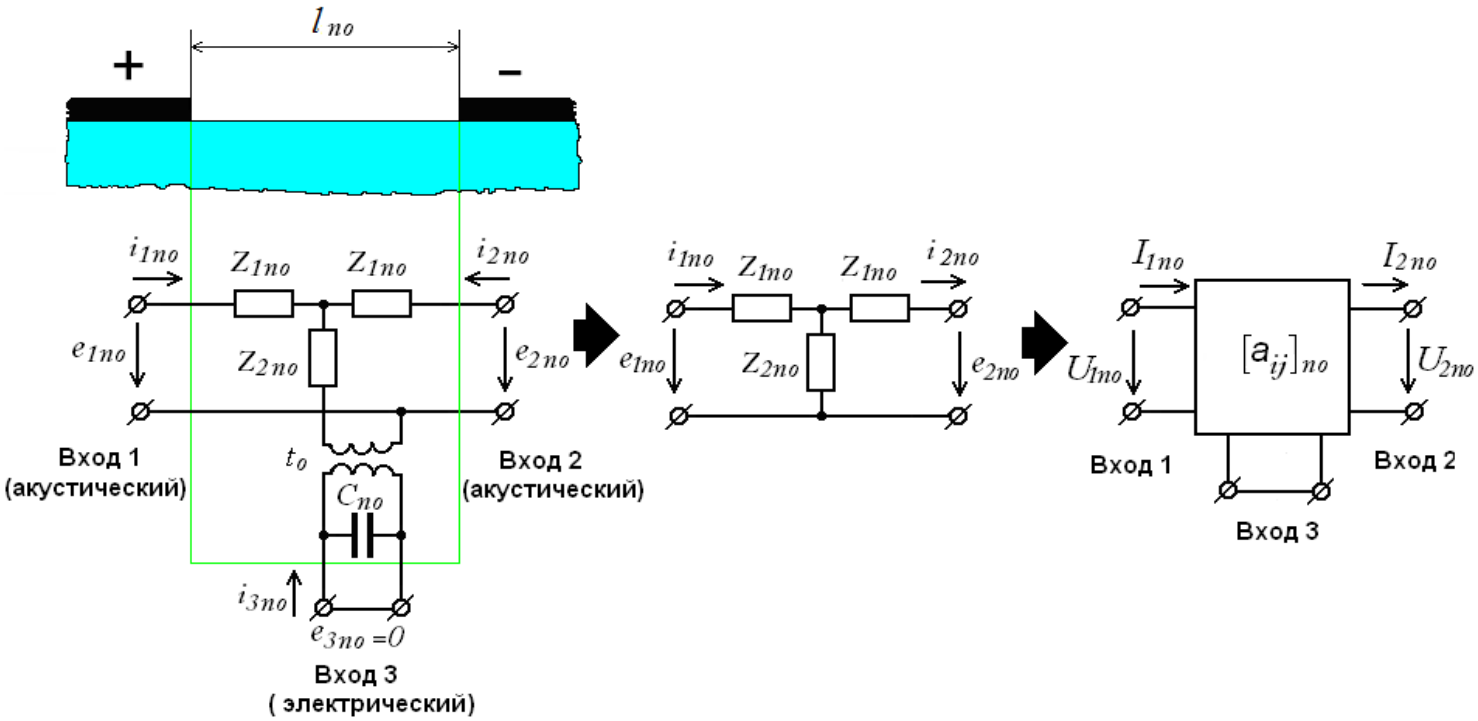


Рис. 3.3. Геометрия, эквивалентная схема и представление в виде шестиполюсника или четырехполюсника n–ной элементарной ячейки зазора

В уравнении (3.3) использованы следующие обозначения :

Z_0 -характеристическое (акустическое) сопротивление неметаллизированного участка звукопровода;

θ_0 - угол акустического прохождения неметаллизированного участка звукопровода с протяженностью l_0;

t -коэффициента трансформации энергии ПАВ.

Поскольку в элементарной ячейке зазора напряжение на электрическом входе отсутствует , то на эквивалентной схеме ячейки зазора электрический вход закорочен ($U_3 = 0$), а элементы матрицы $[a_{ij}]_0$ ячейки в рамках описываемой модифицированной модели принимают значения $a_{11} = a_{21} = cos\theta_0$, $a_{12} = i \cdot sin\theta_0/Z_0$, $a_{12} = i \cdot Z_0 \cdot sin\theta_0$, $a_{13} = a_{23} = a_{31} = a_{32} = a_{33} = 0$, а ячейка может быть представлена уже четырехполюсником (рис.3.3).

3.2.2 Эквивалентная схема элементарной секции в двунаправленном преобразователе

В качестве **периодической элементарной секции эквидистантного двунаправленного втречно-штыревого преобразователя (ВШП)** в модифицированной модели эквивалентных схем выбрана секция , включающая в себя пять элементарных

ячеек : зазор шириной l_0, два прилегающих к зазору справа и слева половинных электрода, каждый из которых имеет ширину $\frac{l_m}{2}$ и которые находятся один под положительным потенциалом, а другой под отрицательным потенциалом , а также две ячейки перехода G_b, включенные на границах электродов с зазором и отображающие эффекты рассеивания и накопления энергии. Выбор такой элементарной секции позволяет установить простую связь с используемой для синтеза моделью дельта-источников с расположением центров возбуждения в середине электродов [1]. Топологическая схема и эквивалентная схема элементарной секции преобразователя , используемые в модифицированной модели, показаны на рис. 3.4. При этом ячейка перехода топологического эквивалента не имеет.

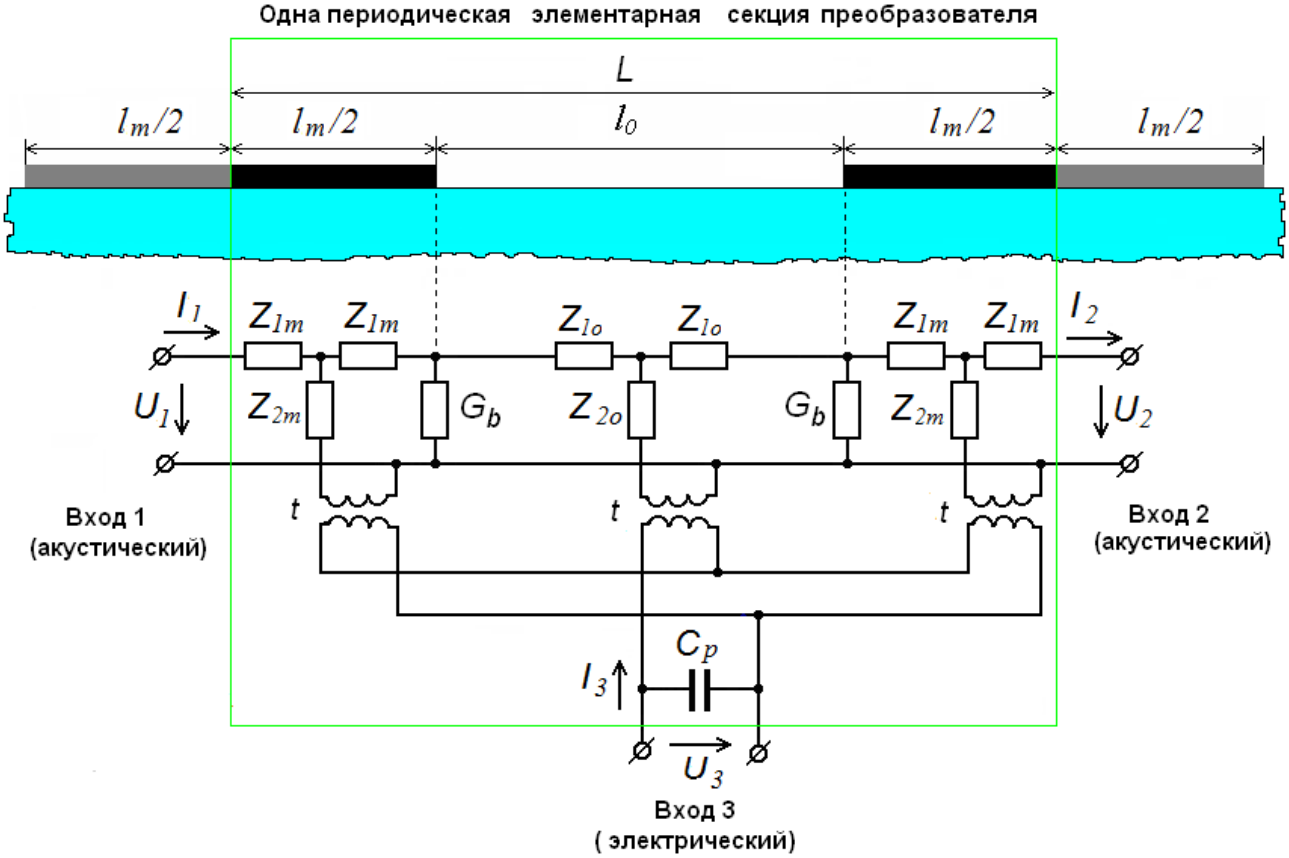


Рис.3.4. Топологическая и эквивалентная схема элементарной секции ВШП в модифицированной модели

Величины сопротивлений Z_i описываются соотношениями:

$$Z_{10} = i \cdot Z_0 \cdot tg(\theta_0/2),$$
$$Z_{20} = -i \cdot Z_0 \cdot cosec(\theta_0),$$
$$Z_{lm} = i \cdot Z_m \cdot tg(\theta_m/2),$$

$$
\begin{aligned}
&Z_{2m} = -i \cdot Z_m \cdot cosec(\theta_m),\\
&Z_0 = 1 + r_r,\\
&Z_m = 1 - r_r,\\
&\theta_0 = \pi \cdot f \cdot l_0/v = 0{,}5 \cdot \pi \cdot (1 - k_m) \cdot f/f_t,\\
&\theta_m = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot l_m/v = \pi \cdot k_m \cdot f/f_t,\\
&t^2 = f \cdot C_p \cdot k^2,\\
&C_p = 2 \cdot A \cdot (e_{pr}^t + 1) \cdot (6{,}5 \cdot k_m^2 + 1{,}08 \cdot k_m + 2{,}37) \cdot 10^{-12},
\end{aligned}
\tag{3.4}
$$

где: Z_0 и θ_0 – соответственно акустическое сопротивление и фазовый угол, описывающий задержку акустического сигнала при прохождении неметаллизированного участка звукопровода протяженностью l_0 ;

Z_m и θ_m - соответственно акустическое сопротивление и фазовый угол, описывающий задержку акустического сигнала при прохождении металлизированного участка вукопровода протяженностью l_m;.

W – абсолютная апертура преобразователя;

C_p - статическая емкость пары электродов;

e_{pr}^t – эквивалентная относительная диэлектрическая проницаемость материала звукопровода (подложки);

f – частота возбуждения;

f_t – центральная частота преобразователя;

k^2 – квадрат коэффициента электромеханической связи;

$k_m = l_m/(l_0 + l_m)$ – коэффициент металлизации;

r_r – коэффициент отражения ПАВ на границе электродов;

t - коэффициента трансформации энергии ПАВ;

v – эффективная фазовая скорость ПАВ под преобразователем;

G_b – элемент, включенный на границах электродов и моделирующий эффекты накопления энергии и рассеивания ПАВ;

I_1, I_2, U_1, U_2 – эквивалентные токи и напряжения в акустическом тракте, соответствующие механическим смещениям и напряжениям;

I_3, U_3 – ток и напряжение на электрическом входе.

Как будет показано ниже, матрица элементарной ячейки перехода G_b, моделирующей эффекты накопления и рассеяния энергии, имеет вид:

$$[a_{ij}]_G = \begin{bmatrix} 1 & B & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad (3.5)$$

В общем случае параметр B является комплексным. При этом действительная составляющая параметра B определяет рассеивание энергии ПАВ, а его мнимая составляющая отображает реактивное накопление энергии на границах электродов.

Выбранное расположение трансформаторов, симметричное относительно центров электродов, эквивалентно действию сосредоточенных акустических сил , размещенных в зазорах и направленных навстречу друг другу (U_1, U_2). Такое расположение акустических сил обеспечивает симметрию поля механических напряжений относительно центра электродов для большинства пьезоэлектриков.

Следует отметить, что скорости ПАВ под электродом и в зазоре для преобразователя или для отражающей решетки отличаются от скоростей ПАВ на полностью металлизированной или полностью свободной поверхностях соответственно.

Поскольку элементарные ячейки зазора, электрода и перехода , входящие в состав элементарной секции на рис. 3.4 и представленные электроакустическим шестиполюсниками , акустически включены последовательно, а электрически параллельно, то следуя правилам соединения таких шестиполюсников , i -я элементарная секция в целом также может быть представлена электроакустическим шестиполюсником , показанным на рис. 3.5.

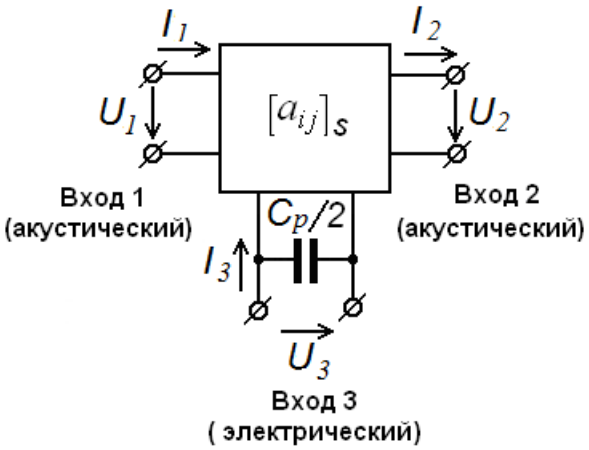


Рис. 3.5. Представление элементарной секции ВШП в виде электроакустического шестиполюсника

Напряжения и токи на электрическом и акустических входах элементарной секции преобразователя связаны между собой соотношением

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ U_1 \\ I_3 \end{bmatrix}_S = \begin{bmatrix} a_{ij} \end{bmatrix}_S * \begin{bmatrix} I_2 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix}_S \tag{3.6}$$

При этом элементарная секция ВШП описывается смешанной матрицей передачи вида

$$[a_{ij}]_S = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}, \tag{3.7}$$

элементы $[a_{ij}]$ которой получены при последовательном каскадировании матриц (3-2), (3-3) , (3-5) пяти элементарных ячеек, начиная с правого края секции.

Элементарные секции преобразователей других типов (двунаправленных с расщепленными электродами, однонаправленных с дополнительными отражающими электродами различной ширины и т.д.) могут включать гораздо большее число элементарных ячеек (до 10-12), чем это представлено на рис. 3.4 . Таким образом, элементарные периодические секции могут усложняться и стать многоэлектродными , но правила формирования разных типов секций являются общими.

Поскольку и в такой многоэлектродной элементарной секции ячейки также акустически соединены последовательно, а электрически параллельно, то полная эквивалентная схема многоэлектродной элементарной секции преобразователя формируется путем последовательного соединения большего количества элементарных ячеек электродов и зазоров , эквивалентные схемы которых , например, показаны на рис.3.2 и 3.3. В алгоритме программы анализ полученной эквивалентной схемы многоэлектродной элементарной секции проводится последовательным каскадированием матриц элементарных ячеек (3-2), (3-3) и (3.5), начиная с правого края секции. При этом выходные акустические параметры I_1 и U_1 каждой элементарной ячейки являются входными для соседней ячейки, находящейся слева, и связаны соотношениями:

$$\begin{cases} I_{1i} = I_{2(i-1)} \\ U_{1i} = U_{2(i-1)} \end{cases}, \tag{3.8}$$

где: $i = 1, \ldots, n$; $n = 5N$; N – число электродов в многоэлектродной элементарной секции ВШП, а электрические напряжения одинаковы на всех входах, т.е.

$$U_{3i} = U_3 .$$

Проделав необходимые вычисления, можно получить рекуррентные соотношения для элементов матрицы $[A_{ij}]^i$ многоэлектродной элементарной секции, состоящей из i элементарных ячеек, в виде:

$$\begin{cases} A_{11}^i = a_{11}^i \cdot A_{11}^{i-1} + a_{12}^i \cdot A_{21}^{i-1} \\ A_{12}^i = a_{11}^i \cdot A_{12}^{i-1} + a_{12}^i \cdot A_{22}^{i-1} \\ A_{13}^i = a_{11}^i \cdot A_{13}^{i-1} + a_{12}^i \cdot A_{23}^{i-1} + a_{13} \\ A_{21}^i = a_{21}^i \cdot A_{11}^{i-1} + a_{22}^i \cdot A_{21}^{i-1} \\ A_{22}^i = a_{21}^i \cdot A_{12}^{i-1} + a_{22}^i \cdot A_{22}^{i-1} \\ A_{23}^i = a_{21}^i \cdot A_{13}^{i-1} + a_{22}^i \cdot A_{23}^{i-1} + a_{23} \\ A_{31}^i = a_{31}^i \cdot A_{11}^{i-1} + a_{32}^i \cdot A_{21}^{i-1} + A_{31}^{i-1} \\ A_{32}^i = a_{31}^i \cdot A_{12}^{i-1} + a_{32}^i \cdot A_{22}^{i-1} + A_{32}^{i-1} \\ A_{33}^i = a_{31}^i \cdot A_{13}^{i-1} + a_{32}^i \cdot A_{23}^{i-1} + a_{33}^i + A_{33}^{i-1} \end{cases} \qquad (3.9)$$

где: $[A_{ij}]^{i-1}$ – элементы матрицы многоэлектродной элементарной секции,

$[a_{ij}]^i$ – элементы матрицы i –ой элементарной ячейки.

Проведя последовательные вычисления по (3.9), можно получить значения элементов матриц шестиполюсника и для многоэлектродной элементарной секции.

3.2.3 Эквивалентная схема элементарной секции в отражающей решетке

В модифицированной модели эквивалентных схем используется отражающая решетка, состоящая из системы короткозамкнутых пленочных металлических (чаще всего , алюминиевых) электродов. Для унификации расчетов в элементарную секцию отражающей решетки, также как и в случае преобразователя , включена элементарная ячейка зазора, окруженная двумя ячейками короткозамкнутых электродов половинной ширины , находящихся под нулевым потенциалом (рис. 3.7) .

Эквивалентная схема элементарной секции отражающей решетки аналогична схеме на рис.3.4 для элементарной секции встречно-штыревого преобразователя (ВШП) при условии короткого замыкания электрического выхода, т.е. при U_3 = 0.

