Андреева И.О., Валинявичюс А.П., Орлов В.С.

МЕТОДИКА АНАЛИЗА И СИНТЕЗА ОДНОВХОДОВЫХ И ДВУХВХОДОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ ПО МОДИФИЦИРОВАННОЙ МОДЕЛИ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ

(Адаптированная копия)

Москва , 1988 г.

ИТОГОВЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ОТЧЕТ ПО ОКР

Разработка программно-информационного обеспечения автоматизированного проектирования функциональных устройств на новых физических принципах

ОХТА-3

Часть 2

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ НА ПАВ С ПОМОЩЬЮ САПР ОХТА 3.0/ФУ ПАВ

1988

СОДЕРЖАНИЕ

I. Введение ...8
2. Проектирование элементов акустического тракта ФУ на ПАВ ...9
2.I. Методика расчета неаподизованного ВШП ...9
2.2. Методика синтеза аподизованного ВШП со сложными формами АЧХ и ФЧХ на основе метода декомпозиции передаточной функции ...14
2.3. Методика расчета эквидистантного аподизованного ВШП на основе метода прямой свертки с весовой функцией ...23
2.4. Методика выбора весовых функций ...28
2.5. Методика синтеза аподизованного ВШП на основе метода базисных функций ...39
2.6. Методика оптимального синтеза ВШП на основе второго обменного алгоритма Ремез ...50
2.7. Методика расчета ВШП со взвешиванием селективным удалением электродов ...56
2.8. Методика оптимального расчета узкополосных ВШП со взвешиванием селективным удалением электродов ...77
2.9. Методика расчета среднеполосных ВШП со взвешиванием селективным удалением электродов ...136
2.I0. Методика расчета ВШП со смешанным взвешиванием ...140
2.II. Методика расчета веерного ВШП ...153
2.I2. Методика расчета регулярного МПО ...161
2.I3. Методика расчета нерегулярного МПО ...166
3. Проектирование полосовых фильтров на ПАВ ...172
3.I. Этапы процесса проектирования фильтров на ПАВ ...172
3.2. Проектирование узкополосных фильтров ...191
3.3. Проектирование средне-и широкополосных фильтров ...193
3.4. Проектирование фильтров с веерным ВШП ...196
3.5. Описание топологии полосовых фильтров обобщенными параметрами
4. Проектирование резонаторов на ПАВ ...202

4.I. Назначение методики и используемые модели ...202
4.2. Входная и выходная информация ...215
4.3. Выбор типа отражательной решетки ...215
4.4. Выбор структуры резонатора ...218
4.5. Составление исходных данных на проектирование ...221
4.6. Расчет топологии двухвходового резонатора ...222
4.7. Расчет топологии одновходового резонатора ...234
4.8. Модели для анализа параметров резонатора ...234
4.9. Анализ частотных характеристик резонаторов на ПАВ ...244
5. Проектирование линий задержки на ПАВ ...250
5.I. Методика расчета одноотводных линий задержки ...250
5.2. Проектирование многоотводных линий задержки с идентичными ВШП и начальной задержкой ...264
6. Проектирование дисперсионных линий задержки ...266
6.I. Выбор структурной схемы ДЛЗ ...266
6.2. ДЛЗ на основе неэквидистантных ВШП для обработки ЛЧМ сигналов ...271
6.3. ДЛЗ на основе неэквидистантных ВШП для обработки НЧМ сигналов ...274
6.4. Типы отражательных решеток для ДЛЗ ...276
6.5. Отражательные решетки типа OPI без аподизации ...276
6.6. Отражательные решетки типа OPI с аподизацией ...280
6.7. Отражательные решетки типа OP2 ...286
6.8. Проектирование дисперсионных линий задержки на основе отражательных решеток ...286
7. Проектирование согласованных фильтров ФМ сигналов ...292
7.I. Методика расчета реальных импульсных сигналов и корреляционных характеристик одноканальных СФ бифазных ФМС и МЛЗ на ПАВ
7.2. Методика расчета электрических характеристик согласованных фильтров ФМ сигналов и МЛЗ на ПАВ ...299
8. Проектирование ФУ на ПАВ с учетом эффектов второго порядка...302
8.I. Методика выбора материала звукопровода для устройств на ПАВ ...302

8.2. Методика расчета характеристик ПАВ в монокристаллах ...318
8.3. Методика компенсации дифракционных искажений АЧХ и ФЧХ устройств на ПАВ ...324
8.4. Расчет электрических характеристик фильтров на ПАВ с учетом влияния ППОАВ ...336
8.5. Методика расчета характеристик ПАВ в слоистых анизотропных звукопроводах ...346
9. Проектирование ФУ на ПАВ по рабочим параметрам ...355
9.I. Методика расчета статической емкости ...355
9.2. Методика расчета проводимости излучения ВШП ...357
9.3. Методика синтеза пассивной согасующей цепи ...360
9.4. Методика анализа электрических параметров акусто-электрического тракта и его элементов ...369
9.5. Оптимальный синтез ФУ на ПАВ по рабочим параметрам ...372
9.6. Проектирование активных согласующих цепей и микросборок ..374
I0. Методика преобразования топологии и получения УПЛ для технологических автоматов ...389
I0.I. Назначение ...389
I0.2. Особенности изготовления фотошаблонов ФУ на ПАВ ...389
I0.3. Представление топологии устройств на ПАВ и преобразование координат ..391
I0.4. Получение управляющих программ для координатографов КПА-I200 и КАРТИМАТ-ШЕР ...397
I0.5. Получение управляющей программы для генератора изображения ЭМ-549 ...403
I0.6. Получение управляющих программ для электронно-лучевой установки ZRM-I2 ..410
I0.7. Получение управляющих программ для делительной машины ВЕ-27 ...418
I0.8. Формирование кадра для генератора изображения СТ-I0I ...420
Перечень сокращений ...423
Перечень условных обозначений ...431

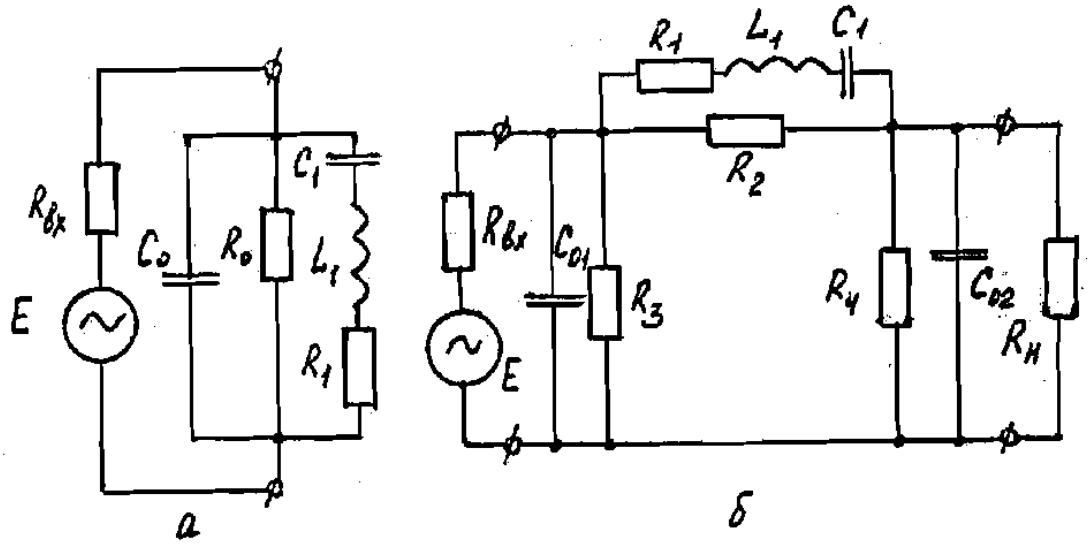
4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ РЕЗОНАТОРОВ НА ПАВ

4.I. Назначение методики и используемые модели

4.I.I. Данная методика расчета позволяет по заданной АЧХ резонатора выбрать его структуру (одновходовый или двухвходовый с ВШП, размещенномыми внутри резонаторной полости) и синтезировать его топологию, а затем произвести анализ этой топологии (расчет АЧХ и ФЧХ) резонатора. Задача синтеза решается с учетом потерь на утечку ПАВ через ОР, дифракционных потерь, потерь в материале, потерь на генерацию объемных волн в ОР и омических потерь в электродах ВШП.

При синтезе резонаторов целесообразно за основу использовать модель резонатора, представленную эквивалентной схемой интерферометра типа Фабри-Перо [23,24] , показанную на рис.4.I. Преимущество модели - небольшое количество элементов эквивалентной схемы, простота связи параметров элементов с физическими параметрами пьезоэлектрика и элементами топологии резонатора. Это создает возможность определить топологию резонатора по заданным

Эквивалентная схема резонатора ПАВ



а – одновходового, б – двухвходового

Рис. 4.I.

Эквивалентная схема участка ВШП

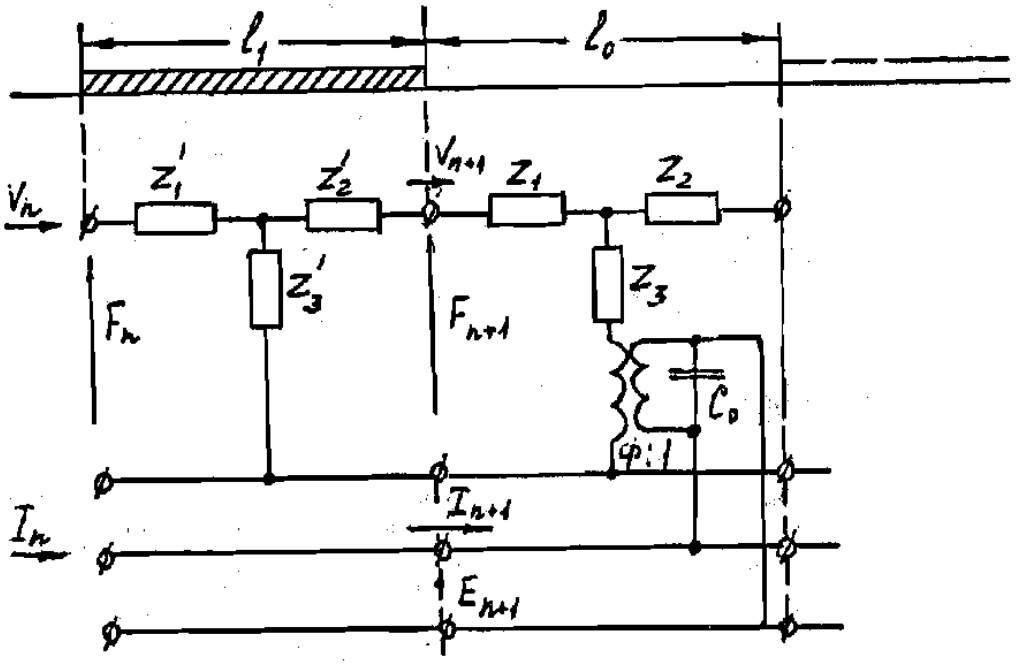


Рис.4.2.