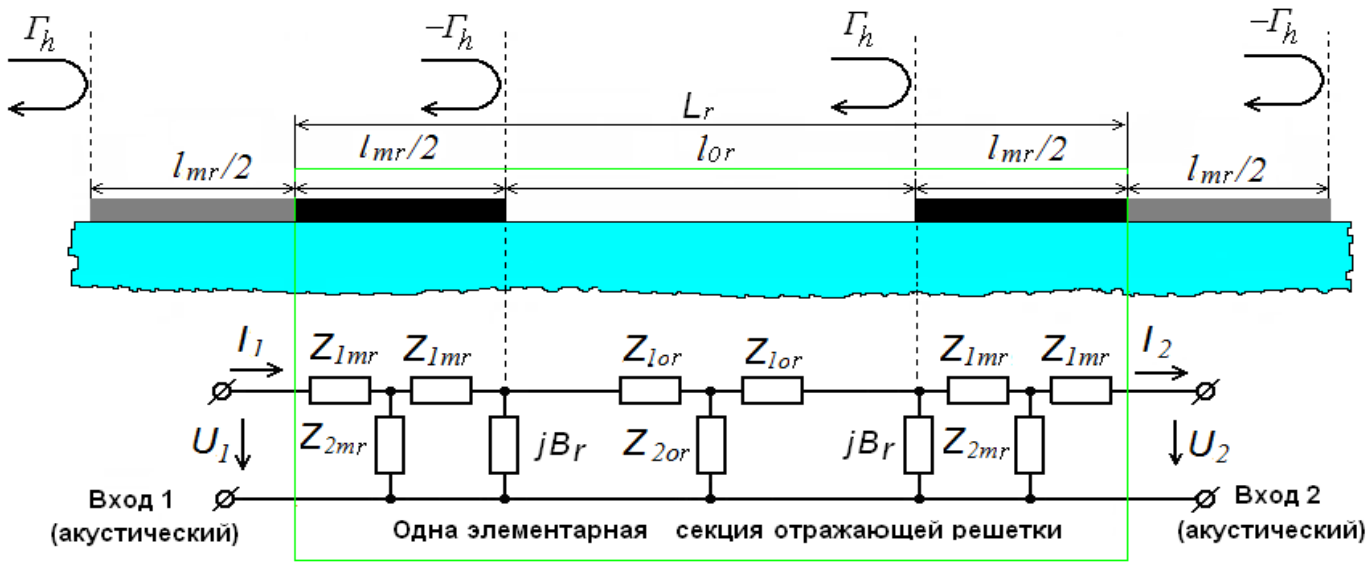


Рис. 3.6. Элементарная секция короткозамкнутой отражательной решетки

Хотя в этом случае ячейку электрода, ячейку зазора и элементарную секцию отражающей решетки в целом можно представить четырехполюсниками и описать матрицами размерности [2x2] , для унификации расчетов использованы матрицы размерности [3x3], аналогичные матрице (3.2) для электрода при $U_3 = 0$:

$$[a_{ij}]_{mr} = \begin{bmatrix} cos(\theta_m) & i \cdot sin(\theta_m)/Z_m & 0 \\ i \cdot Z_m \cdot sin(\theta_m) & cos(\theta_m) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

и матрице (3.3) для зазора при $U_3 = 0$:

$$[a_{ij}]_{0r} = \begin{bmatrix} cos(\theta_0) & i \cdot sin(\theta_0)/Z_0 & 0 \\ i \cdot Z_0 \cdot sin(\theta_0) & cos(\theta_0) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.11}$$

Параметры элементов матриц (3.10) и (3.11) отражательной решетки описываются соотношениями (3.4) для элементов матрицы передачи преобразователя с соответствующей заменой протяженностей металлизированных и неметаллизированных участков при расчете акустических сопротивлений Z_0 и Z_m , а также фазовых скоростей ПАВ под электродами и в зазорах преобразователя на фазовые скорости ПАВ под электродами и в зазорах короткозамкнутой решетки.

3.3 Учет физических характеристик электродных структур и материалов звукопровода

3.3.1 Моделирование эффектов отражения , рассеивания и накопления энергии

Для распространяющихся ПАВ металлические электроды преобразователя представляют собой не только топографические, но и электроакустические неоднородности вследствие разности акустических импедансев Z_0 и Z_m на свободной и металлизированных поверхностях. Вблизи левой и правой кромок электрода , где скачком изменяются упругие свойства среды и , соответственно, граничные условия для распространения, ПАВ частично отражается. В результате в преобразователе кроме прямой ПАВ возникает обратная отраженная волна.

Кроме этого, при отражении ПАВ от кромок электрода возбуждается объемная акустическая волна (ОАВ), распространяющаяся под углом к поверхности пьезоэлектрического звукопровода (подложки). Возбуждение ОАВ приводит к рассеиванию части энергии ПАВ и накоплению реактивной энергии в окрестностях акустических неоднородностей.. Дополнительно, энергия объемных волн , сосредоточенная в близи электродов, вызывает фазовую задержку отраженной ПАВ.

Указанные эффекты рассеивания и накопления энергии пропорциональны квадрату коэффициента рассогласования акустических импедансов на границах электрод-зазор [10]. Они моделируются эквивалентной схемой элементарной ячейки перехода, которая подключается на границах электрод-зазор , но не имеет топологического эквивалента. Эквивалентная схема элементарной ячейки перехода показана на рис. 3.8.

Элементарная ячейка перехода может быть описана смешанной матрицей $[a_{ij}]_G$ такого же типа , что и для электрода (3.2), но при следующих значениях ее элементов : $a_{11} = a_{22} = 1$, $a_{12} = B$, $a_{13} = a_{21} = a_{23} = a_{31} = a_{32} = a_{33} = 0$.

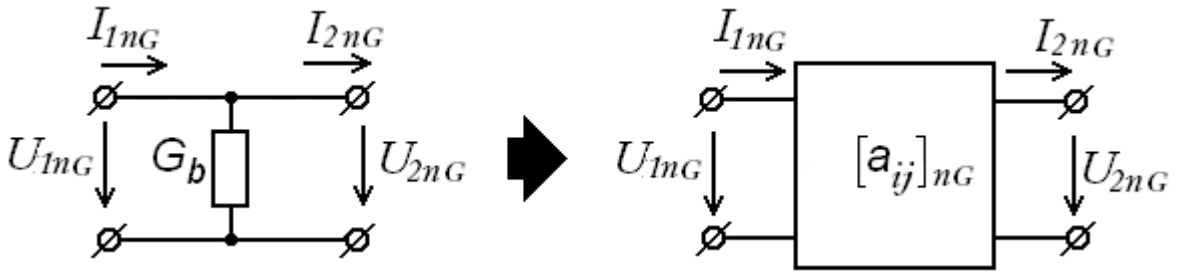


Рис.3.7. Эквивалентная схема n-й элементарной ячейки перехода

В результате матрица элементарной ячейки перехода, отображающей эффекты накопления и рассеивания энергии , принимает вид (3.5) :

$$[a_{ij}]_G = \begin{bmatrix} 1 & B & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Как указывалось в разделе 3.2.3, в общем случае параметр B является комплексным:

$$B = s_{gb} + i \cdot e_{gb} \ , \tag{3.12}$$

где: s_{gb} - коэффициент рассеивания энергии ПАВ;

e_{gb} - коэффициент реактивного накопления энергии.

В рамках описываемой модифицированной модели эквивалентных схем коэффициенты рассеивания и реактивного накопления энергии ПАВ приняты равными соответственно отношениям величины рассеиваемой и накапливаемой энергии ПАВ к полному потоку энергии, проходящему через границу зазор-электрод [10]. Теоретический расчет их сложен и не приводит к приемлемым для практики результатам. Для их определения наиболее удобным является вариационный подход , в соответствии с которым каждый из коэффициентов s_{gb} и e_i представляется в виде полиномов :

$$\begin{gathered} s_{gb} = s_0 + s_1(h/\lambda) + s_2(h/\lambda)^2 + s_3(f/f_o - s_4)^3 \\ e_{gb} = e_0 + e_1(h/\lambda) + e_2(h/\lambda)^2 + e_3(h/\lambda)^3 \end{gathered} \tag{3.13}$$

где : h – толщина пленки электрода (чаще всего, из алюминия), λ - длина ПАВ на средней частоте, а значения коэффициентов s_i и e_i полиномов находятся по результатам измерений специальных тестовых структур и уточняются по результатам исследований проектируемых устройств на ПАВ.

Коэффициент r_r отражения ПАВ от кромки электродов , входящий в соотношение (3.6) для расчета акустических сопротивлений Z_m и Z_0 под электродами преобразователя и в зазоре между ними, определяется, в первую очередь, физическими характеристиками материала звукопровода : упругими , диэлектрическими и пьезоэлектрическими константами и т.д. Кроме того , коэффициент отражения r_r зависит и от геометрических характеристик электрода (его поперечного профиля и толщины h) , а также от электрофизических характеристик материала (упругости , удельной плотности , удельной проводимости ρ и т. д. металлической пленки).

Если повторяемость физических характеристик кристаллов , используемых в качестве материалов звукопроводов , достаточно высока, а константы большинства кристаллов

хорошо изучены и опубликованы , то физические характеристики материала пленочных электродов и их поперечный профиль сильно зависят от технологии изготовления устройств на ПАВ , имеющейся на конкретном предприятии : прямая или обратная фотолитография с термовакуумным , магнетронным или электронно-лучевым распылением металла и т.д. Это делает практически невозможным точный математический расчет коэффициента отражения.

Поэтому в рамках описываемой модифицированной модели для нахождения коэффициента отражения также использован вариационный подход : коэффициент отражения представлен в виде полинома

$$r = r_0 + r_1(h/\lambda) + r_2(h/\lambda)^2 + r_3(h/\lambda)^3 , \qquad (3.14)$$

а значения r_0, r_1 , r_2 и r_3 находятся экспериментально.

Аналогично, относительное изменение фазовой скорости ПАВ под электродами (на металлизированных участках звукопровода) может быть описано также полиномом:

$$\Delta V / V_0 = C_0 + C_1(h/\lambda) + C_2(h/\lambda)^2 , \qquad (3.15)$$

где V_0 – фазовая скорость ПАВ на свободной поверхности.

Здесь первый член C_0 полинома учитывает закорачивание электрического поля вследствие пьезоэффекта и пропорционален квадрату коэффициента электромеханической связи k^2 материала звукопровода , с помощью члена второго порядка $C_1(h/\lambda)$ моделируется влияние массовой нагрузки электрода с относительной толщиной (h/λ) и удельной плотностью p , а член третьего порядка $C_2(h/\lambda)^3$ учитывает влияние накопления энергии в окрестности электрода.

Как уже указывалось, коэффициенты полиномов s_0 , s_1, s_2, s_3 , e_0 , e_1, e_2 , e_3 , C_0 , C_1 , C_2 определяются экспериментально в зависимости от физических характеристик используемых материалов звукопровода и электродов , а также поперечного профиля последних. Такой подход к моделированию отражений, рассеивания и реактивного накопления энергии при распространении ПАВ, изменению скорости ПАВ в структурах с периодическими поверхностными неоднородностями вполне корректен, так как размер элементарной ячейки преобразователя значительно меньше длины волны ПАВ, и весьма удобен, поскольку элементы матриц не содержат гиперболических функций, что существенно увеличивает скорость расчетов. Подобный подход применялся и при разработке других моделей и показал свою эффективность [11,12,13].

В модифицированной модели эквивалентных схем как для ВШП , так и для отражательных решеток могут быть использованы два близких варианта учета перечисленных эффектов : через определяемые экспериментально коэффициенты отражения r , рассеивания s и накопления энергии e или через СОМ-параметры k_{11} и k_{12} , рассчитываемые по модели связанных мод [11, 12, 13] также с последующим экспериментальным уточнением. Связь между используемыми эмпирическими коэффициентами в модели эквивалентных схем и модели связанных мод описана в работе [11].

На основе многочисленных экспериментов как с тестовыми структурами , так с изготавливаемыми устройствами , нами найдены значения этих коэффициентов для следующих материалов :

- кварц (кристаллографические ориентации y*xl*/33^0 , y*xl*/36^0, y*xl*/38^0, y*xl*/40^0, y*xl*/42^0);
- танталат лития (кристаллографические ориентации y*xl*/36^0, y*xl*/42^0, *xys*/112^0);
- ниобат лития (кристаллографические ориентации YZ, y*xl*/41^0, y*xl*/49^0, y*xl*/64^0, y*xl*/128^0);
- лангасит (кристаллографические ориентации y*xlt*/48,5°/26,6° и y*xlt*/50°/25°);
- тетраборат лития (кристаллографическая ориентация *zyx*/45^0).

Приведенный выше список охватывает практически все пьезоэлектрические кристаллы и их кристаллографические ориентации, используемые в качестве материала подложек устройств на ПАВ. В таблице 1 значения коэффициентов указаны для электродов из пленки алюминия , нанесенного магнетронным распылением и при коэффициенте металлизации , близком к 0,5. Практика показала , что указанные в таблице 1 значения коэффициентов полиномов могут быть использованы в качестве исходных и для электродов из пленки алюминия, нанесенного термовакуумным и электронно-лучевым напылением.

3.3.2 Моделирование резистивных потерь в электродах преобразователя

Конечная проводимость металлической пленки электродов преобразователя является наряду с потерями на распространение ПАВ одним из главных факторов, определяющих вносимые потери фильтров. Наиболее простым способом моделирования резистивных потерь является включение эквивалентных резисторов последовательно к электрическим входам акустоэлектрических шестиполюсников, описывающих преобразователи ПАВ. Однако такой подход является весьма приближенным. Для более точного учета влияния резистивных потерь из-за конечной проводимости пленок металлических электродов в модифицированной модели эквивалентных схем использовано подключение резистора R к электрическому входу каждой элементарной секции. На рис. 3.6 изображен

шестиполюсник с подключенным резистором, представляющий такую элементарную секцию.

Матрица $[A_{ij}]$ шестиполюсника является полной матрицей передачи элементарной секции (рис.3.4) и образована последовательным каскадированием матриц вида (3.2), (3.3) и (3.5) для элементарных ячеек в соответствии с соотношениями (3.9).

При учете резистивных потерь в элементарной секции на электрическом входе шестиполюсника уже действуют напряжения и токи U_3^* и I_3 соответственно рис.3.7 .

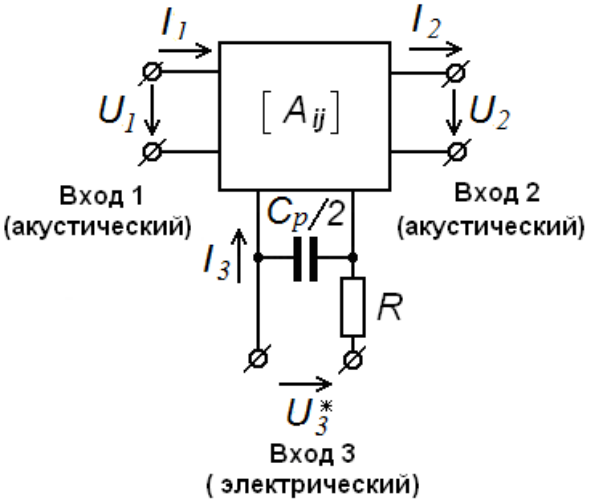


Рис .3.8. Учет резистивных потерь в электродах элементарной секции ВШП

Используя уравнение связи $U_3 = U_3^* - R \cdot I_3$, после ряда несложных преобразований получены выражения для элементов матрицы $[a_{ij}{}^*]$ ячейки электрода с учетом резистивных потерь:

$$\begin{cases} a_{11}^* = A_{11} - A_{13} \cdot A_{31} \cdot R/(1 + A_{33} \cdot R) \\ a_{12}^* = A_{12} - A_{13} \cdot A_{32} \cdot R/(1 + A_{33} \cdot R) \\ a_{13}^* = A_{13} - A_{13} \cdot A_{33} \cdot R/(1 + A_{33} \cdot R) \\ a_{21}^* = A_{21} - A_{23} \cdot A_{31} \cdot R/(1 + A_{33} \cdot R) \\ a_{22}^* = A_{22} - A_{23} \cdot A_{32} \cdot R/(1 + A_{33} \cdot R) \\ a_{31}^* = A_{31}/(1 + A_{33} \cdot R) \\ a_{32}^* = A_{32}/(1 + A_{33} \cdot R) \\ a_{33}^* = A_{33}/(1 + A_{33} \cdot R) \end{cases} \qquad (3.15)$$

где $[A_{ij}]$ – элементы полной матрицы многоэлектродной элементарной секции;

R – сопротивление, величина которого равна омическому сопротивлению пленочного электрода в элементарной секции.

Значение сопротивления R рассчитывается через удельное поверхностное сопротивление ρ металлической пленки электродов следующим образом:

$$R = \rho \cdot 4 f_0 \cdot W / (V \cdot k_m), \tag{3.16}$$

где: f_0 – частота акустического синхронизма преобразователя;

V – скорость ПАВ;

k_m – коэффициент металлизации;

W – абсолютная апертура преобразователя.

Удельное поверхностное сопротивление ρ связано с толщиной h металлической пленки электродов следующим образом:

$$\rho = R_0 + R_1 / h + R_2 / h^2 \tag{3.17}$$

По данным экспериментальных исследований, для алюминиевых пленок толщиной более 0,1 мкм , нанесенных магнетронным распылением, коэффициенты в (3.17) равны:

$$R_0 = 0\ ;\ R_1 = 0{,}27\ \{Ом \cdot мкм/\square\};\ R_2 = 0\ . \tag{3.18}$$

Поскольку элементы матрицы передачи отражательных решеток моделируются аналогично элементам матрицы передачи преобразователей, но при U_3 =0, то соотношения (3.15)-(3.18) пригодны для учета резистивных потерь и в электродах отражательных решеток.

Глава 4 Эквивалентные схемы элементов акустического тракта в модифицированной модели

4.1. Встречно-штыревые преобразователи

4.1.1 Двунаправленный невзвешенный ВШП

Топологическая схема двунаправленного невзвешенного ВШП с постоянным перекрытием электродов (или эквидистантного неаподизованного ВШП) показана на рис. 4.1. На рисунке выделены элементарные секции , каждая из которых имеет протяженность L_i , где i =1, 2, 3 …… N .

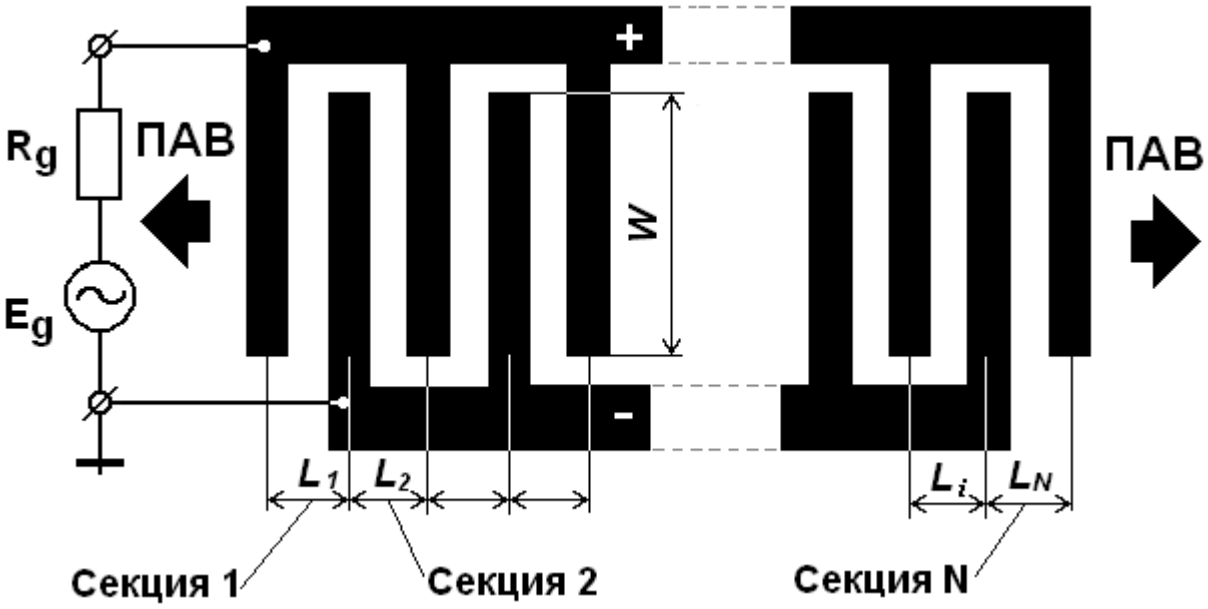


Рис.4.1. Топологическая схема неаподизованного двунаправленного ВШП

Как указывалось в разделе 3 , каждую элементарную секцию преобразователя, исходя из ее геометрических размеров и физических характеристик материалов электродов и звукопровода, можно отобразить эквивалентной схемой. Эквивалентная схема секции представляет собой электроакустических шестиполюсник , а передаточная функция такой схемы является по сути передаточной функцией секции. Соединяя такие электроакустические шестиполюсники, можно получить эквивалентную схему неаподизованного двунаправленного преобразователя , т.е. эквидистантного с постоянным перекрытием электродов [5], показанную на рис. 4.2. При этом в эквивалентной схеме преобразователя акустические входы секций или отображающих их электроакустических шестиполюсников соединены каскадно , а электрические входы включены параллельно с учетом чередующейся полярности напряжения на электродах. Поскольку каждой элементарной секции соответствует отдельная смешанная

матрица $[a_{ij}]_s$ (3-7), можно , используя соотношения (3.9) или (3.15)- с учетом сопротивления электродов, получить каскадную смешанную матрицу $[A]_{ВШП}$ всего преобразователя в целом.

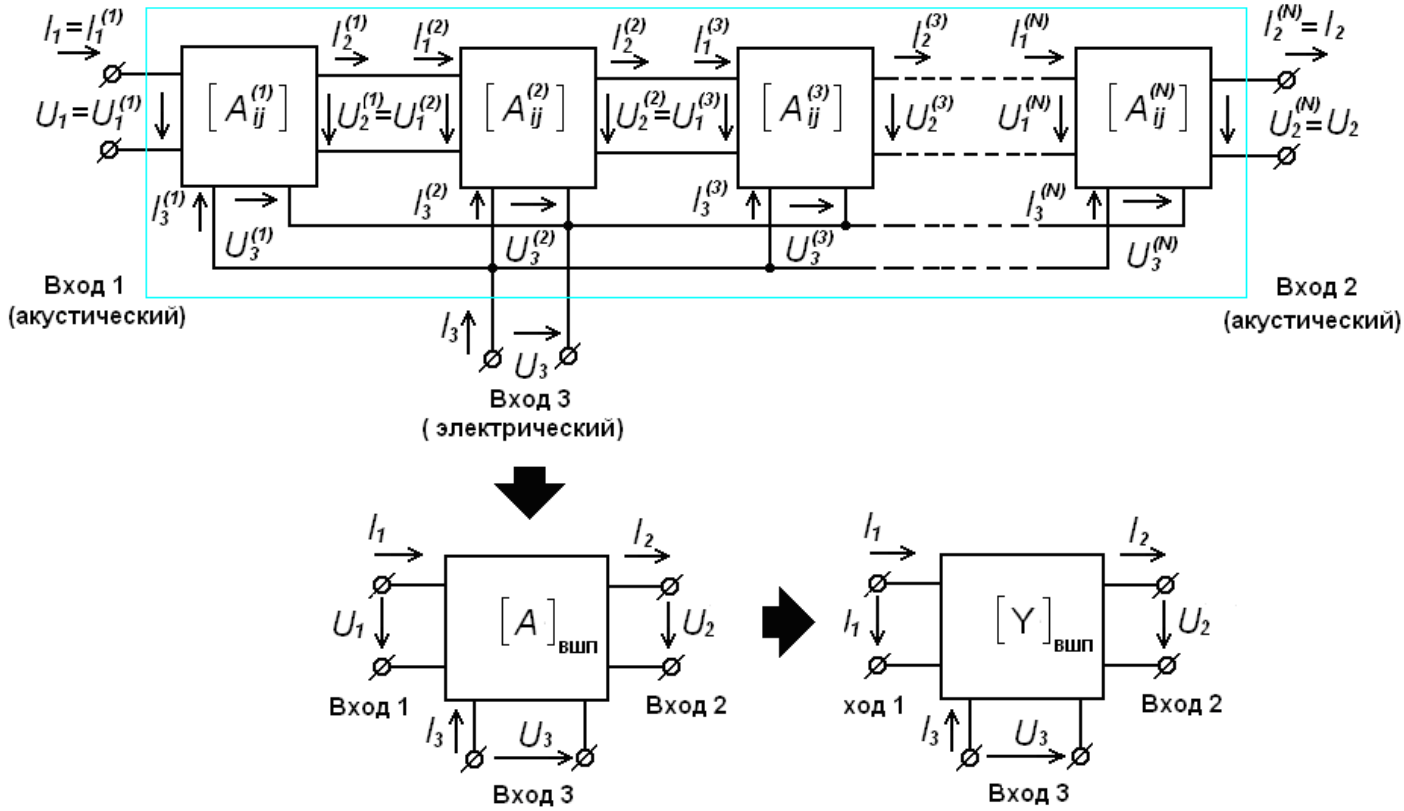


Рис.4.2. Эквивалентная схема ВШП , состоящего из N элементарных секций, и ее представление в виде электро-акустических шестиполюсников

В алгоритме программы анализ полученной эквивалентной схемы ВШП проводится последовательным каскадированием матриц элементарных секций (3.7), начиная с правого края преобразователя. Также как и в случае многоэлектродной секции, состоящей из нескольких элементарных ячеек (см. раздел 3) , при каскадировании секций в преобразователе выходные акустические параметры I_2 и U_2 каждой предыдущей n–й элементарной секции являются входными для соседней последующей $(n+1)$-й секции, находящейся слева, и связаны соотношениями:

$$\begin{cases} I_{1n} = I_{2(n-1)} \\ U_{1n} = U_{2(n-1)} \end{cases} \qquad (4.1)$$

где: n = 1, 2, 3 , …… N – число электродов ВШП.

Поскольку электрические входы секций соединены параллельно , то при этом электрические напряжения одинаковы на всех входах:

$$U_{3n} = U_3$$

Проделав необходимые вычисления, можно получить рекуррентные соотношения для элементов матрицы $[A_{ij}]^{(n)}$ преобразователя, состоящего из N элементарных секций, в виде:

$$\begin{cases} A_{11}^{(n)} = a_{11}^{(n)} \cdot A_{11}^{(n-1)} + a_{12}^{(n)} \cdot A_{21}^{(n-1)} \\ A_{12}^{(n)} = a_{11}^{(n)} \cdot A_{12}^{(n-1)} + a_{12}^{(n)} \cdot A_{22}^{(n-1)} \\ A_{13}^{(n)} = a_{11}^{(n)} \cdot A_{13}^{(n-1)} + a_{12}^{(n)} \cdot A_{23}^{(n-1)} + a_{13}^{(n)} \\ A_{21}^{(n)} = a_{21}^{(n)} \cdot A_{11}^{(n-1)} + a_{22}^{(n)} \cdot A_{21}^{(n-1)} \\ A_{22}^{(n)} = a_{21}^{(n)} \cdot A_{12}^{(n-1)} + a_{22}^{(n)} \cdot A_{22}^{(n-1)} \\ A_{23}^{(n)} = a_{21}^{(n)} \cdot A_{13}^{(n-1)} + a_{22}^{(n)} \cdot A_{23}^{(n-1)} + a_{23}^{(n)} \\ A_{31}^{(n)} = a_{31}^{(n)} \cdot A_{11}^{(n-1)} + a_{32}^{(n)} \cdot A_{21}^{(n-1)} + A_{31}^{(n-1)} \\ A_{32}^{(n)} = a_{11}^{(n)} \cdot A_{12}^{(n-1)} + a_{32}^{(n)} \cdot A_{22}^{(n-1)} + A_{32}^{(n-1)} \\ A_{33}^{(n)} = a_{11}^{(n)} \cdot A_{13}^{(n-1)} + a_{32}^{(n)} \cdot A_{23}^{(n-1)} + a_{33}^{(n)} + A_{31}^{(n-1)} \end{cases} \qquad (4.2)$$

где: $[A_{ij}^{(n-1)}]$ – элементы матрицы преобразователя из (n-1) элементарных секций,

$[a_{ij}^{(n)}]$ – элементы матрицы n –ой элементарной секции.

При необходимости , от смешанной матрицы $[A]_{ВШП}$ можно перейти и к матрице $[Y]_{ВШП}$ проводимостей преобразователя (рис.4.2).

4.2. Отражательные решетки

Как уже указывалось , в модифицированной модели эквивалентных схем используется отражательная решетка из системы $N_p + 1$ короткозамкнутых электродов из металлической (алюминиевой) пленки (рис. 4.3). Отражательная решетка в целом формируется каскадированием N_p элементарных секций , представленных на рис. 3.7: Как и в случае преобразователя , акустические входы секций отражательной решетки соединяются последовательно , а электрические- параллельно.

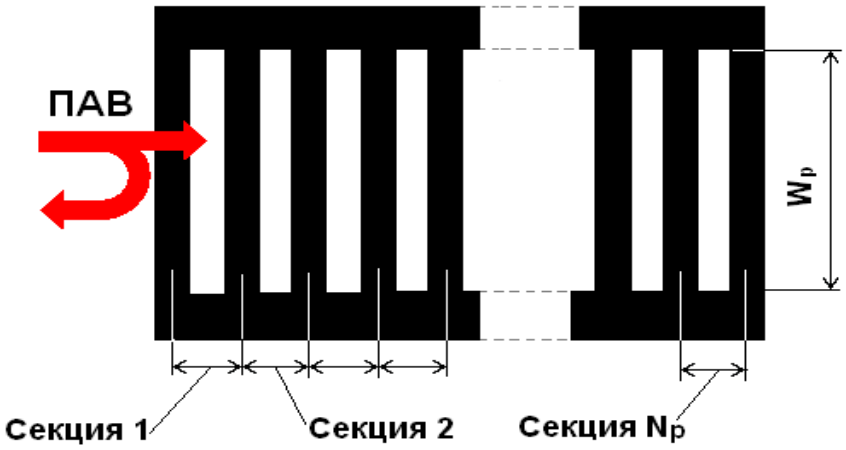


Рис. 4.3. Топологическая схема короткозамкнутой отражательной решетки

Но при этом все электрические входы являются закороченными и напряжение на них $U_3=0$. Эквивалентная схема короткозамкнутой отражательной решетки показана на рис. 4.4.

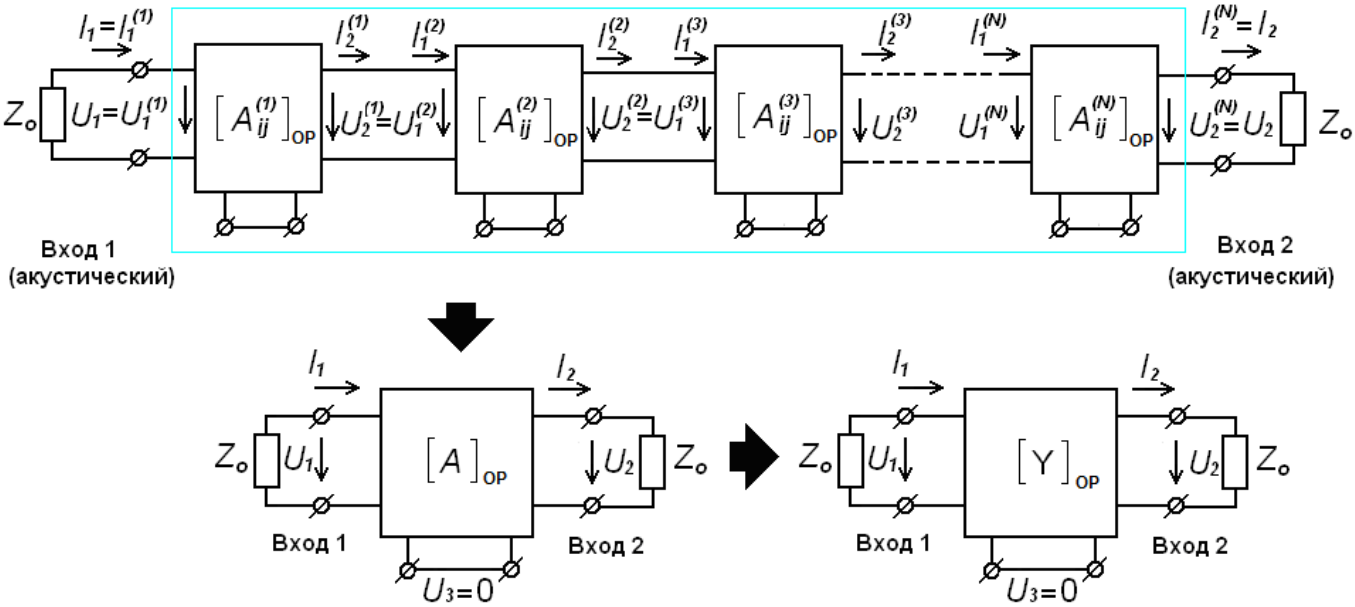


Рис. 4.4. Эквивалентная схема короткозамкнутой отражательной решетки и ее представление акустоэлектрическими шестиполюсниками

В результате короткозамкнутая отражательная решетка может быть представлена в виде акустических четырехполюсника, не имеющего связи с электрической цепью , а свойства решетки могут быть описаны матрицами размерностью [2x2]. Однако, в целях расширения функциональных возможностей модели и унификации вычислительных блоков в программном обеспечении , целесообразно свойства отражательной решетки

описать набором матриц размерностью [3x3], аналогичных приведенным матрицам (3.2) и (3.3) в разделе 3.

Эквивалентная схема отражающей решетки, состоящей из системы короткозамкнутых металлических электродов аналогична эквивалентной схеме ВШП на рис.4.2 при условии короткого замыкания электрического входа, т.е. $U_3=0$. Крайние, внешние по отношению к структуре решетки, элементарные секции решеток нагружены на активные сопротивления $Z_0=1$. Параметры элементов матрицы отражательной решетки вычисляются при перемножении элементов матриц элементарных секций начиная справа налево с использованием соотношений (3.6) при расчете акустических сопротивлений и фазовых скоростей под электродом и в зазоре , а также коэффициентов отражений.

4.3. Акустические линии передачи

В устройствах на ПАВ акустические линии передачи могут размещаться между входным и выходным преобразователями, между преобразователями и отражателями, между преобразователями и торцами подложки (звукопровода). Акустическая линия передачи может представлять собой свободный участок звукопровода , металлизированный участок звукопровода (под электростатическим экраном или пленочным фазовращателем) или участок звукопровода под поглотителем. В зависимости от этого эквивалентная схема замещения акустической линии передачи аналогична схеме замещения зазора или электрода на рис.3.4 при замене соответственно ширины зазора l_0 на протяженность свободного неметаллизированного участка l_{0T} (рис. 4.5б) или ширины электрода l_m на протяженность металлизированного участка l_{mT} (рис. 4.5а).

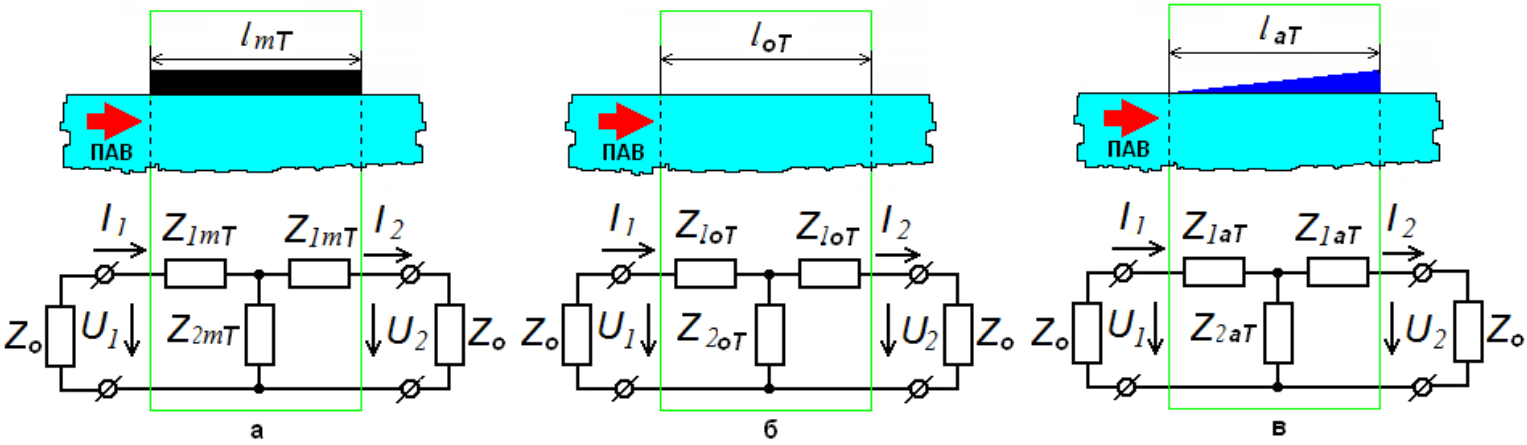


Рис. 4.5. Эквивалентные схемы акустических линий передачи : металлизированный участок ; б- неметаллизированный участок ; в- участок под акустическим поглотителем

В обоих случаях электрический вход эквивалентного шестиполюсника должен быть закорочен, т.е. $U_3=0$. В случае акустической линии передачи в виде участка звукопровода под поглотителем с протяженностью l_{aT} (рис. 4.6в) в расчет элементов матрицы передачи вводится коэффициент поглощения ПАВ, определяемый экспериментально. Параметры элементов матриц акустических линий передачи вычисляются по соотношениям (3.6) с использованием соответствующих акустических сопротивлений Z_{mT}, Z_{0T} или Z_{aT}.

Глава 5. Моделирование трансверсальных фильтров на двунаправленных преобразователях по модифицированной модели эквивалентных схем

5.1.Фильтры на невзвешенных двунаправленных преобразователях

Топологическая и структурная схемы трансверсального фильтра с двумя невзвешенными (или эквидистантными с постоянным перекрытием электродов) встречно-штыревыми преобразователями приведена на рис. 5.1а.