исходным данным. Для одновходового резонатора параметры элементов эквивалентной схемы соответственно равны:

$$C_0 = N_n (\varepsilon + \varepsilon_0) W \quad ; \qquad (4.1)$$

$$R_0 = \frac{8 k_m^2 f_0 N_0^2 (\varepsilon + \varepsilon_0)}{W} \quad ; \qquad (4.2)$$

$$R_1 = \frac{1 - |\Gamma|}{2|\Gamma|} R_0 \quad ; \qquad (4.3)$$

$$L_1 = \frac{L_f}{4 f_0 |\Gamma|} R_0 \quad ; \qquad (4.4.)$$

$$C_\Lambda = \frac{\Lambda}{(2\pi f_0)^2 L_\Lambda} \quad ; \qquad (4.5)$$

$$|\Gamma| = \frac{\left|\left(\frac{Z_1}{Z_0}\right)^{2N_p}\right|}{\left(\frac{Z_1}{Z_0}\right)^{2N_p} + 1} \quad , \qquad (4.6)$$

где C_0 - емкость ВШП;

R_0 - сопротивление излучения ПАВ ВШП;

N_n - число пар электродов ВШП;

$\varepsilon, \varepsilon_0$ - эффективная диэлектрическая проницаемость пьезоэлектрика и воздуха соответственно;

W - апертура ВШП;

k_m - коэффициент электромеханической связи;

f_0 - центральная частота ВШП;

f_0 - резонансная частота;

L_f - эффективная длина резонансной полости;

Γ - коэффициент отражения ОР;

Z_1, Z_0 - эффективный акустический импеданс полоски и промежутка ОР соответственно;

N_p - число полосок ОР.

Для двухвходового резонатора параметры элементов эквивалентной схемы соответственно равны:

$$R_\Lambda = \frac{1 - |\Gamma|}{2|\Gamma|} \sqrt{R_{01}, R_{02}} \quad ; \qquad (4.7)$$

$$L_1 = \frac{\sqrt{R_{01} R_{02}}\ L}{4|\Gamma| f_0}; \qquad (4.8)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1}; \qquad (4.9)$$

$$R_2 = \sqrt{R_{01} R_{02}}; \qquad (4.10)$$

$$R_3 = \frac{R_{01}(1-|\Gamma|)}{\left(1-\sqrt{\frac{R_0}{R_2}}\right)(1+|\Gamma|)}; \qquad (4.11)$$

$$R_4 = \frac{R_{02}\ (1-|\Gamma|)}{\left(1-\sqrt{\frac{R_{01}}{R_{02}}}\right)(1+|\Gamma|)}; \qquad (4.12)$$

где C_{01}, C_{02} - емкость входного и выходного ВШП соответственно;

R_{01}, R_{02} - сопротивление излучения ПАВ входного и выходного ВШП соответственно.

Ненагруженная $Q_н$ и Q_L добротность резонаторов равны

$$Q_н = \frac{\omega_0 L_1}{R_1}; \qquad (4.13)$$

$$Q_L = \frac{\omega_0 L_1}{(R_1 + R_{вх} + R_н)}, \qquad (4.14)$$

где $R_{вх}$, $R_н$ - внутреннее сопротивление источника сигнала и нагрузки соответствено.

Чтобы модель была бы достаточно адекватной, т.е. расчетные значения параметров резонаторов (добротности, резонансной частоты и др.) соответствоали изготовленным, в ней необходимо максимально учесть эффект изменения скорости ПАВ из-за закорачивания электрического поля, нагрузки массой, реактивного накопления энергии, а также различные составляющие потерь (вязкостные, дифракционные, просачивания, нагрузки массой и воздухом, на генерацию объемных волн).

Однако данная модель имеет и некоторые недостатки: АЧХ, ФЧХ

резонатора достаточно точно описываются только вблизи резонансной частоты; в ней не могут быть учтены погрешности топологии резонатора, которые возникают в процессе изготовления; эффект регенерации и переотражения ПАВ.

Более гибкая, точная, лучше отображающая процесс распространения ПАВ является модель на основе эквивалентных схем линий передач. Однако синтез резонаторов по данной модели практически невозможен, так как в ней имеется весьма большое количество элементов [4]. Ее целесообразно использовать за основу для анализа параметров резонатора, когда задана топология, физические свойства пьезоэлектрика и необходимо расчитать электрические параметры.

На рис. 4.2 представлена эквивалентная схема участка ВШП, где пассивная и активная секции отображены элементами схемы с различными парметрами [25]:

$$Z_1' = Z_2' = Z_1 \, tg\, \Theta_1 \; ; \qquad (4.15)$$

$$Z_3' = \frac{Z_1}{\sin \Theta_1} \; ; \qquad (4.16)$$

$$\Theta_1 = \beta l_1 \; ; \qquad (4.17)$$

$$Z_1 = Z_2 = Z_0 \, tg\, \Theta_0 \; ; \qquad (4.18)$$

$$Z_3 = \frac{Z_0}{\sin \Theta_0} \; ; \qquad (4.19)$$

$$\Theta_0 = \beta l_0 \; , \qquad (4.20)$$

где Θ_1, Θ_0 - фазовый угол;

l_1, l_0 - длина электрода ВШП и промежутка соответственно;

Z_1, Z_0 - акустический импеданс под электродом и полоски соответственно.

Матрицы передачи секций восьмиполюсника A_n, связывающих между собой механическую силу F_n, скорость частиц V_n акустической части схемы соответственно равны:

для активной части

$$\begin{bmatrix} F_n \\ V_n \\ E_n \\ I_n \end{bmatrix} = A_n \begin{bmatrix} F_{n+1} \\ V_{n+1} \\ E_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \qquad (4.21)$$

$$A_n = \begin{bmatrix} \cos\theta_0 & jZ_1 \sin\theta_1 & (1-\cos\theta_0)\Phi & 0 \\ \frac{1}{Z_0}\sin\theta_0 & \cos\theta_1 & -j\frac{\Phi}{Z}\sin\theta_0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -j\frac{\Phi}{Z_0}\sin\theta_0 & (1-\cos\theta_0)\Phi & j\left(\omega l_0 + \frac{\Phi^2}{Z_0}\sin\theta_0\right) & 1 \end{bmatrix}; \qquad (4.22)$$

для пассивной части

$$A_n = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & jZ_n \sin\theta_1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{Z_n}\sin\theta_1 & \cos\theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \qquad (4.23)$$

где Φ - коэффициент трансформации электрического сигнала в акустический;

C_0 - емкость секции.

На основе выражений (4.21-4.23) можно также получить матрицы передачи для других элементов резонатора: полоски и промежутка ОР, металлического экрана, зазоров между ОР-ВШП, ВШП-ВШП. Перемножив матрицы передач отдельных элементов, можно получить АЧХ, ФЧХ, электрические параметры резонатора. Чтобы модельанализа параметров была бы достаточно точной, ее необходимо дополнить, т.е. учесть эффекты, вызывающие изменение скорости ПАВ, а также различные составляющие потерь.

4.2. Входная и выходная информация

4.2.I. При создании высокодобротных резонаторов ПАВ с высокой точностью резонансной частоты возникают трудности, связанные с учетом различных видов потерь в резонаторе и эффектов второго порядка.

Предлагаемая методика обеспечивает автоматизированное проектирование резонаторов с минимальными габаритными размерами. Выходная информация о топологии резонаторов имеет вид, удобный для программирования автоматического координатографа типа КПА-I200 и позволяет при использовании ППП САПР 3.0/ТОПОЛОГИЯ или ВИНТ СТО формировать образ УПЛ для конкретного технологического автомата.

Выходные данные после расчета по предлагаемой методике составляет массив чисел, который включает параметры требуемых электрических характеристик материалов звукопровода, элементов акустического тракта (ВШП и ОР), сведения о структуре резонатора, о типе ОР и ВШП, ограничения технологии, допустимые габаритные размеры. В табл. 4.1. представлены данные, составляющие входную и выходную информацию проектирования.

Для одновходового резонатора вместо величины вносимых потерь β и уровня боковых лепестков АЧХ α указывается соответственно сопротивление при резонансе R_1 и сопротивление вне резонанса R_0.

На основании указанныхвходных данных перед началом пректирования разработчик резонатора устанавливает ряд дополнительных входных данных, приведенных в табл. 4.I.

4.3. Выбор типа отражательной решетки

4.3.I. Основным элементом резонаторов являются ОР, которые могут быть изготовлены в виде:

очень тонких металлических полосок, замкнутых или разомкнутых;

Таблица 4.I

Входная и выходная информация проектирования

Входные данные		Выходная информация
заданные заказчиком	выбираемые разработчиком	
Резонансная частота, f_0	Вид электродов ВШП (нерасщепленные, расщепленные, утолщенные и т.д.)	Количество фотошаблонов, точность их совмещения
Добротность,	Материал звукопровода, тип ОР (канавки, металлические полоски и т.д.)	Габаритные размеры звукопровода и топологии
Вносимые потери при резонансе $a_{вн}$ (или сопротивление при резонансе R_0)	Апертура ВШП и ОР, материал ВШП и ОР	Толщина металлизации ВШП, глубина канавок ОР
Уровень $a_{гар}$ лепестков (или сопротивление вне резонанса R_1)	Вид взвешивания ВШП и ОР	Закон взвешивания электродов ВШП или элементов ОР. Таблицы или машинные носители информации с координатами топологии
Сопротивление нагрузки $R_н$	Схема согласования выходного ВШП	Номинальные значения элементов схемы согласования
Сопротивление источника сигнала $R_г$	Схема согласования входного ВШП	Номинальные значения элементов схемы согласования
Температурная стабильность	Материал звукопровода, материал электродов ВШП	Электрические характеристики ($СФ$, $СФ$, $Q_н$, ALF, BET, Q_L) в диапазоне температур
Максимальные габаритные размеры	Протяженность резонатора l_{max}, апертура W_{max},	Габаритные размеры резонатора в корпусе
Вид АЧХ	Структура резонатора (одновходовая или двухвходовая	Схема включения резонатора

вытравленных канавок, которые могут быть выполнены металлом;

участков с измененной структурой материала (вследствие внедрения ионов).

Каждый тип ОР имеет свои преимущества и и недостатки с точки зрения таких факторов, как старение, технологичность, эффективность отражения с учетом различных механизмов потерь.

Металлические полоски являются самыми технологичными. В этом случае резонатор изготавливают с тспользованием одного фотошаблона.

В случае ОР в виде канавок, фотошаблоны необходимо выполнять раздельными для канавок на звукопроводе и для металлизированной структуры ВШП. При совмещении фотошаблонов необходимо соблюдать высокую точнсть (не хуже 0,I-0,5 мкм), или ваполнять резонатор с утопленными преобразователями, т.е. при использовании одного фотошаблона для ВШП и ОР, но в этом случае технология изгототовления усложняется.

К недостаткам металлических полосок относятся:

потери вследствие пьеэозакоротки;

нагрузка массой;

джоулевые потери на высоких частотах;

затруднительный контроль толщины металлизации и, следовательно, характеристик ОР в процессе изготовления.

Более высокую добротность обеспечивают ОР в виде канавок, вытравленных на подложке, так как отсутствуют потери вследствие пьезозакоротки, джоулевых потнрь, нагрузки массой.

Как показали теоретические рассчеты (по программа, алгоритм которой приводится ниже), при одинаковых габаритных размерах добротность резонатора на канавках приблизительно на 2000 больше, чем на металлических полосках. Ниже приведены параметры двух идентичных резонаторов, отличающихся лишь тем, что в одном из них ОР состоит из металлических полосок, в другом - из канавок.

Резонатор №I (Металлические полоски)	Резонатор №2 (Канавки)
Длина резонатора – I4,6365мм	Длина резонатора – I4,7462мм
Добротность:	Добротность:
Q_L = 5547	Q_L = 7200
Q_N = 7252	Q_N = 9473
ГФ = 70 МГц	ГФ = 70 МГц

Недостатки ОР, изготовленных травлением канавок, заключается в сложности технологии, затруднительном контроле глубины канавок в процессе изготовления [26,27] .

Перспективными являются ОР, созданные имплантацие ионов в подложку. Они позволяют получить добротность выше (теоретически до 20 000), чем с металлическими полосками. Технология изготовления проще, чем при вытравливании канавок, имеется возможность контроля в процессе изготовления.

4.4. Выбор структуры резонатора

4.4.I. При соответствующем разнесении двух отражателей (на канавках, металлических или имплантированных полосках и т.д.) образуется резонирующая полость, связь внешней цепи с которой осуществляется с помощью одного или большего числа ВШП, которые можно разместить различным образом (табл. 4.2.).

Количество ВШП и расположение их относительно резонансной полости определяют структуру резонатора. С целью уменьшения паразитных отражений ВШП целесообразно использовать утопленными и расщепленными электродами.

Данная методика позволяет рассчитывать топологию и электрические характеристики одновходового и двухвходового резонаторов (рис. 4.3).

Предельная добротность, ограниченная потерями из-за нагруже-

ния воздухом, потерями на рассеяние ПАВ в материале звукопровода и джоулевыми потерями в ВШП, составляет Q =10 000. Принципиальных ограничений на рабочую частоту нет. Следует, однако, учитывать, что при частотах ниже 50 МГц резонаторы на ПАВ использовать нет смысла, так как на этих частотах функционируют резонаторы на ОАВ, добротность которых выше 20 000, а резонаторы на ПАВ будут иметь сравнительно большие габаритные размеры (например, при F_{Φ}= 70МГц Q = 5000, длина двухвходового резонатора уже более 14 мм). При частотах выше 300 МГц возникают технологические трудности при реализации электродов ВШП с шириной менее 1,5-2,0 мкм, а для двухвходового резонатора усиливается проблема еще и с подавлением электромагнитных канавок вследствие уменьшения расстояния между ВШП. Последнее связано с тем, что для реализации условия одномодовости резонатора при расчете топологии заложено ограничение на длину резонансной полости (меньше 100λ). Поэтому с ростом частоты уменьшается допустимая длина резонансной полости и, следовательно, уменьшается расстояние между ВШП, находящимися внутри этой резонансной полости.

С точки зрения технологичности преимуществ друг относительно друга у рассматриваемых двух типов резонатора нет.

По уровню боковых лепестков АЧХ и величине вносимых потерь одно-и двухвходовые резонаторы обычно не сравниваются, так как у двухвходового резонатора получаем частотную зависимость коэффициента передачи по напряжению, а для одновходового резонатора - частотную хависимость входной проводимости резонатора (или его сопротивления), отсюда в ИД для одновходового резонатора задаются сопротивления вне резонанса R_0 и при резонансе R_1, а для двухвходового - уровень боковых лепестков АЧХ $a_б$ и величина вносимых потерь $a_{вн}$.

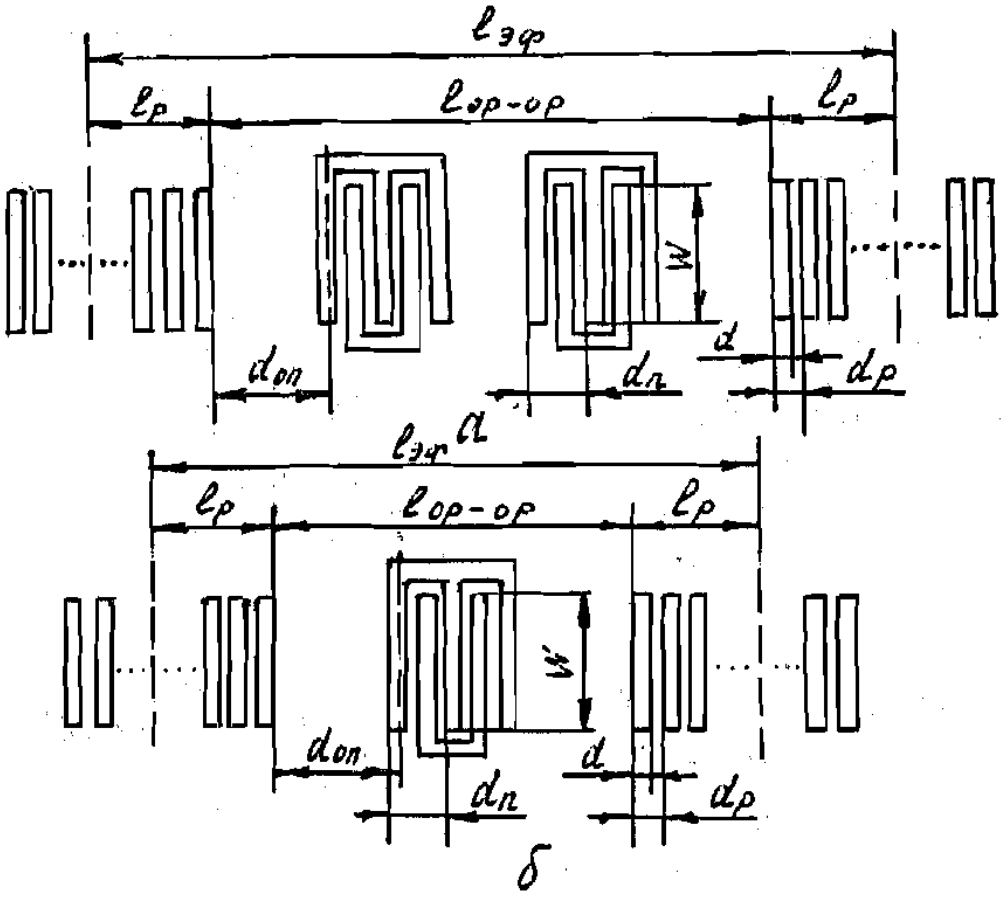
Для одновходового резонатора можно подсчитать $a_б$ и $a_{вн}$ через R_0 и R_1

Таблица 4.2

Структуры резонаторов

Конструкция	Частотная характеристика	Примечание
ВШП ОР ОР ВШП	АЧХ	Самая высокая добротность
	АЧХ	Применяется для создания генераторов и полосовых фильтров
		Применяется для ОР, созданных ионной имплантацией или диффузией металлов
	Частотная зависимость импеданса	Применяется как сопротивление резонансного характера

Конструкция резонаторов ПАВ



а – двухвходового, б – одновходового

Рис. 4.3

(см. алгоритм расчета одновходового резонатора).

Таким образом, для выбора типа резонатора необходимо знать схему его включения в требуемую форму АЧХ (для двухвходового резонатора), или заданную частотную зависимость импеданса (для одновходового резонатора).

Одновходовые резонаторы могут обеспечить возникновение резонанса на нескольких дискретных частотах при соответствующем подборе ОР. Подобные резонаторы применяются в генераторах и фильтрах с кратными частотами или полосами пропускания, а также в схемах с характеристиками заграждающего фильтра в диапазоне частот до I ГГц.

Применение одновходового резонатора в автогенераторах оказывается затруднительным из-за наличия большой статической емкости ВШП, что приводит к снижению реактивного сопротивления при отстройке от резонанса и возникают паразитные колебания.

Таким образом, одновходовый резонатор чаще всего используется как сопротивление резонансного характера - сигнал на центральной частоте подавляется (например, в схемах с характеристиками заграждающего фильтра).

Двухвходовые резонаторы используются в узкополосных фильтрах, так как они сами по себе являются особым классом резонансных фильтров. Кроме того, используются в автогенераторах, так как они обеспечивают большую устойчивость к возникновению паразитных колебаний, чем одновходовые.

4.5. Составление исходных данных на проектирование

4.5.I. По входным данным заказчика (см. табл. 4.I) выбирается структура резонатора и тип ОР с учетом указанных выше рекомендаций.

4.5.2. Выбирается материал звукопровода, определяется скорость ПАВ на свободной поверхности V_f, параметр анизотропии γ, угол

отклонения потока энергии $\mathcal{S}$, диэлектрическая проницаемость ε_p.

В качестве материала звукопровода рекомендуется использовать ST-кварц, как наиболее термостабильный. Электроды ВШП целесообразно выполнять утопленными и расщепленными, так как снижаются нежелательные отражения.

4.5.3. С целью обеспечения требуемой резонансной частоты в методике корректируется период ВШП и ОР с учетом изменения скорости ПАВ под ОР и ВШП вследствие пьезоэффекта (закорачивание электрического поля ПАВ) $-\Delta V_{пэ}$, нагрузки массой $-\Delta V_{нм}$, реактивного накопления энергии $-\Delta V_{рн}$.

В связи с этим вводятся дополнительные исходные данные из табл. 4.3., где представлены экспериментальные и теоретические значения коэффициентов для расчета относительного изменения скорости ПАВ под влиянием перечисленных выше эффектов.

4.5.4. Для обеспечения заданных $a_{вн}$, $a_{б}$ (или R_1, R_0) необходим учет потерь из-за вязкости материала, нагрузки воздухом, генерации объемных волн, дифракции, рассеяния тепла на омическом сопротивлении электродов.

Дополнительные ИД находятся из табл. 4.4, где представлены коэффициенты для расчета перечисленных потерь.

4.6. Расчет топологии двухвходового резонатора

4.6.I. Как уже указывалось, для обеспечения требуемой резонансной частоты в данной методике при расчетах корректируется период ОР и ВШП с учетом изменения скорости ПАВ под ОР и ВШП из-за:

пьезозакоротки $(\Delta V/V_f)_{пэ}$;

нагрузки массой $(\Delta V/V_f)_{нм}$;

реактивного накопления энергии на краях неоднородностей $(\Delta V/V_f)_{рн}$;

упругих констант материала звукопровода $(\Delta V/V_f)_{мех}$ (в случае ионно-имплантированных ОР)[26,28].