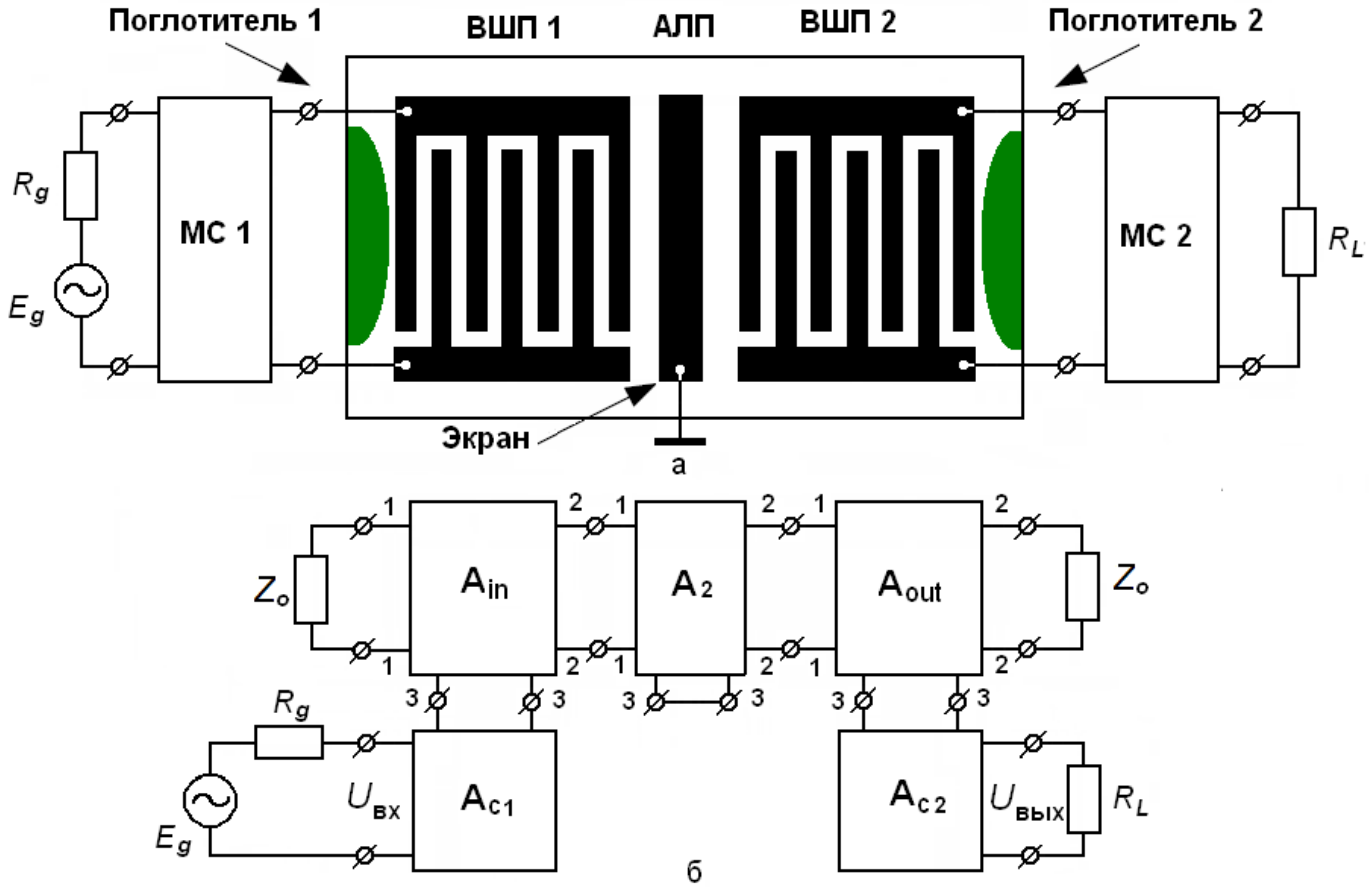


Рис. 5.1. Топологическая (а) и структурная (б) схемы трансверсального фильтра

Фильтр содержит входной ВШП 1 и выходной ВШП 2, размещенные на общей пьезоэлектрической подложке (звукопроводе). Последовательно слева направо в фильтре можно выделить следующие элементы акустического тракта : акустическая линия передачи АЛП 1(участок звукопровода под поглотителем 1) , входной ВШП 1 , АЛП 2 (свободный участок звукопровода между ВШП 1 и экраном) , АЛП 3 (участок звукопровода под электростатическим экраном) , АЛП 4 (свободный участок звукопровода между экраном и ВШП 2) , выходной ВШП 2 , АЛП 5(участок звукопровода под поглотителем 2). Акустические линии передачи АЛП 1 - АЛП 5 сравнительно слабо влияют на формирование сквозных частотных характеристик трансверсальных фильтров . Поэтому на начальном этапе расчета большинства типов

трансверсальных фильтров ими можно пренебречь и учесть только эквивалентную АЛП между входным ВШП 1 и выходным ВШП 2 , определяющую постоянную задержку фильтра и потери на распространение ПАВ между преобразователями . В результате структурная схема трансверсального фильтра упрощается до вида , показанного на рис. 5.1б.

Элементы акустического и электрического трактов в структурной схеме на рис. 5.1 представлены электроакустическими шестиполюсниками, каждый из которых описывается собственной матрицей передачи $[A_{ij}]$:

A_{in}, A_{out} – матрицы входного ВШП 1 и выходного ВШП 2;

A_{C1}, A_{C2} – матрицы внешних электрических цепей МС 1 и МС 2;

A_2 – матрица акустической линии передачи (участка звукопровода) между ВШП 1 и ВШП 2.

Электрические цепи МС 1 и МС 2 на входе и выходе фильтра в описываемой модели включены для согласования с сопротивлениями генератора R_g и нагрузки R_L , а также для моделирования и учета влияния внешних электрических элементов. Использование в модели внешних электрических цепей МС 1 и МС 2 позволяет исследовать влияние резистивных потерь в согласующих цепях ВШП 1 и ВШП 2, а также учесть влияние паразитных сопротивлений , индуктивностей и емкостей электрических проводников, связывающих топологическую структуру фильтра (пьезоэлемент) с внешним электрическим трактом.

Резистивные потери могут быть учтены либо посредством включения резисторов R_1 и R_L в электрические цепи МС 1 и МС 2, либо варьированием добротностей индуктивностей $Q = \omega L / R$, входящих в состав этих цепей. Паразитные индуктивности и емкости как непосредственно в топологической структуре фильтра (в пьезоэлементе), так и в фильтре в целом (пьезоэлемент в корпусе) могут быть учтены введением дополнительных значений этих элементов в электрических цепях МС 1 и МС 2.

В модифицированной модели эквивалентных схем сопротивления генератора и нагрузки могут принимать произвольное действительное значение.

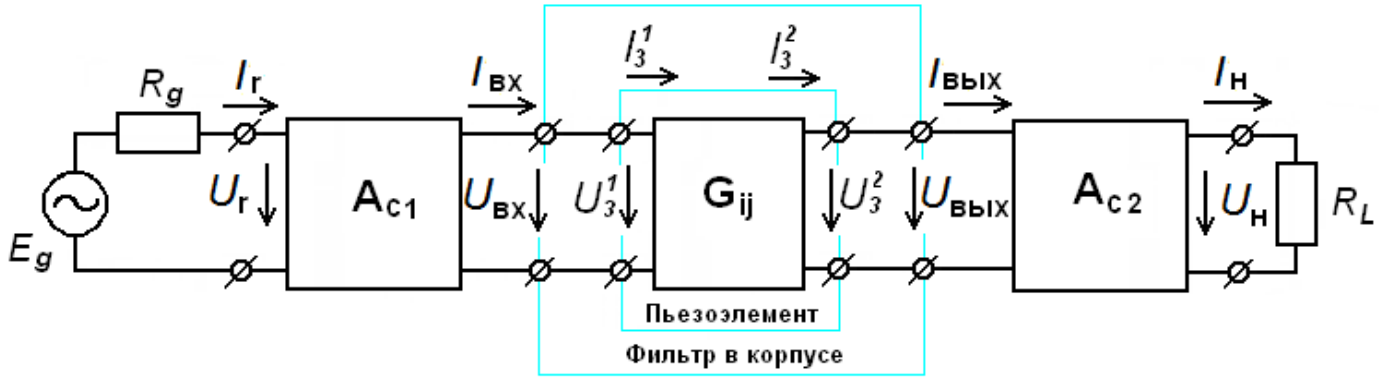
Последовательное сворачивание матриц входного и выходного преобразователей ВШП 1,2 и матрицы участка звукопровода между преобразователями ВШП 1,2 , а также учет уравнения связи на акустических выходах, имеющих вид:

$$\begin{cases} -I_1^1 \cdot Z_0 = U_1^1 \\ I_2^2 \cdot Z_0 = U_2^2 \\ I_2^1 = I_1^2 \\ U_2^1 = U_1^2 \end{cases} \qquad (5.1)$$

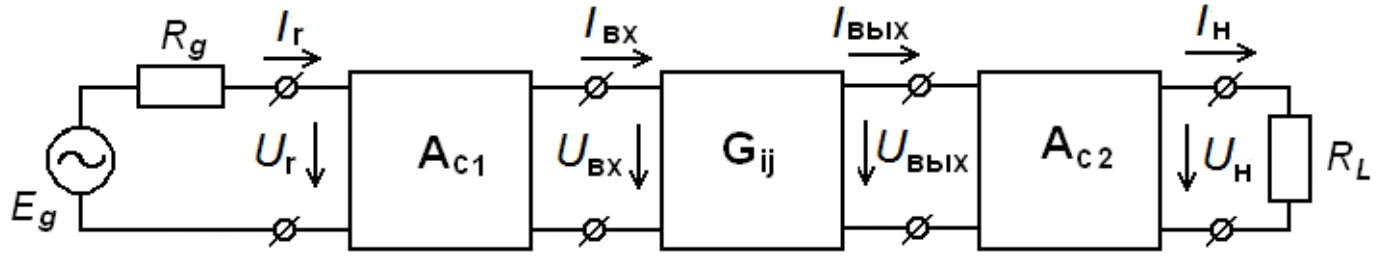
позволяет получить параметры фильтра как четырехполюсника, содержащего две пары электрических входов, в виде полной макро-матрицы проводимости фильтра:

$$\begin{bmatrix} I_3^1 \\ I_3^2 \end{bmatrix} = \left[G_{ij}\right] \cdot \begin{bmatrix} U_3^1 \\ U_3^2 \end{bmatrix} \qquad (5.2)$$

В результате структурная схема фильтра принимает вид, изображенный на рис.5.2.



а



б

Рис. 5.2. Структурная схема трансверсального фильтра : а- для учета паразитных элементов в корпусе ; б- упрощенная

Схемы согласующих цепей на входе и на выходе фильтра , используемые в описываемой базовой модели , приведены на рис. 5.3. и рис.5.4.

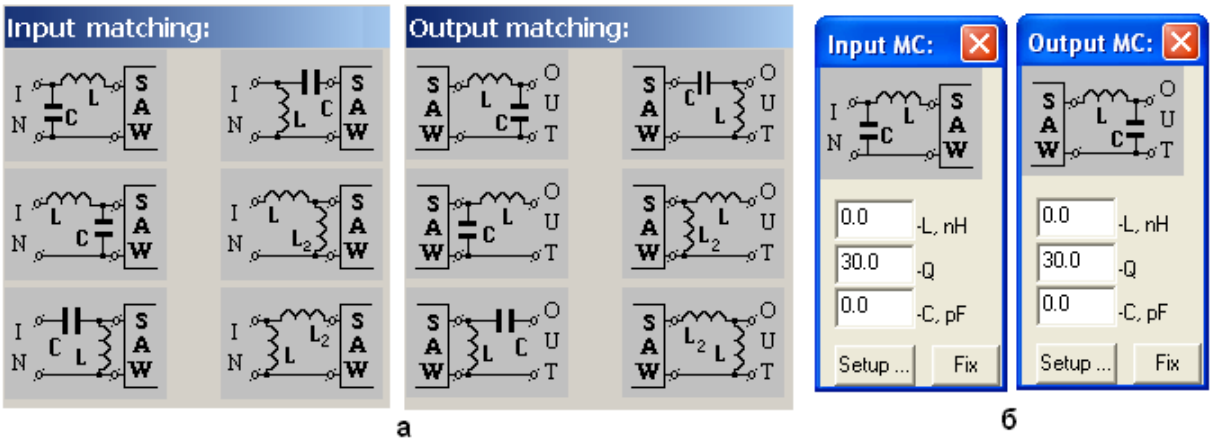


Рис.5.3. Варианты согласующих схем по входу и выходу фильтра (а) ; учет резистивных потерь через добротность индуктивностей (б)

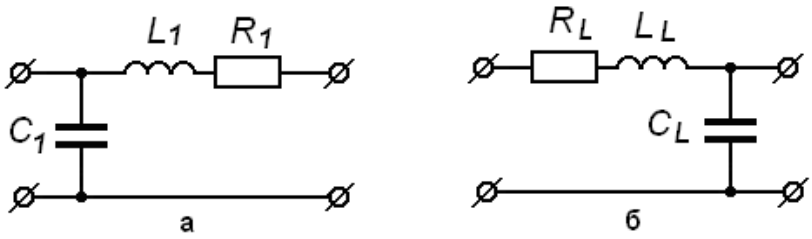


Рис.5.4. Варианты согласующих схем по входу (а) и выходу (б) фильтра с учетом резистивных потерь через сопротивления проводников

Использование матриц $[G_{ij}]$ существенно упрощает расчеты параметров ВШП неоднородных по апертуре.

5.2. Учет влияния прямого прохождения сигнала

С целью минимизации пульсаций ГВЗ за счет уменьшения времени задержки сигналов в трансверсальных фильтрах , а также для достижения минимальных вносимых потерь и расширения полосы пропускания резонаторных фильтров преобразователи ПАВ и отражающие решетки располагаются на подложке в непосредственной близости друг относительно друга. В связи с этим между входным и выходным преобразователями ПАВ возникает емкость значительной величины, через которую осуществляется прямая передача энергии электромагнитного сигнала (ЭМС) со входа на выход помимо акустического тракта. Кроме того , проволочные перемычки , соединяющие контактные площадки корпуса и пьезоэлемента работают как передающая (на входе фильтра) и приемная (на его выходе) антенны, что дополнительно увеличивает уровень ЭМС за счет индуктивной связи. Прямое прохождение электромагнитного сигнала приводит к значительному снижению уровня затухания в полосах заграждения фильтра и к искажениям частотных характеристик фильтра в полосе пропускания. В связи с этим в

разработанную модифицированную модель эквивалентных схем включена паразитная емкость C_3 , как показано на рис. 5.5, учитывающая прямую электромагнитную связь между входом и выходом фильтра.

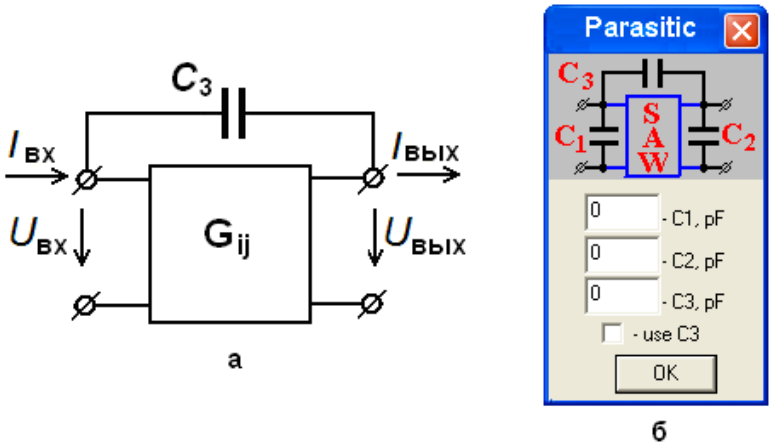


Рис.5.5 Учет паразитных эффектов : а- электромагнитного сигнала прямого прохождения ; б- емкостей корпуса фильтра и печатных плат

Расчет паразитной емкости по топологическим параметрам фильтра затруднителен, однако величина этой емкости может быть непосредственно либо измерена в макетном образце, либо определена по результатам моделирования.

Произведя необходимые вычисления, можно показать, что результирующая макро-матрица проводимости фильтра с учетом влияния ЭМС может быть получена следующим в виде:

$$[G_{ij}]^{full} = [G_{ij}] + \begin{bmatrix} g & -g \\ -g & g \end{bmatrix} \qquad (5.3)$$

где : $[G_{ij}]$– матрица проводимости фильтра,

$g = 2\pi \cdot f \cdot C_3$ –проводимость паразитной емкости C_3.

5.3. Расчет частотных характеристик трансверсального фильтра

Использование полной макро-матрицы фильтра (5.3) позволяет достаточно просто получить частотные характеристики S_{11}, S_{12} и группового времени задержки (ГВЗ) фильтра, включенного в электрический тракт.

Так, коэффициент передачи S_{21} фильтра по напряжению, определяемый через отношение напряжения на нагрузке фильтра к напряжению на нагрузке при ее непосредственном подключении к генератору, равен:

$$S_{21} = (R_S + R_L) \cdot a / (R_L + (G_{11} + G_{12} \cdot a) \cdot R_S \cdot R_L) \qquad (5.4)$$

где $$a = R_L \cdot G_{21} / (1 + R_L \cdot G_{22}) \qquad (5.5)$$

G_{ij} – элементы полной макро-матрицы фильтра (5.3);

R_S – сопротивление генератора;

R_L – сопротивление нагрузки.

Для нахождения логарифмического коэффициента передачи по напряжению вычисляется:

$$S_{21}^{\log} = 20log(|S_{21}|), \text{ дБ}$$

Величина коэффициента отражения S_{11} на входе фильтра с подключенной к его выходу нагрузкой описывается следующим соотношением:

$$S_{11} = (R_S \cdot (G_{11} + a \cdot G_{12}) - 1) / R_S \cdot (G_{11} + a \cdot G_{12}) + 1), \qquad (5.6)$$

где величина a описывается соотношением (5.5).

Аналогично величина логарифмического коэффициента отражения определяется следующим образом:

$$S_{11}^{\log} = 20log(|S_{11}|), \text{ дБ} \qquad (5.7)$$

Величина группового времени задержки (ГВЗ) равна отношению приращения фазового сдвига выходного напряжения к приращению частоты:

$$\tau = \Delta\varphi / 2\pi \Delta f = -(1/2\pi \Delta f) \cdot Im(S_{21}(f_i) / S_{21}(f_{i-1})) / Re(S_{21}(f_i) / S_{21}(f_{i-1})) \qquad (5.8)$$

где: $S_{21}(f_i)$ – значение комплексного коэффициента передачи на частоте f_i;

$\Delta f = (F_e - F_s) / k_{ol}$ – частотный интервал;

$f_i = F_s + \Delta f \cdot (i - 1)$ - текущая частота;

F_s, F_e – начальная и конечная частоты диапазона определения частотных характеристик;

k_{ol} – число точек расчета характеристик.

Глава 6. Моделирование резонаторов на ПАВ

6.1. Одновходовый резонатор

Одновходовый резонатор на ПАВ можно реализовать в виде протяженного ВШП или в виде сравнительно короткого ВШП , возбуждающего ПАВ, и двух отражательных решеток, размещенных слева и справа от него и образующих резонансную полость. На резонансной частоте между отражательными решетками возникают стоячие волны. Чтобы синхронизировать стоячие волны между решетками и волны подкачки энергии , генерируемые ВШП, последний необходимо разместить так , чтобы положение его электродов совпадало с положением пучностей нормальной составляющей электрического поля стоячей волны.