Таблица 4.3

Коэффициенты изменения скорости ПАВ

Материал звукопровода	Срез	Алюминиевые полоски			Канавки
		$\left(\frac{\Delta v}{v_f}\right)_{пэ}$	$\left(\frac{\Delta v}{v_f}\right)_{нм}$	$\left(\frac{\Delta v}{v}\right)_{рн}$	$\left(\frac{\Delta v}{v_f}\right)_{рн}$
Ниобат лития	YZ	$K_s^2/2$	$-0{,}33\,\frac{h}{\lambda}$	$-13{,}4\left(\frac{h}{\lambda}\right)^2$	$-13{,}3\left(\frac{h}{\lambda}\right)^2$
	Yxℓ/127,86°	-"-	$-2{,}2\ 10^{-2}$	-	-
Кварц	ST	-"-	$-0{,}21\,\frac{h}{\lambda}$	$-9{,}23\left(\frac{h}{\lambda}\right)^2$	$-10{,}5\left(\frac{h}{\lambda}\right)^2$
Танталат лития	YZ	-"-	$-0{,}02\,\frac{h}{\lambda}$	$-3{,}06\left(\frac{h}{\lambda}\right)^2$	-
	XYS/112°	-"-	-	$-3{,}1\left(\frac{h}{\lambda}\right)^2$	-

Таблица 4.4

Коэффициенты потерь

Материал звукопровода	Срез	$A_м$, дБ/мкс	$A_а$, дБ/мкс	$A_{об}$, дБ/мкс	γ	ρ, Ом м	ЕН
Кварц	Y, X S T, X	2,15 2,62	0,45 0,47	20	0,653 0,378	$0,028\ 10^{-6}$	0,4 0,62
$LiNbO_3$	Y, Z 41,5 X	0,19 0,30	0,88 0,75		-1,083 -0,445	$0,028\ 10^{-6}$	0,85
$LiTaO_3$	Z, X Y, Z	0,23 0,20	0,77 0,84		-1,241 -0,211	$0,028\ 10^{-6}$	0,7
	Y, X Z, X	- -	- -		0,159 0,450	$0,028\ 10^{-6}$	

В таблице обозначены: $A_а$ – нагрузка воздухом, дБ/мкс; $A_{об}$ – генерация объемных волн, дБ/мкс; ρ – удельное сопротивление металлизации; γ – параметр анизотропии, дБ/мкс; $A_м$ – потери на вязкости в материале, дБ/мкс; ЕН – коэффициент рассогласования импедансов.

Если для материала какой-либо коэффициент неизвестен, то он принимается равным нулю, кроме ЕН, и в этом случае потери, соответствующие этим коэффициентам, не учитываются.

Полное изменение скорости определяется как сумма отдельных составляющих

$$\left(\frac{\Delta V}{V_f}\right) = \left(\frac{\Delta V}{V_f}\right)_{пэ} + \left(\frac{\Delta V}{V_f}\right)_{нм} + \left(\frac{\Delta V}{V_f}\right)_{рн} + \left(\frac{\Delta V}{V_f}\right)_{р} + \left(\frac{\Delta V}{V_f}\right)_{мех}. \quad (4.24)$$

Значения коэффициентов для расчета относительного изменения скорости ПАВ под влиянием этих эффектов для различных материалов приведены в табл. 4.3., где $h_к$ - глубина канавки или толщина металлизации; $\lambda = V_f / f_0$ - длин ПАВ, соответствующая средней частоте.

4.6.2. Определяем предельные значения рассогласования импедансов $Э_{max}$ и $Э_{min}$ при заданных ограничениях на h_{max} и h_{min} и шаге $Э = (1/20 + 1/10)(Э_{max} - Э_{min})$:

$$Э_i = ЕН(h_i/\lambda), \quad (4.25)$$

где h_i - толщина металлизации или глубина канавки;

$$i = max, min;$$

ЕН - коэффициент рассогласования импедансов из табл. 4.3.

4.6.3. Находим начальные ограничения на длину резонатора:

$$l_1 = \left(\frac{1}{10} \div \frac{1}{2}\right) \cdot l_{max} \quad (4.26)$$

и шаг для поиска значения длины резонатора:

$$\Delta l = \left(\frac{1}{20} + \frac{1}{10}\right)(l_{max} - l_1),$$

где l_{max} задается разработчиком из предельных габаритных размеров звукопровода.

4.6.4. Рассчитываем начальное ограничение апертуры $W_0 = \frac{1}{2} W_{max}$ и шаг для поиска ее оптимального значения:

$$\Delta W = \left(\frac{1}{10} + \frac{1}{5}\right)(W_{max} - W_0).$$

задается в исходных данных, но в программе оно должно составлять не более 100λ для обеспечения одномодовой работы резонатора.

Определение минимального кличества элементов $N_{ор}$ в ОР сводится к минимизации требуемого коэффициента отражения $Г_{эф}$ с учетом ограничений на уровень боковых лепестков $a_{зар}$ и вносимых потерь $a_{вн}$

при резонансе.

4.6.5. Из анализа эквивалентной схемы резонатора, приведенной на рис. 4.I б, имеем

$$a_{гар} = -20\lg\left(\frac{R_0 + R_г + R_н}{\frac{1-\Gamma_{эф}}{1+\Gamma_{эф}}\cdot R_0 + R_г + R_н}\right);$$

$$a_{вн} = -20\lg\left(\frac{\frac{1-\Gamma_{эф}}{1+\Gamma_{эф}}\cdot R_0 + R_г + R_н}{R_г + R_н}\right), \qquad (4.27)$$

где $R_г$ - сопротивление генератора;

$a_{гар}$ - уровень боковых лепестков;

$a_{вн}$ - вносимые потери;

$\Gamma_{эф}$ - коэффициент отражения;

$R_н$ - сопротивление нагрузки;

$R_0 = R_a(\omega_0)$ - сопротивление излучения ВШП на средней частоте.

4.6.6. Из системы (4.27) определяем сопротивление излучения ВШП на средней частоте

$$R_0 = \frac{(R_{вх} + R_н)(1 + 10^{a_{вн}/20})(1 + \Gamma_{эф})}{10^{a_{вн}/20}\cdot(1 - \Gamma_{эф})} \qquad (4.28)$$

а затем с помощью метода последовательных приближений рассчитаем апертуру и число пар электродов, обеспечивающих значение коэффициента отражения не ниже минимального:

$$\Gamma_{эф} = \frac{10^{-a_{гар}/20} + 20\cdot 10^{a_{вн}/20}}{1 + 10^{-a_{гар}/20}}, \qquad (4.29)$$

где $a_{гар}, a_{вн}$ - уровень боковых лепестков АЧХ и вносимые потери, дБ.

Эквивалентная схема и вытекающие из нее формулы справедливы вблизи резонансной частоты при коэффициенте $\Gamma_{эф}$, близкой к I (больше 0,9).

В случае, если коэффициент $\Gamma_{эф}$ 0,9, принимаем $\Gamma_{эф}$ = 0,9 и затем его значение будет пересчитываться.

4.6.7. Находим требуемое число пар электродов ВШП:

$$N_n = \sqrt{\frac{1}{8 \cdot R_0 \cdot K_\xi^2 \cdot W_\lambda \; v_f \cdot (\varepsilon + \varepsilon_0)}} \qquad (4.30)$$

где W_λ - апертура в длинах волн, которая вначале выбирается в пределах $50 \leq W_\lambda \leq 100$, исходя из условия обеспечения малых дифракционных потерь;

К - коэффициент электромеханической связи;

$(\varepsilon+\varepsilon_0)=(\varepsilon+\varepsilon_p)\varepsilon_0=\frac{1}{36\pi}\cdot 10^{-9}$ - диэлектрическая проницаемость.

4.6.8. Начальное ориентировочное расстояние между ОР $\ell_{ОР-ОР}$ рассчитываем таким образом, чтобы между ними разместились ВШП и экран, начальную ширину которого принимаем равной половине длины ВШП:

$$\ell_{вшп} = \left(N_n \cdot \lambda + \frac{1}{4}\right);$$

$$\ell_{экр} = \ell_{вшп}/2;$$

$$\ell_{ОР-ОР} = 2 \cdot \ell_{вшп} + \ell_{экр} + 2 m_1 \lambda,$$

где $\lambda = v_f / f_0$ - длина волны;

v_f - скорость ПАВ на свободной поверхности;

f_0 - центральная частота;

m_1 - число длин волн в промежутке между ОР и ВШП, ВШП и экраном (выбирается в пределах от одной до четырех).

4.6.9. Определяем эффективную длину резонансной полости, необходимую для обеспечения заданной добротности $Q_н$ и уровня потерь при резонансе $a_{вн}$:

$$\ell_{эф} = \frac{Q_н \cdot (1 - \Gamma_{эф})^2 \cdot \lambda}{2\pi \cdot (1 - 10^{a_{вн}/20})}.$$

4.6.10. Если не выполняется условие одномодовости $\ell_{ф-ф} < \ell_{эф}$, то увеличиваем $W_1 = W_1 + \Delta W$ и повторяем расчет, начиная с п.4.6.7.

4.6.11. Если $W_1 = W_{max}$, принимаем $\ell_{эф} = 2{,}1\,\ell_{ф-ф}$ (можно принять $2 \cdot \ell_{ф-ф}$).

4.6_12. Рассчитываем начальное значение рассогласования импедансов элемента ОР Э и глубину проникновения ПАВ в ОР:

$$\ell_p = \lambda/(4 \cdot Э);$$

$$Э = \frac{\lambda}{2 \cdot (\ell_{эф} - \ell_{ф-ф})}.$$

4.6.13. Для достижения минимальной длины резонатора в дальнейшем проводим уточненный расчет значений Э:

если $Э < Э_{min}$, принимаем $Э = Э_{min}$; если $Э > Э_{max}$, принимаем $Э = Э_{max}$.

4.6.14. Рассчитываем отдельные составляющие относительных потерь в резонансной полости с учетом коэффициентов потерь из-за вязкости материала звукопровода:

$$M_M = \left(1 - 10^{(A_M \cdot f_0 \cdot (\ell_{эф}/\lambda) \cdot 10^{-13})}\right),$$

нагруженная воздухом:

$$M_A = \left(1 - 10^{(A_A \cdot f_0 \cdot (\ell_{эф}/\lambda) \cdot 10^{-13})}\right),$$

генерации объемных волн:

$$M_{об} = A_{об} \left(\frac{h_K}{\lambda}\right)^2 \cdot 2 \cdot K,$$

где K = 2 – количество ВШП;

дифракции

$$M_Д = 0{,}4 \cdot (1 + \gamma) \cdot \ell_{ор-ор} \cdot \frac{\lambda}{W_0^2},$$

сопротивления электродов ВШП

$$M_{ом} = \frac{32 \cdot \rho \cdot W_0}{R_0 \cdot h_K \cdot \lambda}$$

4.6.15. Находим относительные потери в резонансной полости без учета потерь на выход ПАВ через ОР [26,28] ;

$$M_{\Sigma-P} = M_M + M_A + M_{ом} + M_{об} + M_Д, \qquad (4.31)$$

значения A , A_M, $A_{ОБ}$, γ, ρ см. в табл. 4.4.

Для обеспечения минимального значения $M_{\Sigma-P}$ определяем суммарную апертуру ВШП таким образом, чтобы сумма дифракционных и омических потерь в электродах ВШП была минимальной. Это условие обеспечивается при

$$W_{опт} = \sqrt{\frac{R_0 (1+\gamma)^2 \cdot \ell_0^2 \pi \cdot 10^7}{8 R_0 v_f \cdot K_п^2 (1 + \varepsilon_{опт})}},$$

где $\varepsilon_{опт}$ – относительная диэлектрическая проницаемость материала звукопровода.

4.6.16. Определяем коэффициент отражения от ОР с учетом потерь

$$\Gamma = \sqrt{\Gamma_{эф}^2 + M_{\Sigma-P}} \qquad (4.32)$$

4.6.17. Если получаем $\Gamma \geq 1$, структура резонатора оптимизируется для уменьшения потерь $M_{\Sigma-P}$, начиная с п.4.6.21.

4.6.18. Находим минимальное число элементов ОР N_{op}, удовлетворяющее требованиям оптимальности

$$N_{op} = \frac{\lg \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}}{2 \lg (1 + |Э|)}, \qquad (4.33)$$

где Г - коэффициент отражения от ОР по п.4.6.16.

4.6.19. Находим длину резонатора путем оптимизации его структуры. Условие оптимальности структуры резонатора можно записать в виде

$$\begin{cases} l_{рез} = i\, d_n (N_p - 0{,}5) + l_{op-op} \to min \\ Q_н \geq Q_{рез} \\ a_{гар} \geq a_{гар} \\ a_{вн} \leq a_{внр} \end{cases},$$

где i - количество ОР;

l_{op-op} - расстояние между ОР;

$Q_н$ - нагруженная и заданная добротность;

$a_{гар}, a_{внр}$ - заданный уровень боковых лепестков и потерь при резонансе.

Условие оптимальности может быть реализовано при нескольких иттерациях, указанных ниже.

Сначала рассчитываем первое приближение для длины резонатора

$$l_{рез} = l_{op-op} + 2 \cdot d_p \cdot (N_n \cdot 0{,}5), \qquad (4.34)$$

где $d_p = V_f/2$ - шаг элементов ОР.

4.6.20. Если $l_{рез} > l_1$, повторяем расчет по формуле (4.26).

4.6.21. Рассчитываем апертуру резонатора $W_0 = W_0 + \Delta W$ и повторяем расчеты, начиная с п. 4.6.14 (для корректировки потерь $M_Д$, $M_{ОМ}$).

4.6.22. Если $W_o = W_{max}$, рассчитываем рассогласование импедансов Э = Э − ΔЭ.

4.6.23. Определяем $\ell_p = \ /4$ Э, $\ell_{эф} = 2\ell_p + \ell_{op-op}$; значения $Г_{эф}$, R_o, $N_п$, M_M, M_A, $M_{ОБ}$, $M_{\Sigma-p}$, Г рассчитываем по формулам (3.28–3.32).

4.6.24. Если Г≥I, повторяем расчет по 4.6.2I.

4.6.25. Рассчитываем N_{op} и $\ell_{рез}$ по формулам(4.34–4.35).

4.6.26. Если вновь рассчитанная величина $\ell_{рез} > \ell_1$, но меньше значения, полученного в п.4.6.I8, то повторяем расчет, начиная с п. 4.6.I6.

4.6.27. Если вновь рассчитанная величина $\ell_{рез} > \ell_1$, полученного в п.4.6.I8, или Э = $Э_{min}$ рассчитываем Э = Э + ΔЭ.

4.6.28. Определяем $\ell_p = \lambda/(4Э)$. Значения $\ell_{эф}$, $Г_{эф}$, M_M, $M_Д$, M_{OM}, $M_{OБ}$, $M_Д$, $M_{\Sigma-p}$ рассчитываем по формулам (3.28, 3.29, 3.3I, 3.32).

4.6.29. Если Г≥I, повторяем расчет, начиная с п.4.6.26.

4.6.30. Рассчитываем N_{op} и $\ell_{рез}$ по формулам (4.33, 4.34).

4.6.3I. Если вновь рассчитанная величина $\ell_{рез} < \ell_{рез}$, полученная в п. 4.6.I8, но величина $\ell_{рез} > \ell_1$, рассчитываем $\ell_1 = \ell_1 + \Delta\ell$ и повторяем расчет, начиная с п. 4.6.I4.

4.6.32. Рассчитываем h_k по формуле (4.25).

4.6.33. Рассчитываем эффективные скорости ПАВ на различных участках резонатора, используя формулу (4.24) $v_{эф} = v_f \cdot \left(1 + \frac{\Delta v}{v_f}\right)$.

4.6.34. Определяем период ОР, обеспечивающий максимальный коэффициент отражения на резонансной частоте с учетом скорости ПАВ под ОР $v_{эф}$: $d_p = v_{эф}/(2 \cdot f_o)$, а также полупериод ВШП d, обеспечивающий максимальную связь со стоячей волной с учетом скорости ПАВ под ВШП $v_{эф}$:

$$d = v_{эф}/(2 \cdot f_o), \quad d_1 = 2 \cdot d. \qquad (4.35)$$

4.6.35. Рассчитываем точное значение расстояния между решетками:

$$\ell_{ор-ор} = \frac{V_{пол}}{2 \cdot f_0}\left[\frac{\ell}{V_{пол}/2(2 \cdot f_0)}\right] + \frac{V_{пол}}{2 \cdot f_0}, \qquad (4.36)$$

где

$$V_{пол} = \frac{\ell_{ор-ор}}{\left(\frac{2\ell_{вшп}}{V_{эф}} + \frac{\ell_{экр}}{V_{эф}} + \frac{\ell_{ор-ор} - \ell_{вшп} - \ell_п}{V_f}\right)},$$

где $\left[\frac{\ell}{V_{пол}/(2 f_0)}\right]$ - наибольшая целая часть.

4.3.36. Так для обеспечения максимальной связи ВШП со стоячей волной центры электродовВШП должны находиться в максимумах стоячей волны, то оптимальное расстояние от края решетки до центрапервого электрода ВШП рассчитываем по формуле

$$\ell'_{ор-вшп} = \begin{cases} K \cdot \frac{\lambda}{2} & при \ Э < 0 \\ K \cdot \frac{\lambda}{2} - \frac{\lambda}{4} & при \ Э > 0, \end{cases} \qquad (4.37)$$

где К - целое число.

4.6.37. Находим по формуле (4.24) R_0 .

4.6.38. Рассчитываем уточненный коэффициент $\Gamma_{эф.} = \sqrt{I - M}$, где $M_\Sigma = M_{\Sigma-P} + M_p$; $M_p = I - \Gamma^2$; $M_{\Sigma-P}$- определяется по формуле (4.27).

4.6.40. Определяем ненагруженную Q_0 и нагруженную $Q_н$ добротности резонаторов:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L_1}{R_1}; \quad Q_н = \frac{\omega_0 L_1}{R_1 + R_н + R_{вх}}, \qquad (4.38)$$

где

$$R_1 = \frac{1 - |\Gamma|}{2 \cdot |\Gamma|} \cdot R_0; \quad L_1 = \frac{R_0 \cdot \ell_{эф}}{4 \cdot |\Gamma| \cdot f_0}; \quad \omega_0 = 2\pi f_0 .$$

4.6.4I. Дополнительно рассчитываем расстояния между ВШП:

$$\ell_{вшп-вшп} = \ell_{ор-ор} - (\ell'_{ор-вшп} + N_п \cdot d_1 + d_1/4) \cdot 2. \qquad (4.39)$$

На печать выводим выходные значения задачи синтеза, приведенные в табл. 4.5. Методика расчета топологии двухвходового резонатора реализована в программе GALTOP .

Таблица 4.5

Выходные данные этапа функционального проектирования

Обозначение в методике	Обозначение в программе	Характеристика
	Электрические параметры	
f_0	FФ	Центральная частота, МГц
C_0	CФ	Статическая емкость
R_0	RФ	Сопротивление ВШП, Ом
$a_{гар}$	ALF	Уровень боковых лепестков, дБ
$a_{вн}$	BET	Потери в полосе пропускания, дБ
Q_0	QN	Ненагруженная добротность
Q_N	QL	Нагруженная добротность
Э	E	Рассогласование импедансов
$Г_{эф}$	ГEF	Коэффициент отражения
	Размеры топологии	
$\ell_{рез}$	DLIN	Длина резонатора, мм
W_0	APJ	Апертура, мм
a_p	DCA	Период решетки, мкм
$a_п$	DK	Период ВШП, мкм
$\ell'_{ор-ор}$	L	Расстояние между ОР, мкм
$b_{экр}$	LEKR	Ширина экрана, мм
$\ell'_{ор-вшп}$	D	Расстояние между последним электродом ОР и центром первого электрода ВШП, мм
$h_к$	H	Толщина металлизации, мм
	Данные для анализа	
–	DOP	Расстояние между последним электродом ОР и краем первого электрода ВШП
$\ell_{вшп-вшп}$	ATS	Расстояние между ВШП
$N_ф$	NRR	Количество электродов ОР
–	NKK	Количество электродов ВШП

4.7. Расчет топологии одновходового резонатора

4.7.I. Одновходовый резонатор характеризуется частотной зависимостью импеданса. Отсюда исходные данные для задачи синтеза меняются. Вместо уровня боковых лепестков $a_{гар}$ и потерь при резонансе $R_1' \ll R_0$ задаются сопротивления вне резонанса R_0' и при резонансе $a_{вн}$. Кроме того, отсутствует сопротивление нагрузки $R_н$. Поэтому, для того, чтобы пользоваться алгоритмом расчета топологии двухвходового резонатора в ИД задаем $R_н = 0$, и схема, представленная на рис. 4.I,а, преобразуется в схему, представленную на рис. 4.I,б, которая описывает работу одновходового резонатора вблизи резонансной частоты. Принимаем $R_0' = R_0$, $R_1' = R_1$ (см. рис. 4.I,б). Тогда алгоритм расчета топологии одновходового резонатора аналогичен расчету двухвходового, кроме пп. 4.6.5; 4.6.8; 4.6.I4; 4.6.34. В п. 4.6.5. нужно сосчитать сопротивление излучения ВШП, учитывая, что формула (4.27) перепишется в виде:

$$a_{гар} = 20\lg \frac{R_{вх} + R_1'}{R_{вх} + R_0'},$$

$$a_{вн} = 20\lg \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_1'}$$

По п. 4.6.8.

$$\ell_{вшп} = (N_п \cdot \lambda + \lambda/4)$$

$$\ell_{ор-ор} = (\ell_{вшп} + \lambda m_1)$$

По п.4.6.I4 сохраняются все формулы кроме

$$M_{об} = A_{об} \cdot \left(\frac{h_к}{\lambda}\right)^2 \cdot 2$$

По п. 4.6.36 нужно рассчитать точное значение расстояния между решетками, учитывая, что

$$V_{пон} = \frac{\ell_{ор-ор}}{\ell_{вшп}/V_{эф.п.} + (\ell_{ор-ор} - \ell_{вшп})V_f},$$

расчет ведется по той же программе САЦТОР.