Топологическая , структурная и эквивалентная схемы наиболее часто используемого варианта одновходового резонатора представлены на рис. 6.1.

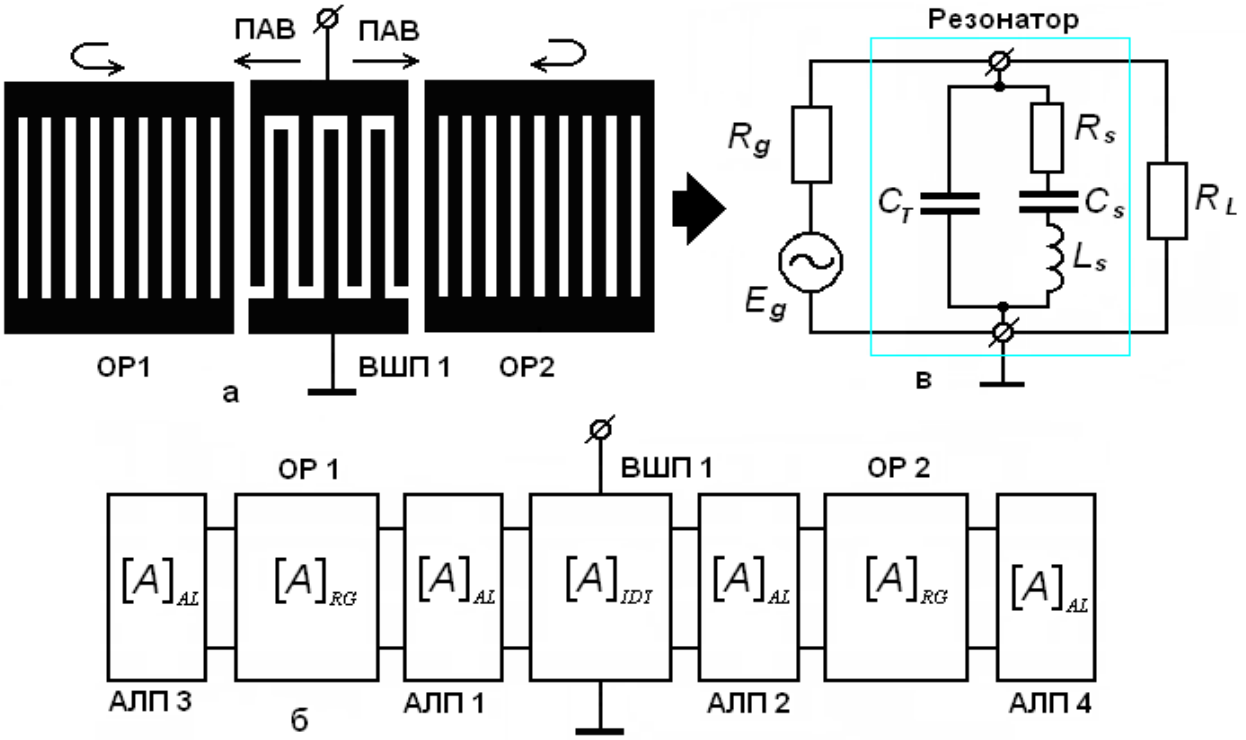


Рис. 6.1. Схемы одновходового резонатора на ПАВ : а- топологическая ;
б- структурная ;в- эквивалентная

В резонаторе можно выделить следующие элементы акустического тракта : входной ВШП 1, отражающие решетки ОР 1 и ОР 2, акустические линии передачи (свободные участки звукопровода) АЛП 1 и АЛП 2 между преобразователем и отражательными решетками , акустические линии передачи (свободные участки звукопровода) АЛП 3 и АЛП 4 между отражательными решетками и торцами звукопровода. Поскольку в подавляющем числе случаев резонаторы проектируются таким образом, чтобы энергия

ПАВ была полностью сосредоточена в резонансной полости , то можно считать , что дополнительных отражений ПАВ от внешних краев решеток и отражений ПАВ от торцов звукопровода не происходит и влиянием акустических линий передачи АЛП 3 , АЛП 4 можно пренебречь. В результате матрица одновходового резонатора вычисляется как результат каскадирования матриц входящих в его состав элементов акустического тракта

$$[A_{ij}]_{IR} = [A_{ij}]_{RG} \cdot [A_{ij}]_{AL} \cdot [A_{ij}]_{IDT} \cdot [A_{ij}]_{AL} \cdot [A_{ij}]_{RG} \cdot [A_{ij}]_{AL} = [A_{ij}]_{ITD} \cdot [A_{ij}]_{AL}^2 \cdot [A_{ij}]_{RG}^2 \qquad (6.1)$$

Из матрицы (6.1) вычисляются частотные характеристики одновходового резонатора : входная комплексная проводимость Y_{Rin} или входное комплексное сопротивление Z_{Rin}, коэффициент передачи S_{12} и коэффициент отражения S_{12} .

Основными элементами акустического тракта резонатора , формирующими его частотные характеристики , являются отражательные решетки. Как указывалось в разделе 3, в модифицированной модели эквивалентных схем используются отражательные решетки в виде короткозамкнутых электродов из металлической пленки. В эквивалентной схеме элементарной секции отражательной решетки на рис. 3.6 можно выделить элементарные ячейки электрода и зазора . В результате элементарная секция отражательной решетки описывается каскадной матрицей $[a_{ij}]_{sr}$, представляющей собой результат каскадирования матриц двух указанных элементарных ячеек , а также ячейки перехода , учитывающей эффект накопления энергии на краях электродов:

$$[a_{ij}]_{sr} = [a_{ij}]_{mr} \cdot [a_{ij}]_{or} \cdot [a_{ij}]_G \qquad (6.2)$$

или

$$[a_{ij}]_{sr} = \begin{bmatrix} cos(\theta_{mr}) & i \cdot sin(\theta_{mr})/Z_{mr} & 0 \\ i \cdot Z_{mr} \cdot sin(\theta_{mr}) & cos(\theta_{mr}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} cos(\theta_{or}) & i \cdot sin(\theta_{or})/Z_{or} & 0 \\ i \cdot Z_{or} \cdot sin(\theta_{or}) & cos(\theta_{or}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & B_r & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad (6.3)$$

При ширине электрода , равной ширине зазора $l_{mr} = l_{or} = \lambda_o / 4$, где λ_o - длина волны на средней частоте f_0 , фазовые углы акустического прохождения ПАВ под зазором и под электродом в решетке соответственно определяются как

$$\theta_{0r} = 0{,}5 \cdot \pi \cdot (f / f_0) \qquad (6.4)$$

$$\theta_{mr} = 0{,}5 \cdot \pi \cdot (f / f_0) \cdot (v_{0r} / v_{mr}) = \theta_{0r} \cdot (v_{0r} / v_{mr}) \qquad (6.5)$$

где v_{or} и v_{mr} - соответственно скорости ПАВ под зазором и под электродом в отражательной решетке.

Результирующая матрица $[A_{ij}]_{0r}$ отражательной решетки, содержащей N идентичных элементарных секций, получается возведением матрицы $[a_{ij}]_{sr}$ секции в степень N.

На первых этапах синтеза резонатора, когда необходимо определить число электродов входного ВШП и отражательных решеток , толщину и апертуру электродов ВШП и решеток, расстояния между ВШП и решетками, можно воспользоваться ориентировочными аналитическими соотношениями для нахождения параметров резонатора на эквивалентной схеме рис.6.1б только вблизи его резонансной частоты f_0 . Как указывалось в разделе 3, электрический вход отражательной решетки закорочен. В результате схему элементарной секции отражательной решетки на рис. 3.6 можно значительно упростить и вместо шестиполюсника свести ее уже к четырехполюснику , показанному на рис. 6.2. На рис. 6.2 обозначены коэффициенты отражения от кромки электрода с толщиной h : Γ_h при отражении вверх, $-\Gamma_h$ при отражении вниз.

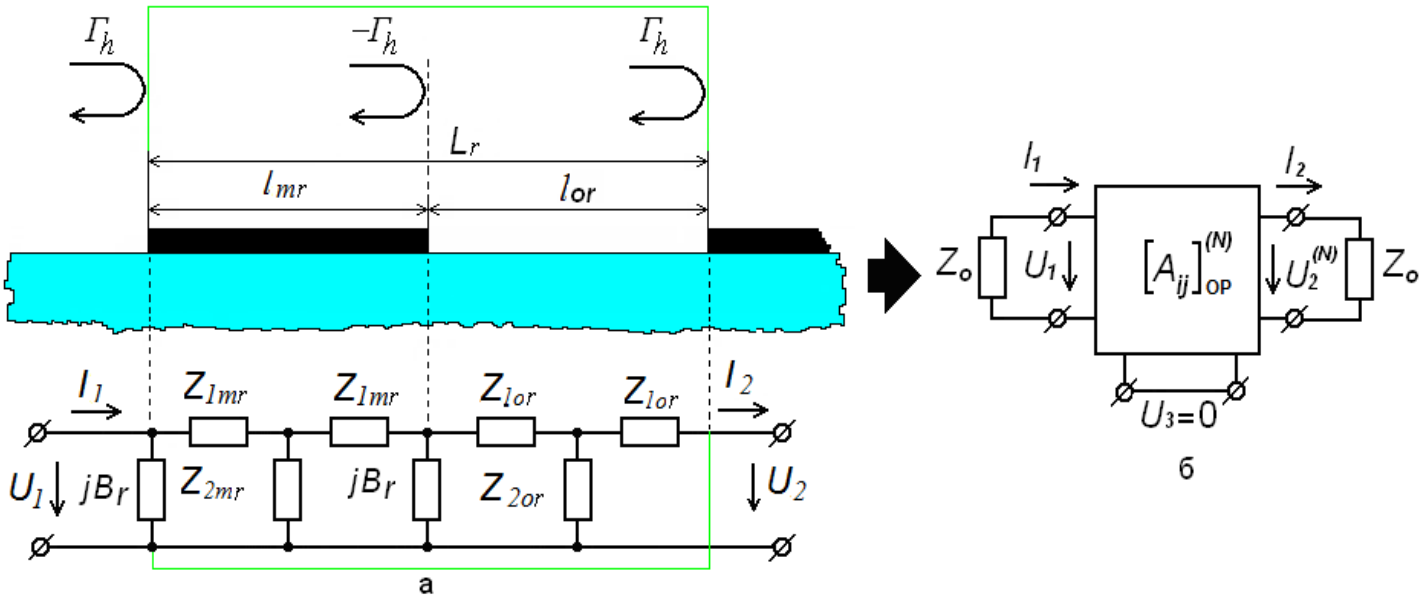


Рис. 6.2. Эквивалентные схемы : элементарной секции отражателя (а) и отражательной решетки из N идентичных секций

Если не учитывать эффект накопления энергии на краях электродов , то из результирующей матрицы отражательной решетки

$$[A_{ij}]_{0r} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}_{0r} \qquad (6.6)$$

определяется входной импеданс на первой кромке электрода отражательной решетки

$$Z_{in\,r} = (Z_0 A_{11} + A_{12})/(Z_0 A_{21} + A_{22}) \qquad (6.7)$$

и коэффициент отражения от этой же кромки [6]

$$\Gamma_h = \frac{Z_0 - Z_{in\,r}}{Z_0 + Z_{in\,r}} = \frac{Z_0^2 A_{21} + Z_0(A_{22} - A_{11}) - A_{12}}{Z_0^2 A_{21} + Z_0(A_{22} + A_{11}) + A_{12}} \qquad (6.8)$$

где Z_0 -характеристическое (акустическое) сопротивление неметаллизированной поверхности звукопровода .

Тогда вблизи резонансной частоты f_0 эквивалентные параметры резонатора будут равны:

$$R_s = R_0 \frac{1 - \Gamma_{R0}}{1 + \Gamma_{R0}} \qquad (6.9)$$

$$L_s = R_0 \frac{L_{ef}}{f_0 (1 + \Gamma_{R0})^2} \qquad (6.10)$$

$$C_s = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_s} \qquad (6.11)$$

На схеме рис. 6.2 и в соотношениях (6.9)-(6.11) используются следующие обозначения :

C_T - статическая емкость резонатора , равная статической емкости ВШП,

R_S , C_S, L_S –динамические сопротивление, емкость и индуктивность резонатора,

R_0 -сопротивление излучения ВШП на резонансной частоте f_0 ,

Γ_{R0} – коэффициент отражения решетки на резонансной частоте f_0 ,

L_{ef} - эффективная протяженность резонансной полости резонатора.

6.2. Двухвходовый резонатор

На рис. 6.3. представлены топологическая , структурная и эквивалентная схемы наиболее часто используемого варианта двухвходового резонатора с одинаковыми входным и выходным преобразователями , а также двумя одинаковыми и симметрично расположенными отражательными решетками.

В двухвходовом резонаторе можно выделить следующие элементы акустического тракта : входной ВШП 1, выходной ВШП 2 , отражающие решетки ОР 1 и ОР 2, акустическая линия передачи (свободный участок звукопровода) АЛП 1 между ВШП 1 и ВШП 2 , акустические линии передачи (свободные участки звукопровода) АЛП 2 и АЛП 3 между преобразователями и отражательными решетками , акустические линии передачи (свободные участки звукопровода) АЛП 4 и АЛП 5 между отражательными решетками и

торцами звукопровода. Также как и в одновходовом резонаторе, энергия ПАВ полностью сосредоточена в резонансной полости , Поэтому можно считать , что ПАВ за пределы решеток не вытекает , а внешние акустические выходы решеток нагружены на согласованные акустические линии передачи с бесконечным затуханием на распространение ПАВ. В итоге можно полагать , что решетки акустически изолированы от краев звукопровода , дополнительных отражений ПАВ от внешних краев решеток и от торцов звукопропровода не происходит. Поэтому влиянием акустических линий передачи АЛП 4 , АЛП 5 на частотные характеристики резонатора можно пренебречь.

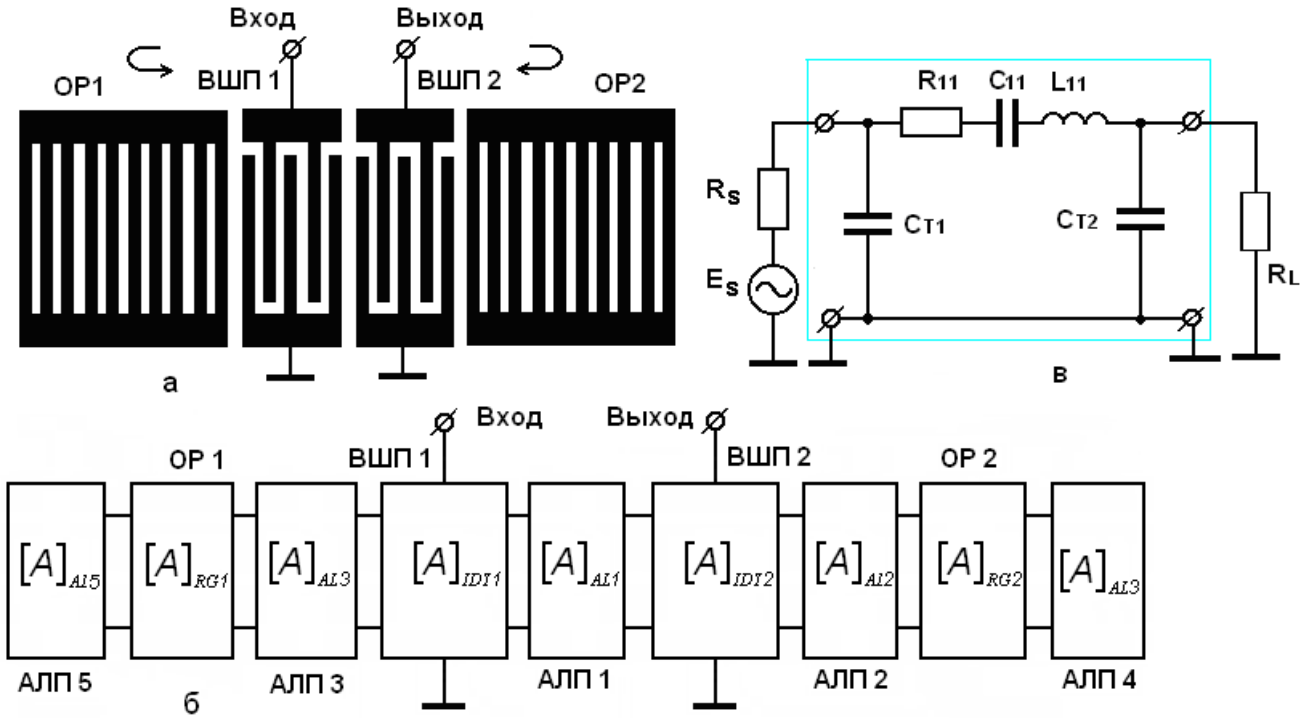


Рис. 6.3. Схемы двухвходового резонатора на ПАВ : а- топологическая ;
б- структурная ;в- эквивалентная

В результате матрица передачи двухвходового резонатора вычисляется как результат каскадирования матриц передачи входящих в его состав элементов акустического тракта

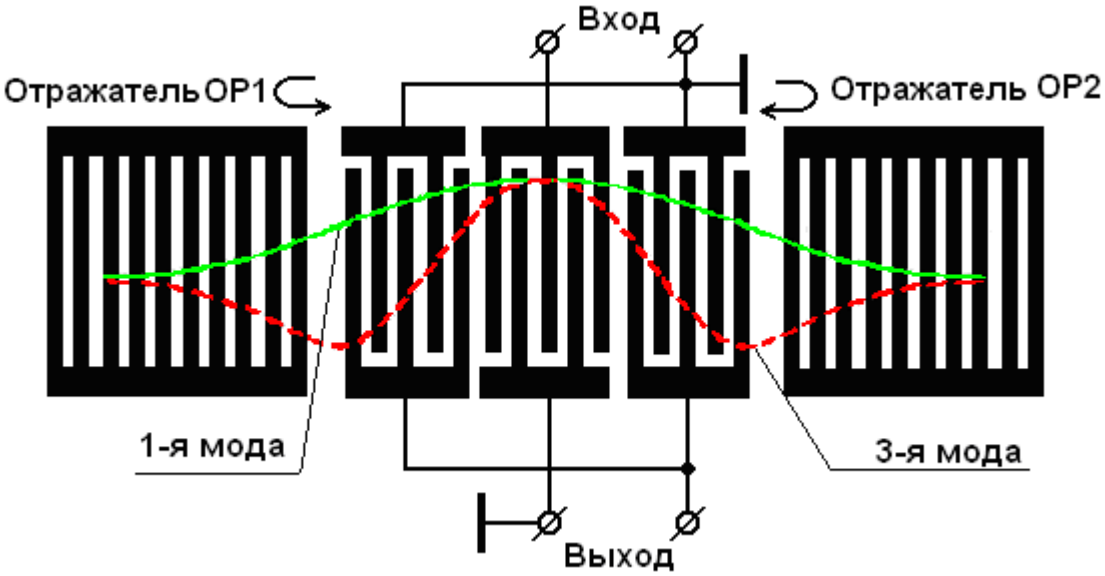
$$[A_{ij}]_{2R} = [A_{ij}]_{RG2} \cdot [A_{ij}]_{AL2} \cdot [A_{ij}]_{IDT2} \cdot [A_{ij}]_{AL1} \cdot [A_{ij}]_{IDT1} \cdot [A_{ij}]_{AL3} \cdot [A_{ij}]_{RG1} \qquad (6.12)$$

Из матрицы (6.12) вычисляются частотные характеристики двухвходового резонатора : входная комплексная проводимость Y_{Rin} или входное комплексное сопротивление Z_{Rin} , коэффициент передачи S_{12} и коэффициенты отражения S_{11} и S_{22} .