4.8. Методика анализа параметров резонаторов

4.8.I. Модель резонатора поверхностных акустических волн в виде интерферометра Фабри-Перо и эквивалентной схемы с сосредото-

ченными параметрами, которая успешно применяется при синтезе конструкции, имеет некоторые недостатки, ограничивающие ее применение для точного анализа АЧХ и ФЧХ:

применимость для узкого диапазона частот, ограничиваемого полосой заграждения отражательной решетки;

невозможность использовать ее для анализа резонаторов с малым числом элементов ОР, так как параметры элементов эквивалентной схемы рассчитываются предполагая высокий ОР $Г \gg I$;

непригодность для анализа структуры резонатора с синхронно отражающими встречно-штыревыми преобразователями, центры электродов которых расположены не на максимумах стоячей волны;

невозможность учета переотражений и регенерации ПАВ, что необходимо для достижения точной резонансной частоты и добротности, близкой к предельной для данного материала звукопровода;

невозможность анализа влияния погрешностей изготовления резонаторов на АЧХ и ФЧХ.

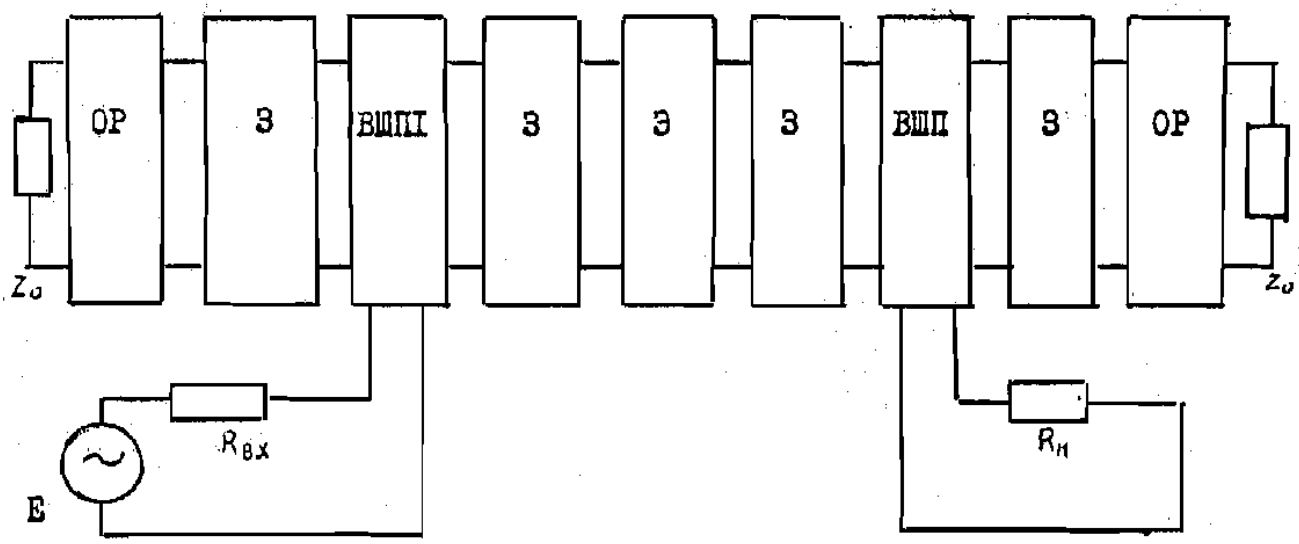
Более точный и свободный от перечисленных недостатков является модель на основе линий передачи. Рассмотрены особенности ее применения для анализа параметров резонаторов ПАВ.

Основными элементами резонатора являются: ВШП, ОР, экран, отрезки свободного звукопровода. Различные комбинации их взаимного расположения дают возможность создавать различные конструкции резонатора (см. табл. 4.2.).

Резонатор ПАВ можно представить в виде эквивалентной схемы (рис. 4.4), в которой отдельные многолюсники соответствуют основным элементам структуры резонатора.

АЧХ, ФЧХ и параметры резонатора можно рассчитать, когда известны матрицы передачи каждого многополюсника эквивалентной схемы. Многополюсники пассивных элементов структуры резонатора (ОР, γ, Э) достаточно точно описывают модель и эквивалентная схема

Эквивалентная схема резонатора ПАВ



E -источник сигнала; $R_{вх}$, $R_н$ - внутреннее сопротивление источника сигнала и нагрузки соответственно; Э - экран; Z_0 - акустический импеданс сводной поверхности звукопровода; ℓ - отрезок звукопровода

Рис. 4.4

линий передачи [29]. Активные секции ВШП целесообразно представить в виде эквивалентных схем Мэзона [25]. Эти модели позволяют учитывать ряд эффектов:

разницу акустических импедансов на возмущенной и свободной поверхности звукопровода;

разницу скоростей ПАВ под различными элементами резонатора;

многократные переотражения ПАВ;

регенерацию ПАВ под ВШП;

изменение фазы КО ОР из-за реактивного накопления энергии на краях неоднородностей.

Однако в известных работах [25],[5] предложенные модели и эквивалентные схемы имеют ограничения: не учитывают потерь при распространении ПАВ; предполагают идентичность отдельных элементов ОР или секций ВШП, что не позволяет учесть погрешностей топологии. Поэтому рассмотрены возможности усовершенствования и развития моделей отдельных элементов резонатора с целью повышения их универсальности и адекватности.

На рис. 4.5 показана эквивалентная схема ОР совместно с промежутком между ОР и ВШП. Каждый участок (промежуток ОР-ВШП, полоска или промежуток ОР) характеризуется акустическим импедансом Z, длиной ℓ и скоростью ПАВ V. Матрица передачи промежутка ОР-ВШП имеет вид

$$\left[A_a\right]=\begin{bmatrix} ch\,\gamma_a \ell_a & z_a\, sh\,\gamma_a \ell_a \\ \hat{z}_a\, sh\,\gamma_a \ell_a & ch\,\gamma_a \ell_a \end{bmatrix} \qquad (4.40)$$

Константа распространения в (I.40) описывается выражением

$$\gamma_a = \alpha_a + j\,\frac{2\pi f}{V_a}, \qquad (4.41)$$

где f - частота;

α_a - постоянная затухания, включающая затухание из-за вязкости материала звукопровода α_M, нагрузки воздухом α_B и дифракции α_D.

Эквивалентная схема ОР с промежутком ОР-ВШП

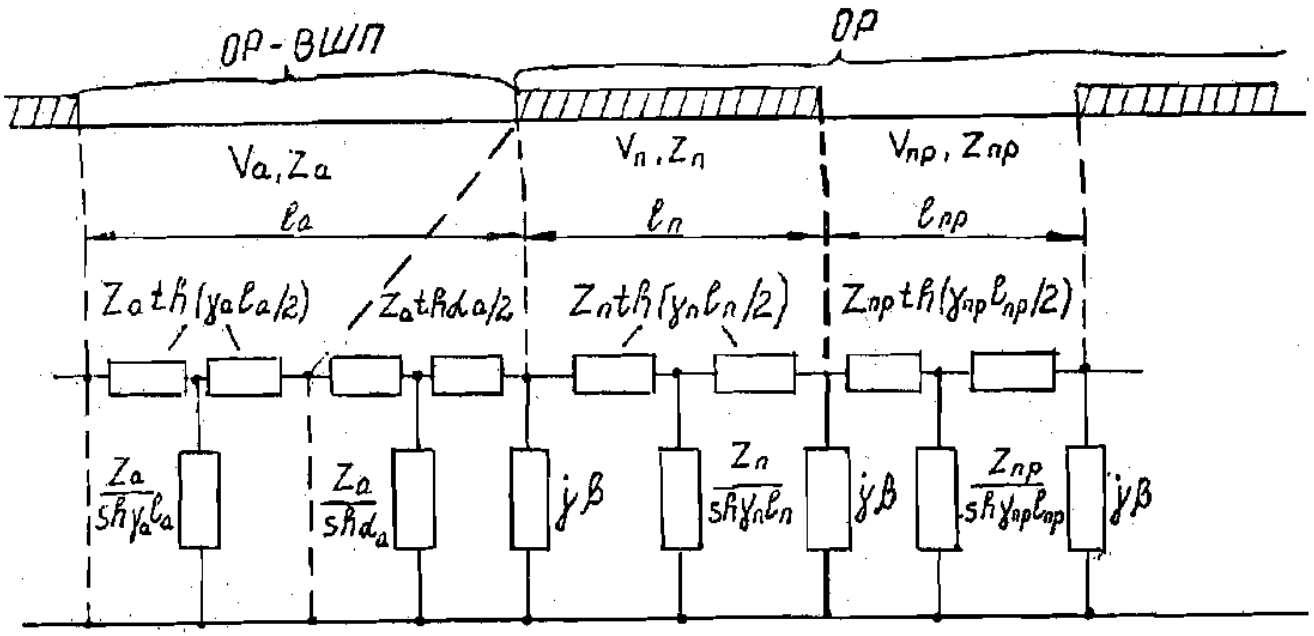


Рис. 4 .5

$$\alpha_a = \alpha_M + \alpha_B + \alpha_D . \qquad (4.42)$$

Реактивная проводимость jB, включенная в эквивалентную схему позволяет учесть эффект реактивного накопления энергии на краях неоднородностей и связанные с ним изменения фазы коэффициента отражения ОР и эффективной скорости ПАВ под ОР. Для удобства включаем в матрицу передачи каждого элемента ОР (полоски или промежутка), которая имеет вид

$$[A_i] = \begin{bmatrix} ch\,\gamma_i l_i & Z_i\, sh\,\gamma_i l_i \\ \frac{1}{Z_i}\, ch\,\gamma_i l_i + jB\, ch\,\gamma_i l_i & ch\,\gamma_i l_i + jB Z_i\, sh\,\gamma_i l_i \end{bmatrix} \qquad (4.43)$$

где $i = п, пр$ (для полоски и промежутка соответственно).

Если в ОР нет дифракционного расхождения пучка ПАВ при расчете константы распространения γ_i по (4.41), принимаем $\alpha_{Di} = 0$.

Проводимость jB на конце ОР, не включенная в (4.43) описывается матрицей передачи

$$[A_B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB & 1 \end{bmatrix} . \qquad (4.44)$$

Величина B связана с высотой ступеньки неоднородности и длиной ПАВ λ следующим образом [29]

$$B = \frac{C\left(\frac{h}{\lambda}\right)^2}{Z_i} , \qquad (4.45)$$

где C – коэффициент пропорциональности, зависящий от материала звукопровода и типа ОР.

Между промежутком ОР-ВШП включена цепь, учитывающая потери генерации объемных волн на краю ОР. Матрица передачи этой цепи, учитывающая потери генерации объемных волн на краю ОР. Матрица передачи этой цепи имеет вид

$$[A_Б] = \begin{bmatrix} ch\,\alpha_Б & Z_a\, sh\,\alpha_Б \\ \frac{1}{Z_a}\, sh\,\alpha_Б & ch\,\alpha_Б \end{bmatrix} , \qquad (4.46)$$

где $\alpha_Б$ – постоянная затухания, обусловленная генерацией объемных волн.

Матрицу передачи всей ОР совместно с промежутком ОР-ВШП получаем последовательно перемножая матрицы отдельных участков

$$[A_D]=[A_a][A_Б]\left(\prod_{K=1}^{N-1}[A_n]_K[A_{пр}]_K\right)[A_n][A_в] \quad , \qquad (4.47)$$

где N - число полосок ОР.

На рис. 4.6 показана эквивалентная схема одной секции ВШП. Активные части ВШП описываются эквивалентной схемой Мезона для поперечного распределения поля, а пассивные части ВШП - эквивалентной схемой акустической линии передачи. Соединяя эквивалентные схемы отдельных секций последовательно по акустическим входам и параллельно по электрическим, получаем эквивалентную схему всего ВШП.

Матрица передачи активной части ВШП имеет вид

$$[A_K]=\begin{bmatrix} ch\gamma_K l_K & Z_K sh\gamma_K l_K & -(1)^n(1-ch\gamma_K l_K)\varphi & 0 \\ \frac{1}{Z_K} sh\gamma_K l_K & ch\gamma_K l_K & -(1)^n\frac{\varphi}{Z_K} sh\gamma_K l_K & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ (-1)^n\frac{\varphi}{Z_K} sh\gamma_K l_K & (-1)^n(1-ch\gamma_K l_K\left(j\omega C_0+\frac{\varphi^2 sh\gamma_K l_K}{Z_K}\right) & & 1 \end{bmatrix} \qquad (4.48)$$

где - определяется по (4.48);

К - порядковый номер активного участка.

Член $(-1)^n$ в (4.48) учитывает изменение направления возбуждающего электрического поля в соседних секциях ВШП. Коэффициент трансформации φ равен [25]

$$\varphi=\sqrt{\frac{K_м^2 C_0 Z_K V_K}{l_K}} \quad , \qquad (4.49)$$

где $K_м^2$ - коэффициент электромеханической связи;

C_0 - статическая емкость между двумя соседними электродами.

Матрицы передачи пассивной части ВШП $[A_э]$, цепи, учитывающей генерацию объемных волн на краю ВШП $[A_{БВ}]$ и реактивной проводимости на краях электродов $[A_{ВВ}]$, соответственно имеют вид

$$[A_э]=\begin{bmatrix} ch\gamma_э l_э & Z_э sh\gamma_э l_э & 0 & 0 \\ \frac{1}{Z_э} sh\gamma_э l_э & ch\gamma_э l_э & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad (4.50)$$

Эквивалентная схема секции ВШП

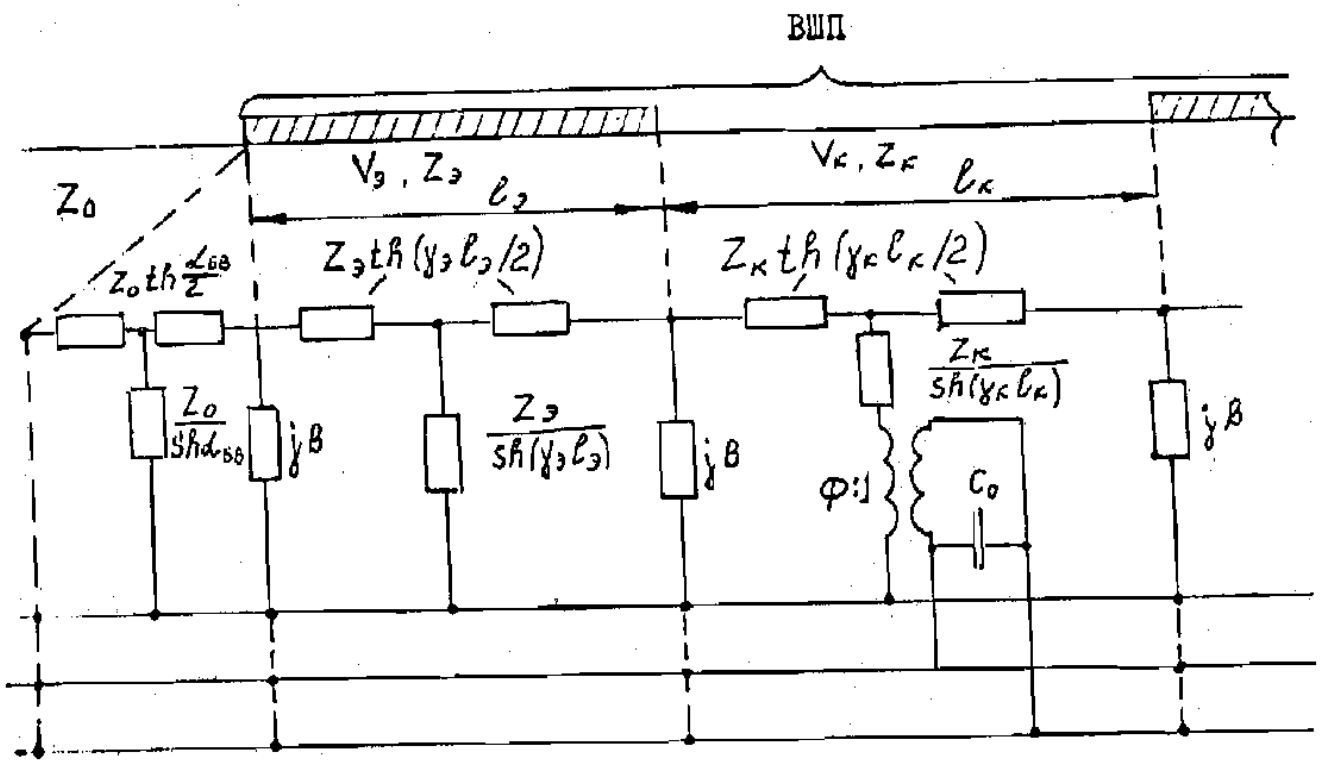


Рис. 4.6

$$[A_{БВ}] = \begin{bmatrix} ch\,\alpha_{БВ} & Z_0\,sh\,\alpha_{БВ} & 0 & 0 \\ \frac{1}{Z_0}\,sh\,X_{БВ} & ch\,\alpha_{ВВ} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad (4.51)$$

$$[A_{ВВ}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ jB & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad (4.52)$$

Матрицу передачи всего ВШП A получаем последовательно перемножая матрицы отдельных участков

$$[A_п] = [A_{БВ}]\left(\prod_{M=1}^{M-1} [A_{ВВ}]_п [A_э][A_к]_m\right)[A_{ВВ}][A_э][A_{ВВ}][A_{БВ}], \qquad (4.53)$$

где M - число электродов ВШП.

Матрицы передачи участков звукопровода и экрана между ВШП (см. рис. 4.4.) имеют вид (4.40). На краях экрана учитываются реактивная проводимость и генерация объемных волн, описываемые в (4.44) и (4.46) соответственно. Матрицу передачи этой секции между ВШП $[A_T]$ получаем последовательным перемножением матриц отдельных участков.

Для удобства расчетов АЧХ, ФЧХ и параметров двухвходового резонатора эквивалентную схему рис. 4.4 трансформируем, представив ОР с промежутком ОР-ВШП в виде импеданса ZA, нагружающего акустические входы ВШП, а участки звукопровода и экран между ВШП - в виде четырехполюсника с матрицей передачи $[A_T]$ (рис. 4.7.).

Акустический имапеданс выражается через элементы матрицы $[A_0]$, учитывая, что ОР в конце нагружена на следующим образом

$$ZA_i = \frac{A_{0i}(1,1)\cdot Z_0 + A_{0i}(1,2)}{A_{0i}(2,1)\cdot Z_0 + A_{0i}(2,2)}, \qquad (4.54)$$

где $i = 1,2$ для матриц передачи первой и второй ОР соответственно.

Комплексный коэффициент передачи по напряжению K_u двухвходового резонатора выражается через элементы матриц и $[A_T]$ следу-

Трансформированная эквивалентная схема двухвходового резонатора ПАВ

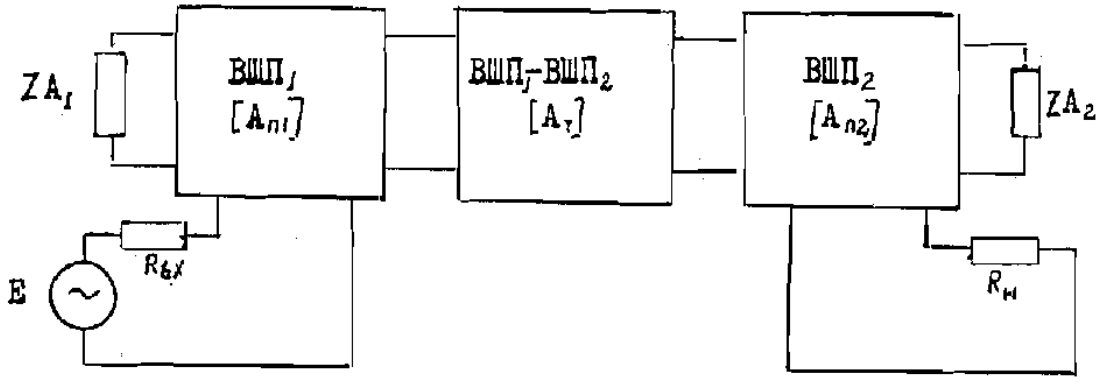


Рис. 4.7

Эквивалентная схема одновходового резонатора ПАВ

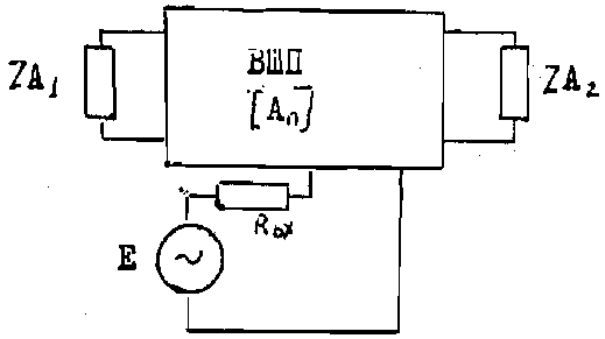


Рис. 4.8

щим образом

$$K_ч = \frac{H}{[A_{пл}(1,1)U + A_{п1}(4,2)P]R_{вх}H + A_{п1}(4,3)R_{вх} + 1}, \quad (4.55)$$

где

$$H = \frac{A_{п1}(1,3) - A_{п1}(2,3)ZA_1}{[A_{п1}(2,1)ZA_1 + A_{п1}(1,1)]N + [A_{п1}(2,2)ZA_1 + A_{п1}(1,2)]P};$$

$$U = A_T(1,1)\varkappa + A_T(1,2)\Theta;$$

$$P = A_T(2,1)\varkappa + A_T(2,2)\Theta;$$

$$\varkappa = \frac{\left[A_{п2}(1,1) + A_{п2}(1,2)\frac{1}{ZA_2}\right]\left[\frac{1}{R_н} - A_{п2}(4,3)\right]}{A_{п2}(4,1) + A_{п2}(4,2)\frac{1}{ZA_2}} + A_{п2}(1,3);$$

$$\Theta = \frac{\left[A_{п2}(2,1) + A_{п2}(2,2)\frac{1}{ZA_2}\right]\left[\frac{1}{R_н} - A_{п2}(4,3)\right]}{A_{п2}(4,1) + A_{п2}(4,2)\frac{1}{ZA_2}} + A_{п2}(2,3).$$

Эквивалентную схему одновходового резонатора, представленную на рис. 4.8, получаем аналогично схеме, представленной на рис. 4.7.