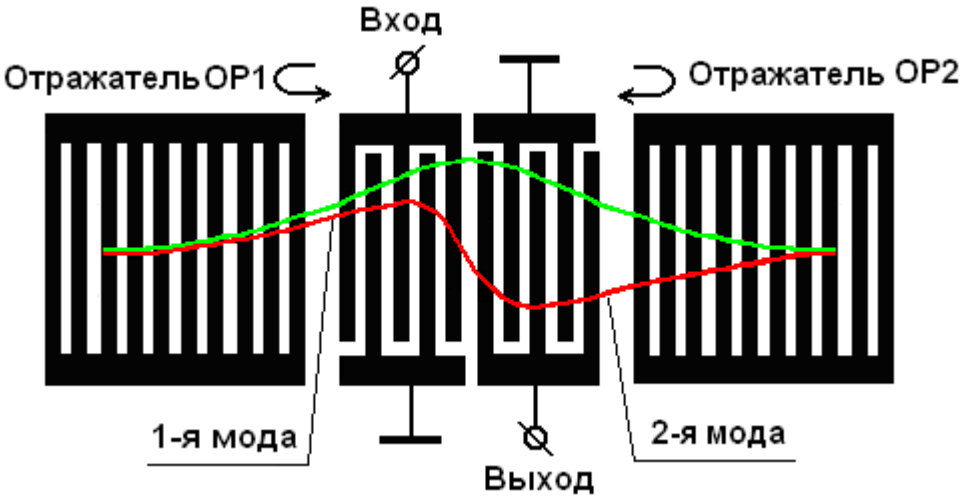
Глава 7. Моделирование фильтров с продольной акустической связью резонаторов

7.1.Структурные схемы фильтров с продольной акустической связью резонаторов и с аксиальными нагрузками

Наиболее часто используемые топологические схемы однозвенных резонаторных фильтров с продольной акустической связью возбуждаемых 1-й и 3-й или 1-й и 2-й мод оттекающих ПАВ приведены на рис. 7.1а и рис. 7.1б соответственно.



а



б

Рис. 7.1. Топологические схемы однозвенных резонаторных фильтров с продольной акустической связью мод колебаний оттекающих ПАВ :

а- для возбуждения 1-й и 3-й мод оттекающих ПАВ;

б- для возбуждения 1-й и 2-й мод оттекающих ПАВ

Фильтр с продольной связью первой и третьей мод колебаний оттекающих ПАВ содержит следующие элементы акустического тракта (рис. 7.1а): входной ВШП1, два выходных ВШП2 и 3 , размещенных на поверхности пьезоэлектрической подложки справа и слева симметрично относительно входного ВШП 1, отражательные решетки ОР1 и ОР2, примыкающие к соответствующим выходным преобразователям ВШП 2 и 3 , акустические линии передачи между входным и выходными преобразователями и между выходными преобразователями и отражающими решетками ОР1 и ОР2, акустические линии передачи между отражательными решетками и торцами подложки. Отражательные решетки ОР1 и ОР2 включены в структуру фильтра с целью формирования стоячих волн для различных мод оттекающих ПАВ , распространяющихся в образующихся резонаторах. Протяженность преобразователей , отражательных решеток ОР1, ОР2 и расстояний между ними выбираются из условий наиболее эффективного возбуждения и взаимодействия 1-й и 3-й мод колебаний оттекающих ПАВ .

Фильтр с продольной связью первой и второй мод колебаний оттекающих ПАВ содержит следующие элементы акустического тракта (рис. 7.1б): входной ВШП1 и выходной ВШП2 , размещенные на поверхности пьезоэлектрической подложки несимметрично относительно друг друга , отражательные решетки ОР1 и ОР2, примыкающие к этим преобразователям ВШП 1 и 2 , акустические линии передачи между входным и выходным преобразователями и между преобразователями и соответствующими отражающими решетками ОР1 и ОР2 , акустические линии передачи между отражательными решетками и торцами подложки. Протяженность преобразователей ВШН1,2 , отражательных решеток ОР1, ОР2 и расстояний между ними выбираются из условий наиболее эффективного возбуждения и взаимодействия 1-й и 2-й акустических мод.

По сути , описанные выше фильтры представляет собой два вложенных друг в друга двухвходовых резонатора (один -для первой моды и другой -для третьей моды колебаний оттекающих ПАВ или для первой моды и для второй моды колебаний оттекающих ПАВ). Поэтому такие структуры часто называют фильтрами с продольной акустической связью резонаторов (longitudinally coupled resonator filters – LCRF) или двухмодовыми (dual modes -DMS) фильтрами .

Также как и в главе 3 для трансверсального фильтра , структурная схема каждого элемента акустического тракта фильтра с продольной акустической связью резонаторов формируется путем каскадного соединения элементарных периодических секций, а выходные акустические параметры I_1 и U_1 каждой элементарной секции являются входными для соседней секции , расположенной слева, и связаны с ними соотношениями :

$$\begin{cases} I_{1i} = I_{2(i-1)} \\ U_{1i} = U_{2(i-1)} \end{cases} \qquad (7.1)$$

Для входного , так и выходных ВШП $i = 1, 2, \ldots n$, $n = 5N$, N - число электродов, а электрические напряжения одинаковы на всех входах 3-3 , т.е. $U_{3i} = U_3$.

Элементы матриц передачи $[A_{ij}]$ для каждого элемента акустического тракта, состоящего из i элементарных секций , определяются из рекуррентных соотношений :

$$\begin{cases} A_{11}^i = a_{11}^i \cdot A_{11}^{i-1} + a_{12}^i \cdot A_{21}^{i-1} \\ A_{12}^i = a_{11}^i \cdot A_{12}^{i-1} + a_{12}^i \cdot A_{22}^{i-1} \\ A_{13}^i = a_{11}^i \cdot A_{13}^{i-1} + a_{12}^i \cdot A_{23}^{i-1} + a_{13} \\ A_{21}^i = a_{21}^i \cdot A_{11}^{i-1} + a_{22}^i \cdot A_{21}^{i-1} \\ A_{22}^i = a_{21}^i \cdot A_{12}^{i-1} + a_{22}^i \cdot A_{22}^{i-1} \\ A_{23}^i = a_{21}^i \cdot A_{13}^{i-1} + a_{22}^i \cdot A_{23}^{i-1} + a_{23} \\ A_{31}^i = a_{31}^i \cdot A_{11}^{i-1} + a_{32}^i \cdot A_{21}^{i-1} + A_{31}^{i-1} \\ A_{32}^i = a_{31}^i \cdot A_{12}^{i-1} + a_{32}^i \cdot A_{22}^{i-1} + A_{32}^{i-1} \\ A_{33}^i = a_{31}^i \cdot A_{13}^{i-1} + a_{32}^i \cdot A_{23}^{i-1} + a_{33}^i + A_{33}^{i-1} \end{cases} \qquad (7.2)$$

с соответствующими упрощениями для отражательной решетки и акустической линии передачи. Как и в случае невзвешенного преобразователя в главе 3, $[A_{ij}]^{i-1}$ являются элементами макро-матрицы системы $(i-1)$ элементарных секций, $[a_{ij}]^i$ представляют собой элементы смешанной матрицы i – й элементарной секции .

Проведя последовательные вычисления , можно получить значения элементов макро-матриц а электроакустических шестиполюсников , отображающих преобразователи, отражающие решетки и акустические линии передачи , входящие в состав резонаторного фильтра с продольной акустической связью возбуждаемых мод оттекающих ПАВ.

Избирательность однозвенного фильтра с продольной акустической связью резонаторов сравнительно не велика и составляет обычно 20-25 дБ . Для увеличения избирательности до 45-55 дБ используются два звена , электрически включенных последовательно , а для увеличения избирательности до 60-65 дБ – три звена. Количество используемых звеньев ограничивается допустимыми вносимыми потерями фильтра.

Топологическая схема двухзвенного резонаторного фильтра с продольной акустической связью 1-й и 3-й возбуждаемых мод колебаний оттекающих ПАВ с

симметричным относительно входного ВШП 1 расположении выходных ВШП 2 и ВШП 3 и соответствующих отражательных решеток ОР1, ОР 2 приведена на рис. 7.2, а полная структурная схема такого двухзвенного 4-х полюсного резонаторного фильтра показана на рис. 7.3. При этом для упрощения анализа из структурной схемы исключены акустические линии передачи между отражательными решетками и торцами подложки , слабо влияющие на формирование частотных характеристик, но в структурную схемы введены внешние электрические цепи A_{C1} и A_{C1} . Эти цепи служат для согласования фильтра с нагрузками , а также учета влияния резистивных потерь в электродах ВШП , паразитных индуктивностей и емкостей проводников , соединяющих пьезоэлемент с контактными площадками корпуса или фильтр с внешним электрическим трактом, емкостей корпуса фильтра и т.д.

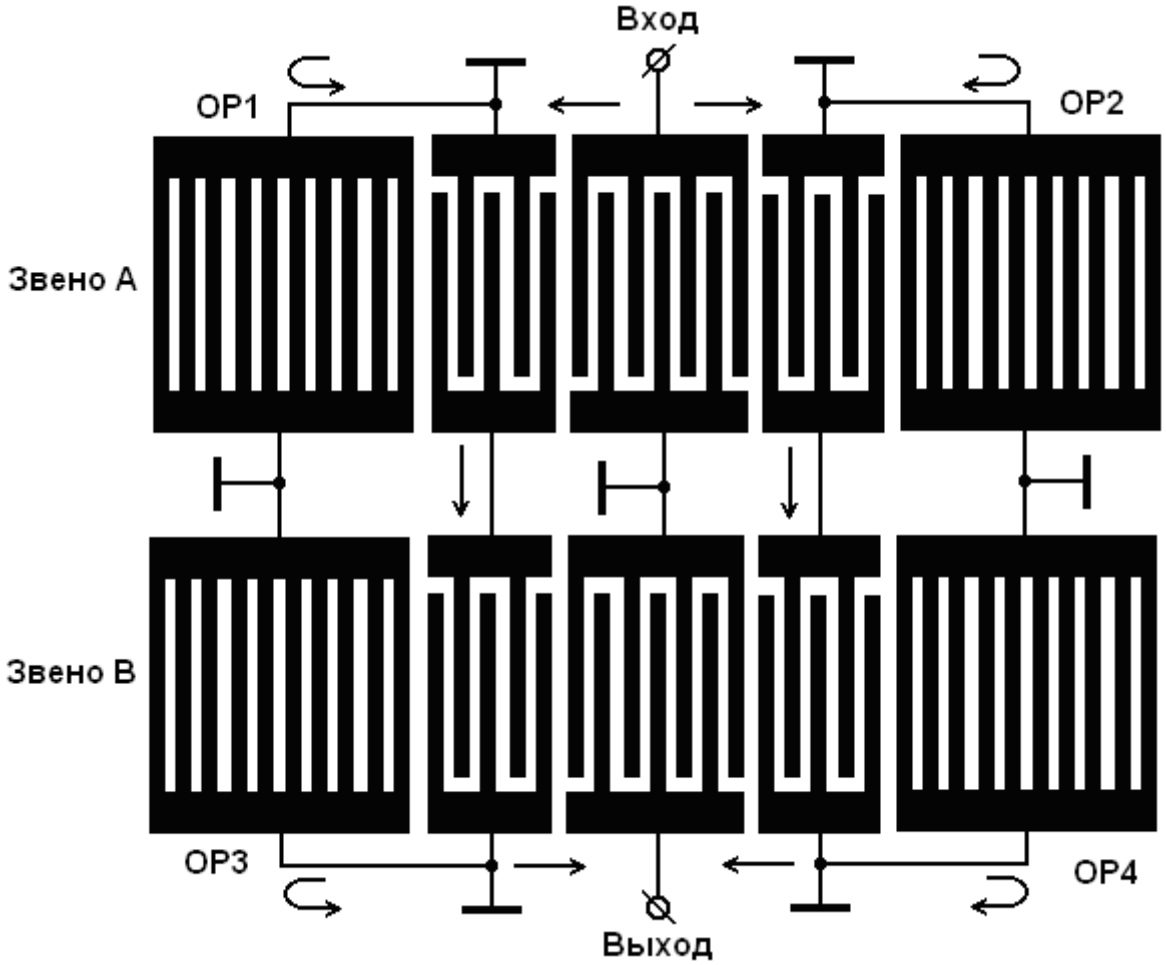


Рис.8.2. Топологическая схема двухкаскадного резонаторного фильтра с продольной акустической связью 1-й и 3-й мод колебаний оттекающих ПАВ

На этой схеме рис. 7.3 элементы акустического тракта (преобразователи , отражатели и акустические линии передачи) и электрического тракта представлены

электроакустическими шестиполюсниками , описываемыми соответственно макро-матрицами $[A_{ij}]$:

$[A_1]$ - матрица входного ВШП (в первом звене А) и выходного ВШП (во втором звене В) ;

A_{C1}, A_{C2} - матрицы согласующих цепей на входе и выходе фильтра соответственно ;

$[A_2]$ - матрицы акустических линий передачи (неметаллизированных участков подложки) между преобразователями ;

$[A_3]$ - матрицы периферийных преобразователей ВШП 2 и 3 в первом звене и ВШП 4 и 5 во втором звене ;

$[A_4]$ - матрицы акустических линий передачи между периферийными ВШП 2, 3 и отражающими решетками ОР1, ОР2;

$[A_5]$- матрицы отражающих решеток ОР1 и ОР2.

В общем случае , элементы акустических трактов для отдельных звеньев А и В фильтра на схеме рис. 7.3 и, соответственно , описывающие их макро-матрицы, могут отличаться друг от друга.

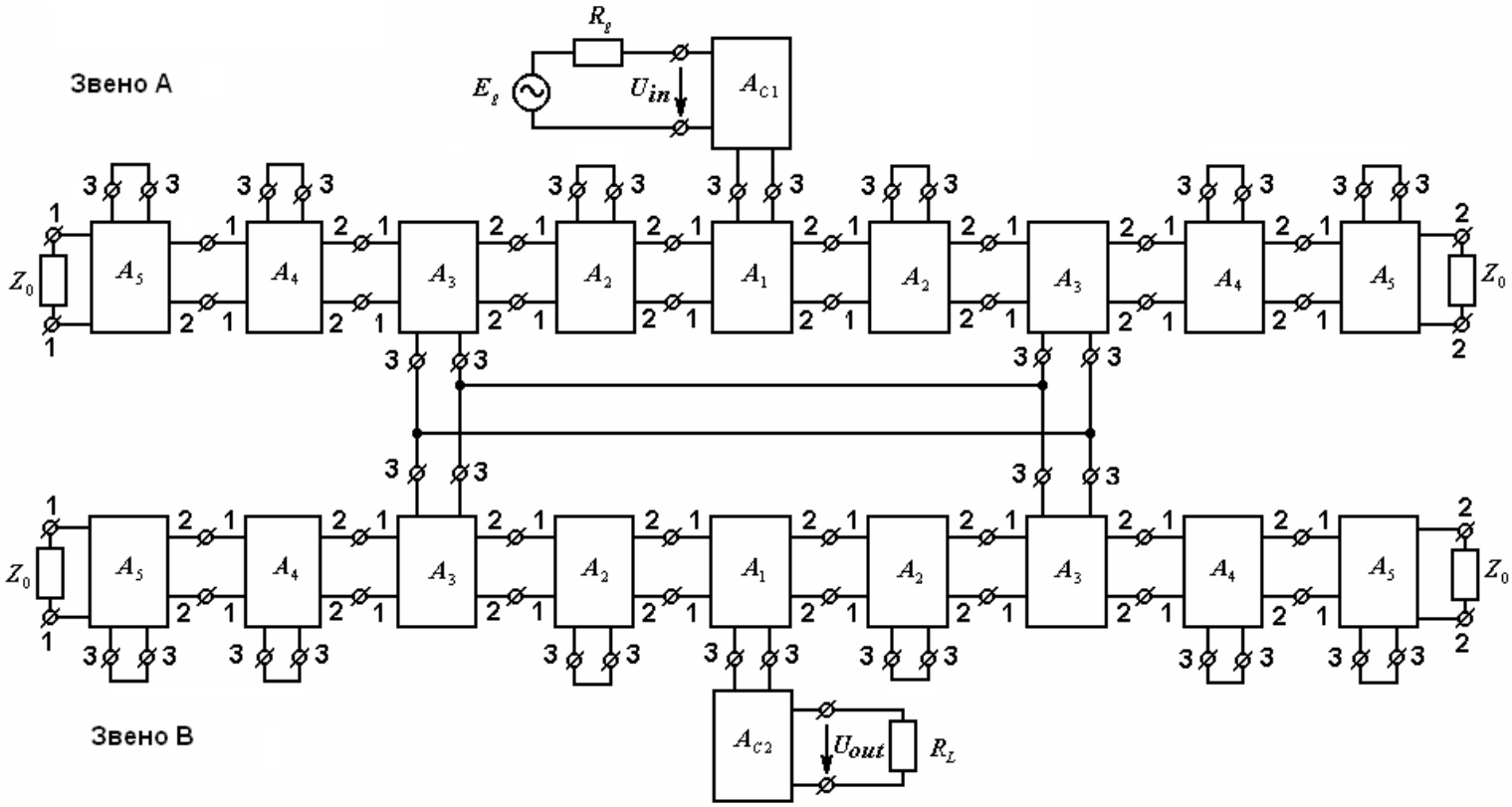


Рис.7.3. Структурная схема двухзвенного 4-х полюсного резонаторного фильтра с акустической связью 1-й и 3-й мод оттекающих ПАВ и согласующими цепями

Аналогичным образом может быть представлена структурная схема резонаторного фильтра с продольной акустической связью 1-й и 2-й мод колебаний оттекающих ПАВ, использующего несимметрично расположенные преобразователи и отражательные решетки (рис. 7.1б).

Последовательное сворачивание макро-матриц $[A_n]$ элементов акустического тракта в соответствии с соотношениями (7.2) позволяет привести структурную схему фильтра на рис. 7.3 к более простому виду , изображенному на рис. 7.4 На рис. 7.4 $[A^1]$ и $[A^2]$ являются матрицами первого звена А, полученные путем последовательного сворачивания матриц входного и выходного ВШП соответственно с матрицами отражательных решеток и акустических линий передачи между ВШП и решетками, а матрицы $[A^3]$ и $[A^4]$ представляют аналогичные матрицы второго звена В.

Дальнейшее преобразование матриц к удобному для анализа виду рассмотрим на примере сворачивания матриц третьего порядка $[A^1]$ и $[A^2]$, описывающих электроакустические шестиполюсники , отображающие элементы акустического тракта, в матрицу фильтра как уже электрического четырехполюсника, содержащего только две пары электрических входов .

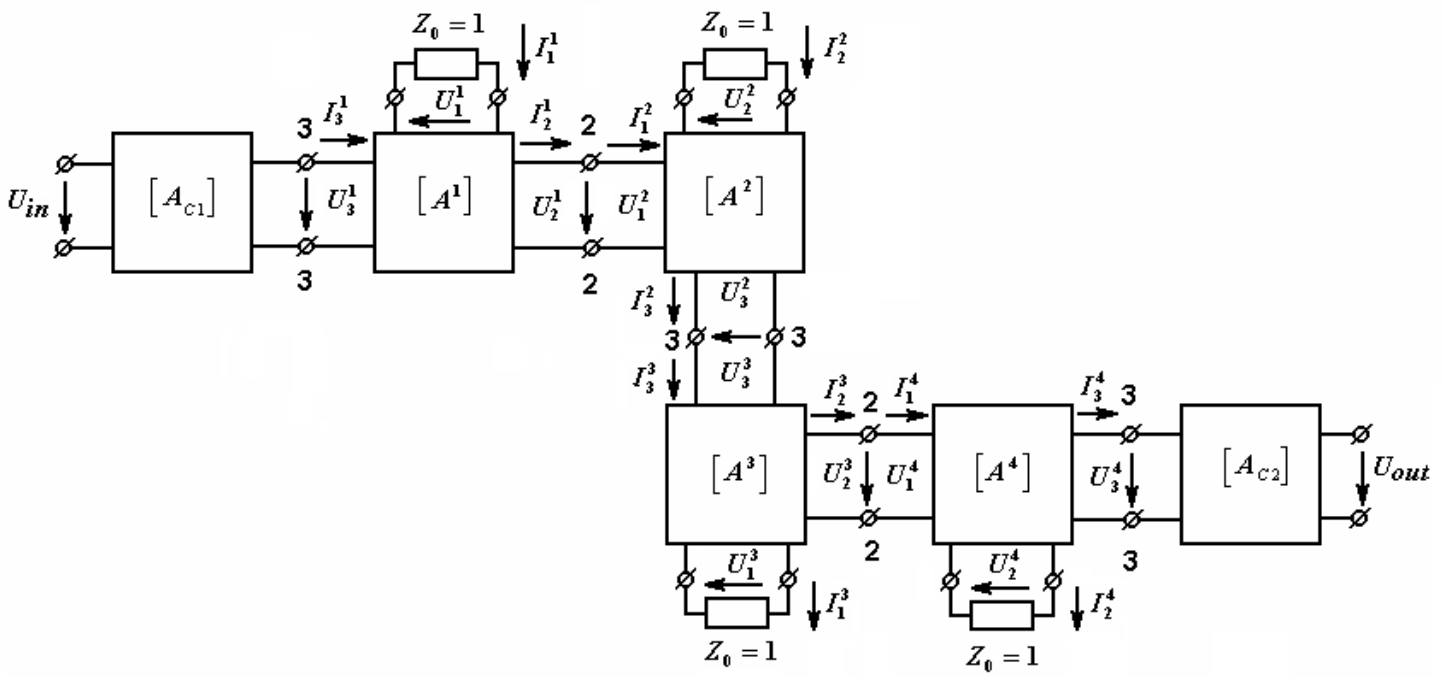


Рис. 7.4. Структурная схема двухзвенного фильтра, полученная в результате сворачивания макро-матриц элементов акустического тракта

В соответствии с уравнением связи для акустических аналогов напряжений и токов на входах электроакустического шестиполюсника через смешанную матрицу передачи

$$\begin{bmatrix} I_1^1 \\ U_1^1 \\ I_3^1 \end{bmatrix} = \left[a_{ij}\right] \cdot \begin{bmatrix} I_2^1 \\ U_2^1 \\ U_3^1 \end{bmatrix} \tag{7.3}$$

можно записать

$$\begin{bmatrix} I_1^1 \\ U_1^1 \\ I_3^1 \end{bmatrix} = \left[A^1\right] \cdot \begin{bmatrix} I_2^1 \\ U_2^1 \\ U_3^1 \end{bmatrix} \quad \text{и} \quad \begin{bmatrix} I_1^2 \\ U_1^2 \\ I_3^2 \end{bmatrix} = \left[A^2\right] \cdot \begin{bmatrix} I_2^2 \\ U_2^2 \\ U_3^2 \end{bmatrix}. \tag{7.4}$$

Уравнения связи на акустических входах каскадируемых электроакустических шестиполюсников имеют вид

$$\begin{cases} -I_1^1 \cdot Z_0 = U_1^1 \\ -I_2^2 \cdot Z_0 = U_2^2 \\ I_2^1 = I_1^2 \\ U_2^1 = U_1^2 \end{cases} \tag{7.5}$$

Решив систему уравнений (7.4) и (7.5) , можно определить напряжения и токи для результирующего электрического четырехполюсника, содержащего уже только две пары электрических входов, через матрицу проводимости :

$$\begin{bmatrix} I_3^1 \\ I_3^2 \end{bmatrix} = \left[G_{ij}^1\right] \cdot \begin{bmatrix} U_3^1 \\ U_3^2 \end{bmatrix}, \tag{7.6}$$

где элементы матрицы проводимости $[G_{ij}^1]$определяются через элементы матриц передачи $[A^1]$ и $[A^2]$. Далее, использовав соотношение (7.6) для первого A и второго B звеньев и связь между параметрами на электрических входах, получаем систему уравнений , решив которую, находим полную макро-матрицу фильтра :

$$\begin{bmatrix} I_{in} \\ I_{out} \end{bmatrix} = \left[G_{ij}\right] \cdot \begin{bmatrix} U_{in} \\ U_{out} \end{bmatrix} \tag{7.7}$$

Структурная схема фильтра при этом принимает вид, показанный на рис. 7.5. Как уже указывалось, при необходимости в описанную базовую модель фильтра с продольной

акустической связью резонаторов могут быть включены внешние электрические цепи для согласования фильтра с нагрузками и для моделирования паразитных эффектов.

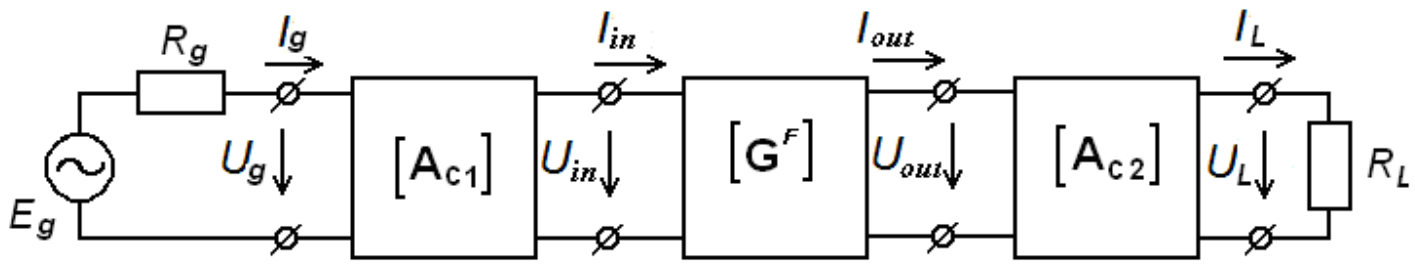


Рис. 7.5. Структурная схема для расчета характеристик фильтра как четырехполюсника

На основе законов Кирхгоффа для токов и напряжений на входах результирующих четырехполюсников , с помощью программного обеспечения описанной здесь модифицированной модели эквивалентных схем для элементов матрицы $[G_{ij}]$ рассчитываются комплексные значения параметров $U_g, I_g, U_{in}, I_{in}, U_{out}, I_{out}, U_L, I_L$ фильтра на схеме рис. 7.5. По аналогии с разделом 5.3, через найденные токи и напряжения рассчитываются частотные характеристики фильтра S_{21} , S_{11} , S_{22} , SWR , ГВЗ , его входные и выходные сопротивления Z_{in} и Z_{out} , проводимости Y_{in} и Y_{out} и другие характеристики.

7.2.Структурные схемы фильтров с продольной акустической связью резонаторов и с балансными нагрузками

7.2.1 Четырехвходовая эквивалентная схема балансного ВШП

На рис. 7.6 показаны топологическая и эквивалентная схемы балансного встречно-штыревого преобразователя . В отличии от трехвходового ВШП с одним несимметричным электрическим входом 3-3 для аксиальной нагрузки , балансный ВШП содержит два электрических входа 3 и 4, т.е. является уже четырехпортовым или восьмиполюсником [14, 15]. Напряжения U_3 и U_4 на электрических входах 3 и 4 балансного ВШП симметричны относительно точки с условным нулевым потенциалом , т.е. равны по амплитуде и противоположны по фазе. Ни один из электрических входов балансного ВШП не заземляется , а топологическая структура балансного ВШП должна обеспечивать упомянутую симметрию напряжений U_3 и U_4, вызванных поверхностной акустической волной. Для напряжений , вызванных другими сигналами , например , сигналом электромагнитной наводки , симметрия в балансном ВШП не выполняется и такие

паразитные напряжения взаимно компенсируются. Таким образом , применение балансных ВШП в сочетании с балансными усилителями или балансными смесителями позволяет обеспечить увеличение затухания в полосе заграждения устройств на ПАВ.

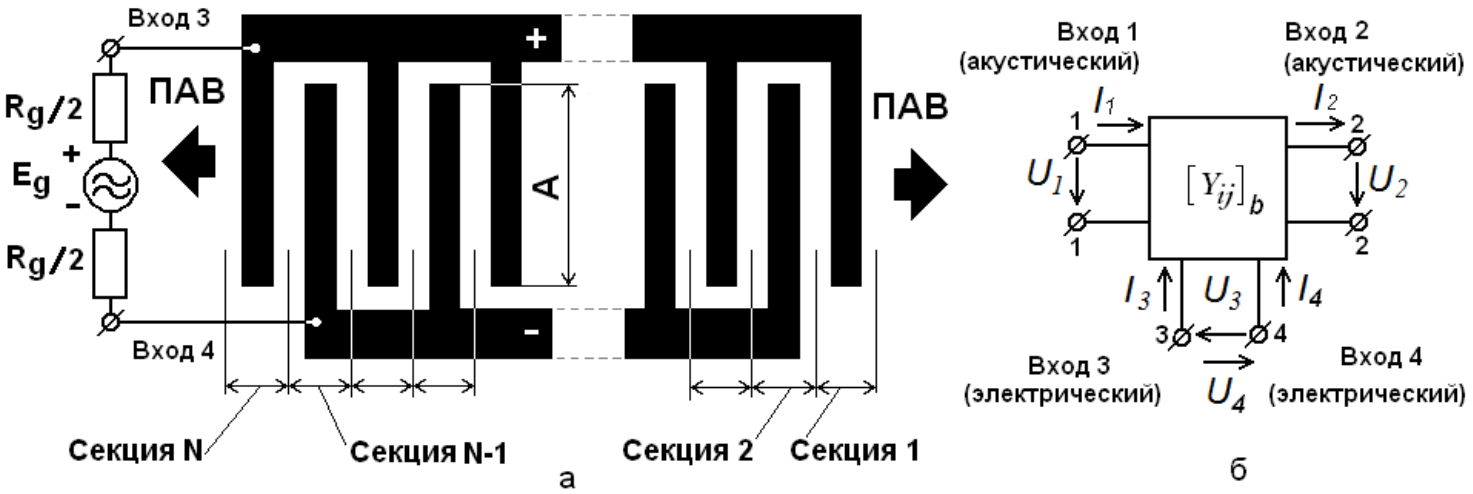


Рис. 7.6. Топологическая (а) и эквивалентная (б) схемы четырехпортового балансного преобразователя

При коэффициенте металлизации $k_m = l_m/(l_0 + l_m)$=0,5 углы θ_0 и θ_m акустического прохождения ПАВ под элементарными ячейками зазора и электрода с протяженностями l_0 и l_m соответственно близки к 90^0 , а угол акустического прохождения ПАВ под сложной многоэлектродной периодической секции протяженности L может достигать нескольких сотен градусов. Поэтому с целью повышения точности расчетов балансных ВШП с симметричными напряжениями на электрических входах, для моделирования выбрана наиболее короткая одноэлектродная элементарная секция протяженности L_b, топологическая схема и эквивалентная четырехвходовая схемы которой показаны на рис. 7.7 .

Также как и в разделе 3 , для эквивалентной схемы элементарной секции на рис. 7.7 использованы следующие соотношения для определения элементов:

$$Z_{1m} = i \cdot Z_m \cdot tg(\theta_m/2),\ Z_{2m} = -i \cdot Z_m \cdot cosec(\theta_m),$$
$$Z_{10} = i \cdot Z_0 \cdot tg(\theta_0/2),\ Z_{20} = -i \cdot Z_0 \cdot cosec(\theta_0), \qquad (3.4)$$

где: $\theta_m = \gamma_m \cdot l_m = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot l_m / v,\ \theta_0 = \gamma_0 \cdot l_0 = \pi \cdot f \cdot l_0 / v$ - углы акустического прохождения ПАВ под металлизированным и неметаллизированным участками звукопровода с протяженностями l_m и l_o , соответственно , γ_m и γ_o - константы

распространения ПАВ , а Z_m и Z_0 – характеристические (акустические) сопротивления на этих участках. Эффект накопления энергии вблизи границ электрод-зазор и статическая емкость электрода моделируются элементом реактивной проводимости (jB) и конденсатором C_p. Коэффициент трансформации энергии t_n отображает эффективность возбуждения ПАВ n–ной секцией .

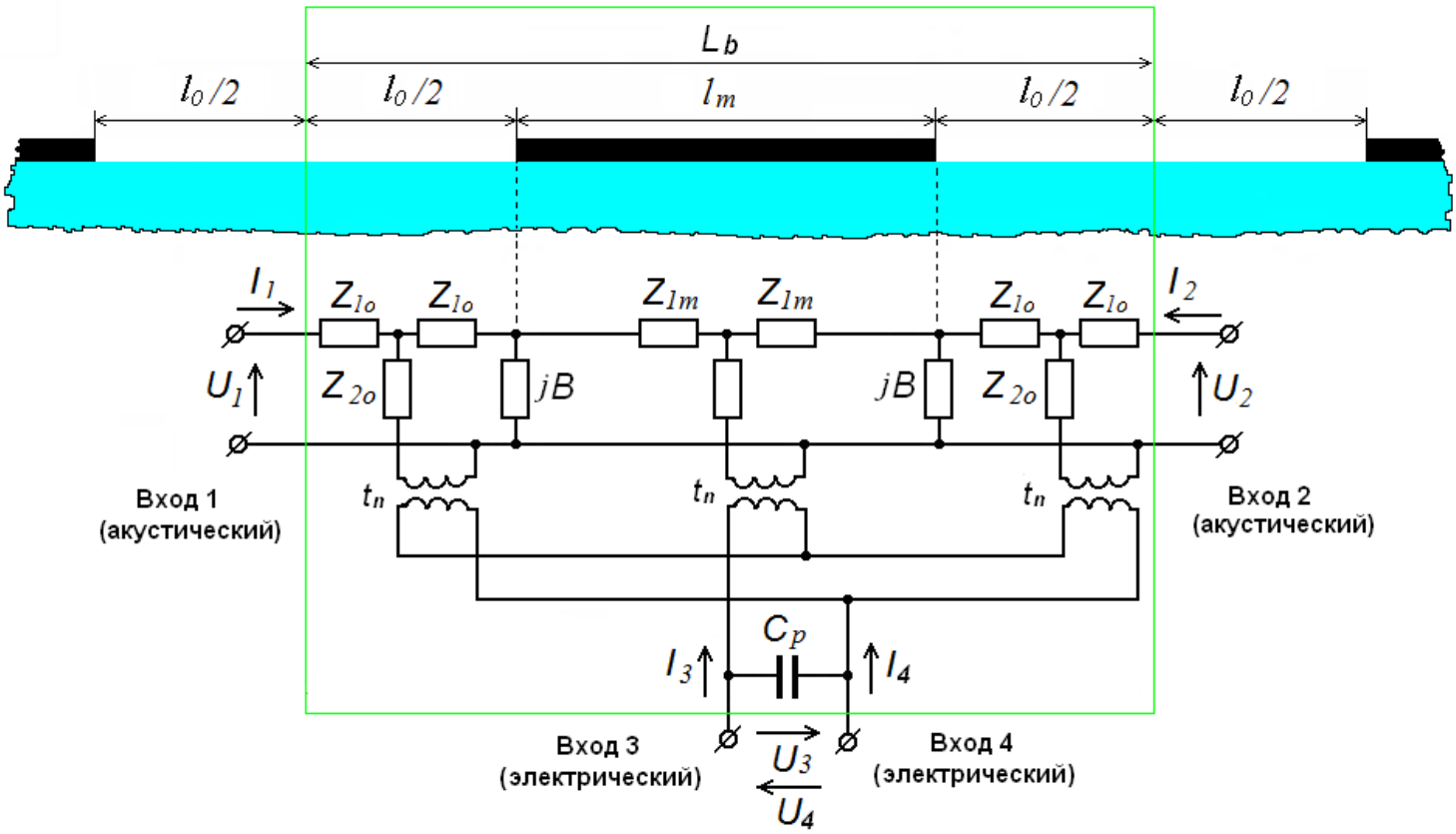


Рис. 7.7. Эквивалентная схема элементарной секции в балансного преобразователя в виде электроакустического восьмиполюсника

Для описания связей между напряжениями и токами в одноэлектродной элементарной секции, являющейся уже восьмиполюсником с двумя электрическими входами, удобнее воспользоваться матрицами проводимостей $[y_{ij}]$ размерностью [4x4]:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} & y_{14} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} & y_{24} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} & y_{34} \\ y_{41} & y_{42} & y_{43} & y_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix}$$

Используя свойства симметричных и обратимых восьмиполюсников [9]., получаем соотношения для элементов матриц проводимостей [4×4] для ячейки зазора (неметаллизированного участка) и ячейки электрода (неметаллизированного участка) в следующем виде [14, 15] :

$$
\begin{aligned}
y_{11o} &= y_{22o} = \frac{1}{Z_{1o} + Z_{12o}} \\
y_{12o} &= -\frac{Z_{12o}}{Z_{1o}\left(Z_{1o} + Z_{12o}\right)} \\
y_{13o} &= y_{23o} = -\frac{t_n}{Z_{1o} + 2Z_{2o}} \\
y_{14o} &= y_{24o} = \frac{t_n}{Z_{1o} + 2Z_{2o}} \\
y_{33o} &= y_{44o} = -\frac{t_n}{Z_{1o} + 2Z_{2o}} \\
y_{34o} &= -\frac{2t_n^2}{2Z_{2o} + Z_{1o}} - j\omega C_n
\end{aligned}
\tag{7.8}
$$

$$
\begin{aligned}
y_{11m} &= y_{22m} = \frac{1}{Z_{1m} + Z_{12m}} + jB \\
y_{12m} &= -\frac{Z_{12m}}{Z_{1m}\left(Z_{1m} + Z_{12m}\right)} \\
y_{13m} &= y_{23m} = -\frac{t_n}{Z_{1m} + 2Z_{2m}} \\
y_{14m} &= y_{24m} = \frac{t_n}{Z_{1m} + 2Z_{2m}} \quad , \\
y_{33m} &= y_{44m} = -\frac{t_n}{Z_{1m} + 2Z_{2m}} \\
y_{34m} &= -\frac{2t_n^2}{2Z_{2m} + Z_{1m}} - j\omega C_n
\end{aligned}
\tag{7.9}
$$

где $Z_{12o(m)} = \left(Z_{1o(m)} Z_{2o(m)}\right) / \left(Z_{1o(m)} + Z_{2o(m)}\right)$ и $y_{ijo(m)} = y_{jio(m)}$.

После того , как матрицы $[y_{ij}]$ проводимостей для ячейки зазора (соотношение 3.2) и ячейки электрода (соотношение 3.3) найдены, можно вычислить элементы матрицы

проводимостей одноэлектродной элементарной секции путем каскадирования трех ячеек (один электрод с шириной l_m при его заданной полярностью и два зазора с половинной шириной $l_0/2$ в соответствии с эквивалентной схемой этой четырехвходовой секции на рис.7.7 . Аналогично, в структурной схеме четырехвходового балансного ВШП на рис. 7.8 акустический вход n-й секции включается последовательно с акустическим входом $n+1$ секции , электрические входы 3 всех секций соединяются параллельно, а электрические входы 4 всех секций также соединяются параллельно , но независимо от входов 3. Полярность электродов учитывается соответствующим знаком у коэффициента трансформации $(+/-)t_n$.

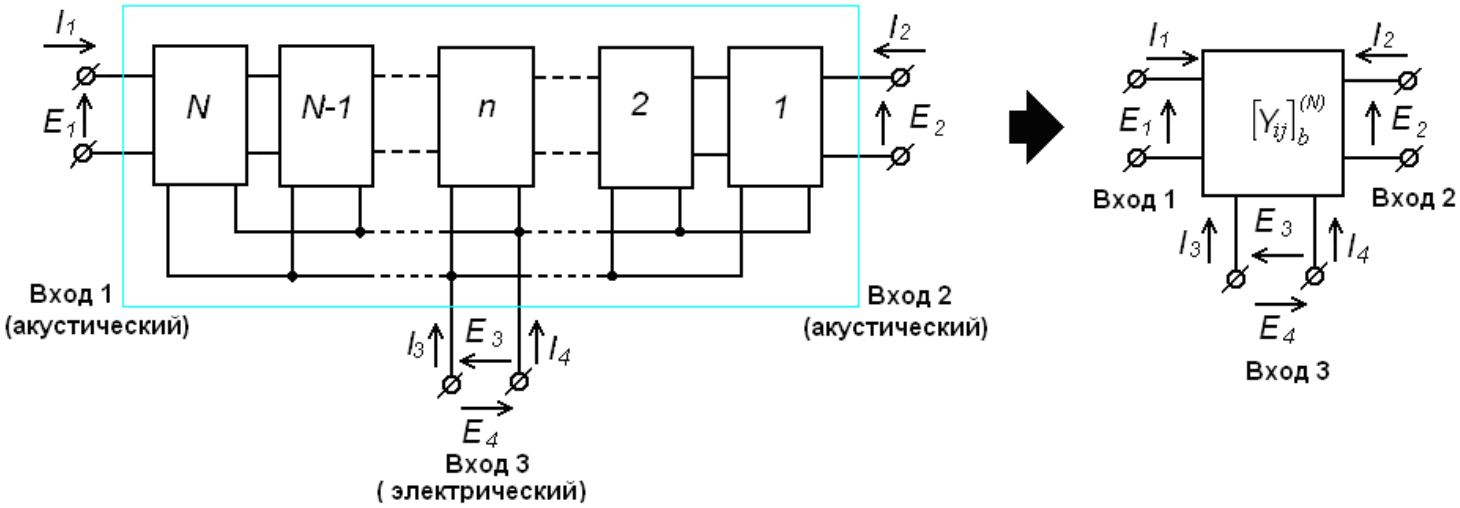


Рис. 7.8. Структурная и эквивалентная схемы четырехвходового балансного ВШП

Как и в работах [5, 14, 15], шаг за шагом соединяя справа налево с первой элементарной четырехвходовой секцией последующие секции n-ые четырехвходовые секции, можно определить коэффициенты $\tilde{y}_{ij}^{(n)}$ матрицы проводимостей этой образованной совокупности секций из соотношения

$$\tilde{y}_{ij}^{(1)} = y_{ij}^{(1)} \tag{7.10}$$

для первой секции n =1 , а для следующих секций $n>1$- из рекурсивного соотношения

$$
\begin{aligned}
\tilde{y}_{11}^{(n)} &= y_{11}^{(n)} - \frac{\left[y_{12}^{(n)}\right]^2}{A} \\
\tilde{y}_{12}^{(n)} &= -\frac{y_{12}^{(n)} \cdot \tilde{y}_{12}^{(n-1)}}{A} \\
\tilde{y}_{13}^{(n)} &= y_{13}^{(n)} - \frac{y_{12}^{(n)} \cdot B}{A} \\
\tilde{y}_{14}^{(n)} &= y_{14}^{(n)} - \frac{y_{12}^{(n)} \cdot C}{A} \\
\tilde{y}_{22}^{(n)} &= \tilde{y}_{22}^{(n-1)} - \frac{\left[\tilde{y}_{12}^{(n-1)}\right]^2}{A} \\
\tilde{y}_{23}^{(n)} &= \tilde{y}_{23}^{(n-1)} - \frac{\tilde{y}_{12}^{(n-1)} \cdot B}{A} \\
\tilde{y}_{24}^{(n)} &= \tilde{y}_{24}^{(n-1)} - \frac{\tilde{y}_{12}^{(n-1)} \cdot C}{A} \\
\tilde{y}_{33}^{(n)} &= \tilde{y}_{33}^{(n-1)} + y_{33}^{(n)} - \frac{B^2}{A} \\
\tilde{y}_{34}^{(n)} &= \tilde{y}_{34}^{(n-1)} + y_{34}^{(n)} - \frac{B \cdot C}{A} \\
\tilde{y}_{44}^{(n)} &= \tilde{y}_{44}^{(n-1)} + y_{44}^{(n)} - \frac{C^2}{A}
\end{aligned}
\quad , \qquad (7.11)
$$

где : $y_{ij}^{(n)}$ элементы матрицы проводимостей n-й элементарной секции , $\tilde{y}_{ij}^{(n)}$ - элементы матрицы проводимостей совокупности из n соединенных элементарных секций ,

$$
\begin{aligned}
A &= y_{22}^{(n)} + \tilde{y}_{11}^{(n-1)} \\
B &= y_{23}^{(n)} + \tilde{y}_{13}^{(n-1)} \\
C &= y_{24}^{(n)} + \tilde{y}_{11}^{(n-1)}
\end{aligned}
\qquad (7.12)
$$

В результате элементы матрицы проводимостей всего четырехвходового балансного ВШП в целом, содержащего N секций, принимают вид

$$
(Y_{ij})^{(N)} = \tilde{y}_{ij}^{(N)} \qquad (7.13)
$$

7.2.2 Схемы балансного резонаторного двухмодового фильтра

Резонаторные фильтры с продольной акустической связью 1-й и 3-й мод оттекающих ПАВ могут быть спроектированы как с аксиальным входом и балансным выходом , так и с балансным входом и балансным выходом. Топологическая и структурная схемы одного звена такого двухмодового фильтра с аксиальным входом, но балансным выходом приведены на рис. 8.9а и рис. 8.9б соответственно.

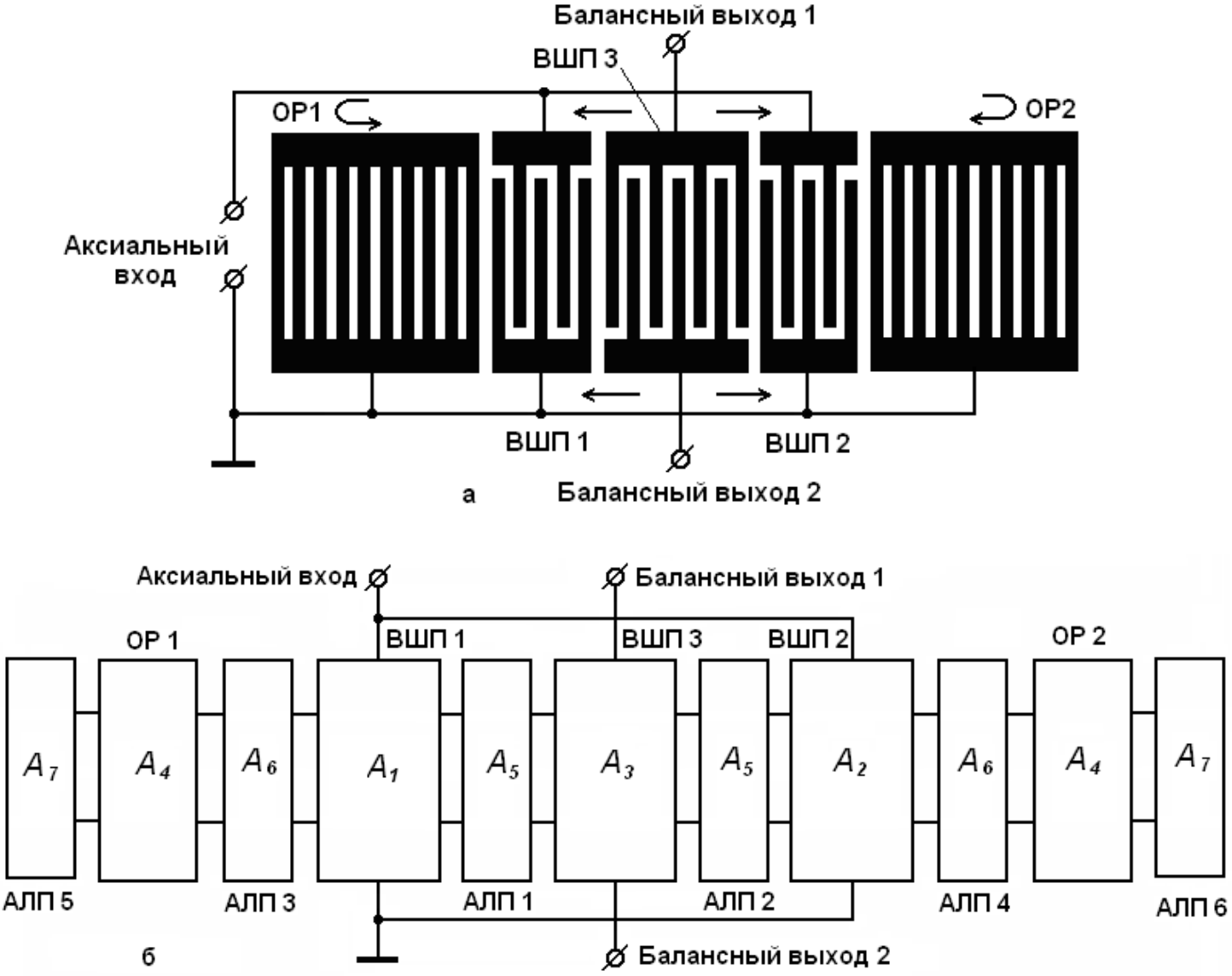


Рис. 7.9. Топологическая (а) и структурная (б) схемы балансного ВШП

На структурной схеме рис. 7.9б элементы акустического тракта (преобразователи , отражатели и акустические линии передачи) представлены электроакустическими шестиполюсниками (входные ВШП 1 и ВШП2) или восьмиполюсниками (выходной ВШП 3), описываемыми соответственно макро-матрицами:

$[A_1]$ и $[A_2]$- матрицы входных ВШП 1 и ВШП 2 соответственно;

$[A_3]$ - матрица выходного ВШП 3;

$[A_5]$ - матрицы акустических линий передачи (неметаллизированных участков звукопровода) между преобразователями ;

$[A_4]$ - матрицы отражающих решеток ОР1 и ОР2 ;

$[A_6]$ - матрицы акустических линий передачи между входными ВШП 1, 2 и отражающими решетками ОР1, ОР2;

$[A_7]$ - матрицы акустических линий передачи (неметаллизированных участков) между отражающими решетками ОР1, ОР2 и торцами звукопровода.

Дальнейшее преобразование матриц элементов акустического тракта , описываемих свойства электроакустических шестиполюсников или восьмиполюсников, в матрицу фильтра, содержащего аксиальный электрический вход и балансный электрический выход, осуществляется аналогично описанному в разделе 7.1. Эквивалентная схема такого резонаторного двухмодового фильтра с балансным выходом показана на рис. 7.3а, по которой с помощью стандартных симуляторов электрических цепей рассчитываются сквозные частотные характеристики.

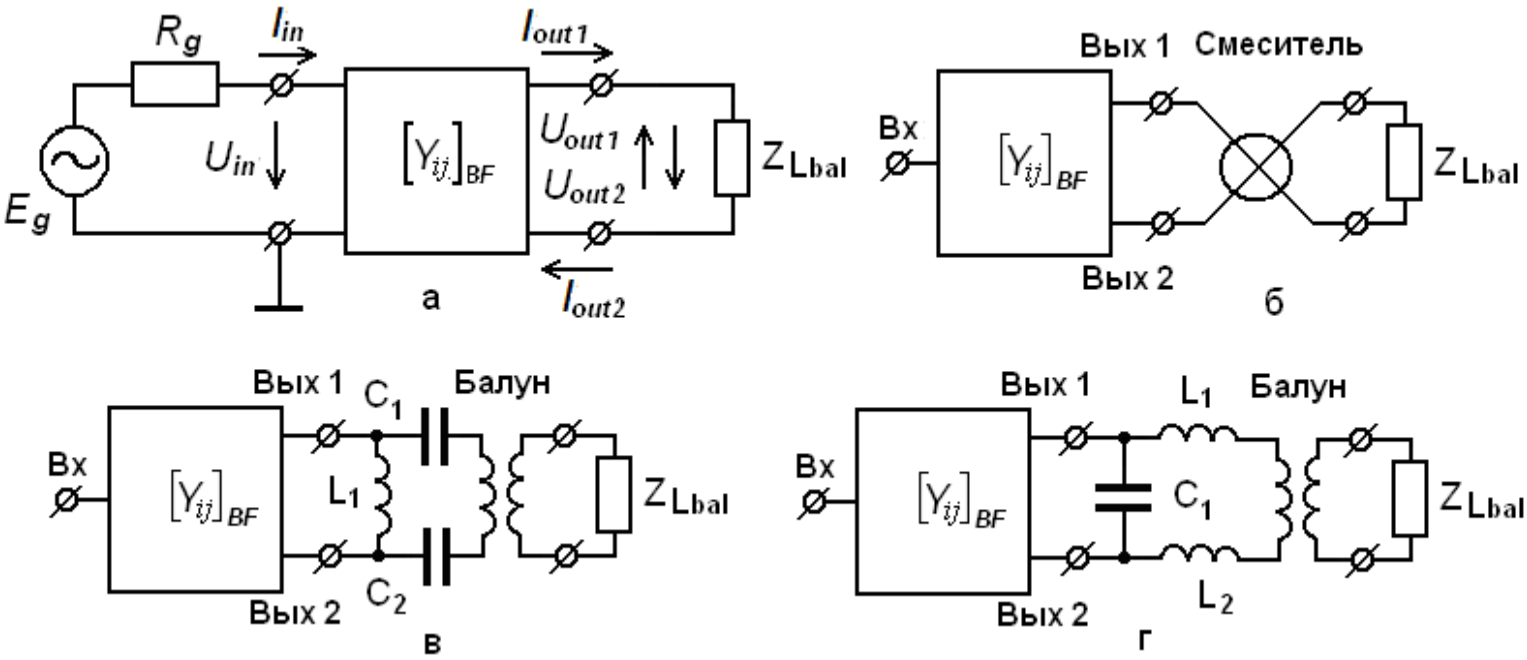


Рис. 7.10. Эквивалентная схема двухмодового резонаторного фильтра с балансным выходом (а) и возможные схемы подключения балансных нагрузок: смесителя (б), трансформатора (в,г)

Список использованных источников

1. В.С. Орлов, В.С. Бондаренко "Фильтры на поверхностных акустических волнах". М: "Радио и Связь " , 1984 г. , 268 стр.

2. Т. Джерард "Принципы проектирования фильтров на ПАВ ". Стр. 82-123 в книге "Поверхностные акустические волны" под ред.А. Олинера:,М:, "Мир" , 1981 , 390 стр.

3.W.R. Smith, H.M. Jerard , J.H. Colloins, T.M. Reder, H.J. Shaw "Analysis of Interdigital Surface Wave Transducers by Use of an Equivalent Circuit Model". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-17, No11, November 1969, p.p. 856-864.

4. W.R. Smith, H.M. Jerard , J.H. Colloins, T.M. Reder, H.J. Shaw "Design of Surface Wave Delay Lines with Interdigital Transducers". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-17, No11, November 1969, p.p. 865-873.

5. W. R. Smith, Henry M. Gerard and William R. Jones, "Analysis and design of dispersive interdigital surface -wave transducers, " IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-20, No.7, 1972, pp.458-471.

6. И.Зеленка. "Пьезоэлектрические резонаторы на объемных и поверхностных акустических волнах". М: Мир. 1990 г., 584 стр.

7. "Физическая акустика. Принципы и методы. " Под редакцией У. Мэзона.

М:, "Мир ", 1966 г., 592 стр.

8. В.С. Орлов и др. "Разработка программно-информационного обеспечения для автоматизированного проектирования функциональных устройств на новых физических принципах". Итоговый научно-технический отчет про ОКР "ОХТА-3", часть 1 -143 стр., часть 2-438 стр., часть 3- 217 стр.. Москва , ВНИИРТ , 1988 г.

9. А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич " Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ". М:, "Связь" , 1965 г., 352 стр.

10. "Фильтры на поверхностных акустических волнах". Под редакцией

Г. Мэттьюза. М: "Радио и Связь " , 1981 г., 472 стр.

11.T. Thorvaldsson and F.M. Nyffeler, "Rigorous derivation of the Mason equivalent circuit parameters from COM Theory". Proc. of IEEE Ultrasonics Symposium, 1986,

p.p. 91-96.

12. P.V. Wright, "Analysis and design of low-loss SAW devices with internal reflections using Coupling-of-Mode theory", IEEE Ultrasonics Symposium, 1989, p.p.141-152.

13. D.P. Chen, and H.A Haus, "Analysis of Metal-Strip SAW Gratings

and Transducers," IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, Vol. 32, No. 3, 1985 , p.p. 395-408.

14.T.Kojima, N.Kawai and H. Obara : “Equivalent Four-Port Networks for Series Connected SAW-IDT and their Application,”Proc.of IEEE Ultrasonics Symposium, 1997, p.p.49-54.

15. S.T.Wang, M.H.Chung " Simulation of Balanced SAW Devices Incorporating a Modified Four-Port Mason’s Equivalent Circuit Model". Proc. of the 10th WSEAS International Conference on Circuits, July 2006 , p.p. 148-153.