Комплексный входной импеданс одновходового резонатора (рис. 4.8) Z, выраженный через элементы матрицы $[A_п]$ имеет вид

$$Z = R_{вх} + \frac{1}{A_п(4,3) - \dfrac{[A_п(1,3) + A_п(2,3)ZA_1][A_п(4,1) + A_п(4,2)\frac{1}{ZA_2}]}{A_п(2,1)ZA_1 + A_п(2,2)\frac{ZA_1}{ZA_2} + A_п(1,1) + A_п(1,2)\frac{1}{ZA_2}}} \quad (4.56)$$

По (4.55) и (4.56) можем рассчитывать АЧХ и ФЧХ резонаторов ПАВ, проводить анализ параметров, определять резонансную частоту, добротность, уровень боковых лепестков и потерь при резонансе.

4.9. Анализ частотных характеристик резонаторов на ПАВ

4.9.I. Методика, приведенная в подразд. 4.8 позволяет проводить анализ характеристик резонаторов на ПАВ с учетом ЭВП. Однако в рамках настоящей работы программное воплощение нашла только часть этой методики. Во избежание путаницы ниже приводится эта часть методики с указанием программ, где реализованы отдельные

модули с использованием тех же обозначений, что и в программе.

При анализе характеристик в широком частотном диапазоне с учетом эффектоа второго порядка и с учетом технологических погрешностей целесообразно применять модель резонаторов на ПАВ, основанную на эквивалентных схемах линий пердачи с распределенными параметрами (рис. 4.4) [26]. Свободный участок в эквивалентной схеме представлен активной секцией, т.е. связанной с электрической цепью, металлизированнный участок представлен пассивной секцией (не связанной с электрической цепью).

Фазовая длина каждого j участка Q_j выражается как $Q_j = \frac{L_j \omega}{v_j}$,

где $\omega = 2\pi f_i$, $L_j = \begin{cases} b_n & \text{при } j=1 \\ b_з & \text{при } j=2 \end{cases}$, $v_j = \begin{cases} v_f & \text{при } j=2 \\ v_m & \text{при } j=1 \end{cases}$,

f_i - текущая частота.

Коэффициент трансформации

$$\Phi = \sqrt{\frac{K_s^2 C_T Z_f v_f}{b_з}}, \qquad (4.57)$$

где K^2 - коэффициент электромеханической связи;

Z_f - акустический импеданс на свободной поверхности.

В программе принимается равным 2, так как используется относительное рассогласование импедансов Э, рассчитанный в подразд. 4.5,

$$Z_m = Z_f (1 + Э),$$

где C_T - статическая емкость между двумя соседними электродами;

$$C_T = (\varepsilon_p + 1) \cdot \frac{10^{-9}}{36\pi} \cdot W/2,$$

где W - апертура (рассчитывается в подразделе 4.5);

ε_p - относительная диэлектрическая проницаемость среды;

v_f - скорость ПАВ на свободной поверхности;

$b_з$ - расстояние между электродами;

$b_з = b_n = \frac{v_{эф}}{4 f_0}$, $v_{эф}$ - рассчитывается в подразд. 4.5.

Если через U, I обозначить напряжение и ток, соответствующие электрические части схемы, а через F, v - напряжение и ток акустической части схемы, то матричное уравнение, связывающее нап-

ряжение и токи на входе и выходе активной и пассивной секции записывается (= 2) как

$$\begin{vmatrix} F_n \\ v_n \\ U_n \\ I_n \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\theta_2 & jZ_f \sin\theta_2 & (1-\cos\theta_2)\varphi(-1)^n & 0 \\ j\frac{1}{Z_f}\sin\theta_2 & \cos\theta_2 & j\cdot\frac{1}{Z_f}\sin\theta_2\varphi(-1)^n & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ j\frac{1}{Z_f}\sin\theta_2\varphi(-1)^n(1-\cos\theta_2)\varphi(-1)^n & & j\left(\omega C + \frac{\varphi^2\sin\theta_2}{Z_f}\right) & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} F_{n+1} \\ v_{n+1} \\ U_{n+1} \\ I_{n+1} \end{vmatrix} \quad (4.58)$$

для активной секции (свободный участок)

$$\begin{vmatrix} F_n \\ v_n \\ U_n \\ I_n \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\theta_1 & jZ_m \sin\theta_1 & 0 & 0 \\ j\frac{1}{Z_m}\sin\theta_1 & \cos\theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} F_{n+1} \\ v_{n+1} \\ U_{n+1} \\ I_{n+1} \end{vmatrix} \quad (4.59)$$

для пассивной секции (металлизированный участок), где n – номер межэлектродного участка.

Последовательно перемножая матрицы перехода отдельных участков, получаем матрицу перехода всего ВШП $|C|$, $|A|$.

ОР и участки звукопровода между ВШП и ОР представляем в виде отрезков линии передачи с различными акустическими импедансами и различными скоростями ПАВ (рис.4.9), где $Q_T = \ell_{ОР-ВШП} \cdot \omega / v_f$, $\omega = 2\pi f_i$; f_i – текущая частота.

Уравнение, связывающее входные и выходные парметры ОР через матрицу перехода одного участка модели ОР, записывается как

$$\begin{vmatrix} F_{nj} \\ v_{nj} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\theta_j & jZ_j \sin\theta_j \\ j\frac{1}{Z_j}\sin\theta_j & \cos\theta_j \end{vmatrix} \begin{vmatrix} F_{n+1j} \\ v_{n+1j} \end{vmatrix}$$

$$Z_j = \begin{cases} Z_m, & j=1 \\ Z_f, & j=2 \end{cases} \qquad n = 1,\dots,N_{op}$$ – количество электродов ОР

Матрицу передачи всей ОР получаем, последовательно перемножая матрицы отдельных участков.

Перемножение матриц, расчет матрицы передачи всей ОР совместно с промежутком ОР-ВШП осуществляет подпрограмма GAR.

Эквивалентная схема ОР и участка звукопровода

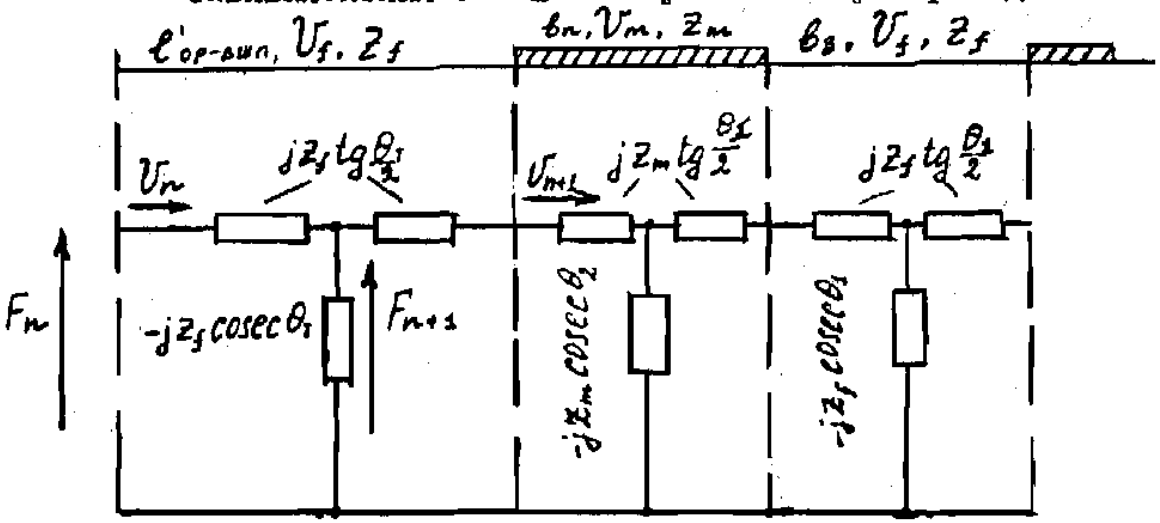
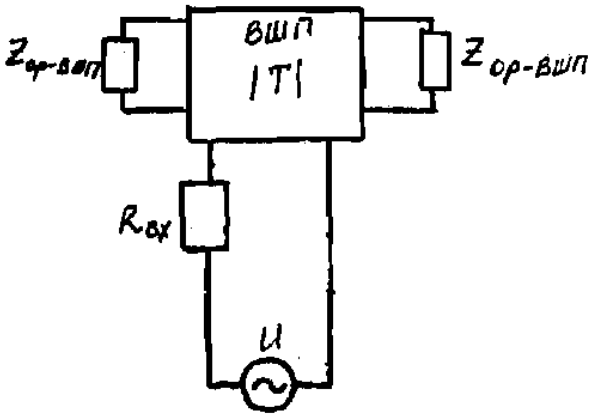


Рис. 4.9.

Эквивалентная схема одновходового резонатора



$Z_{ор-вшп}$ – акустический импеданс ОР с промежутком ОР – ВШП со стороны ВШП; $R_{вх}$ – входное внутреннее сопротивление источника сигнала; |T| – матрица перехода ВШП

Рис. 4.10.

Акустический импеданс ОР вместе с промежутком ОР–ВШП выражается через элементы матрицы $|A_0|$ следующим образом:

$$Z_{op-вшп} = \frac{A_0(1,1)Z_f + A_0(1,2)}{A_0(2,1)Z_f + A_0(2,2)}, \qquad (4.60)$$

где $A_0(1,2), A_0(1,1), A_0(2,1), A_0(2,2)$ – элементы матрицы A_0.

Расчет матрицы $|B|$ свободного участка промежутка ВШП–ВШП осуществляет подпрограмма TARP3.

Полная эквивалентная схема одновходового резонатора представлена на рис. 4.10, а схема двухвходового резонатора представлена на рис. 4.11. Обозначения на рисунках приняты в данной методике.

Комплексную входную проводимость одновходового резонатора с эквивалентной схемой, изображенной на рис. 4.10, можно записать в следующем виде:

$$Y(\omega) = \frac{(T(1,3) + T(2,3)\cdot Z_{op-вшп})(T(4,1) + T(4,2)\cdot Z_{op-вшп}}{T(2,1)Z_{op-вшп} + T(2,2) + T(1,1) + T(1,2)/Z_{op-вшп}},$$

где $T(K,\ell)$ – элементы матрицы передачи ВШП, полученного перемножением матриц типа (4.58) и (4,59).

Комплексный коэффициент передачи по напряжению К для двухвходового резонатора, изображенного на рис. 4.11, можно выразить через элементы матрицы передачи $|A|$, $|B|$, и $|C|$ следующими зависимостями

$$K_u = \frac{K_E}{(C(4,1)K + C(4,2)\cdot M\cdot R_г\cdot K_E + (1 + C(4,3)\cdot R_г)}$$

где K_E – коэффициент передачи по напряжению при источнике сигнала с ненулевым внутренним сопротивлением

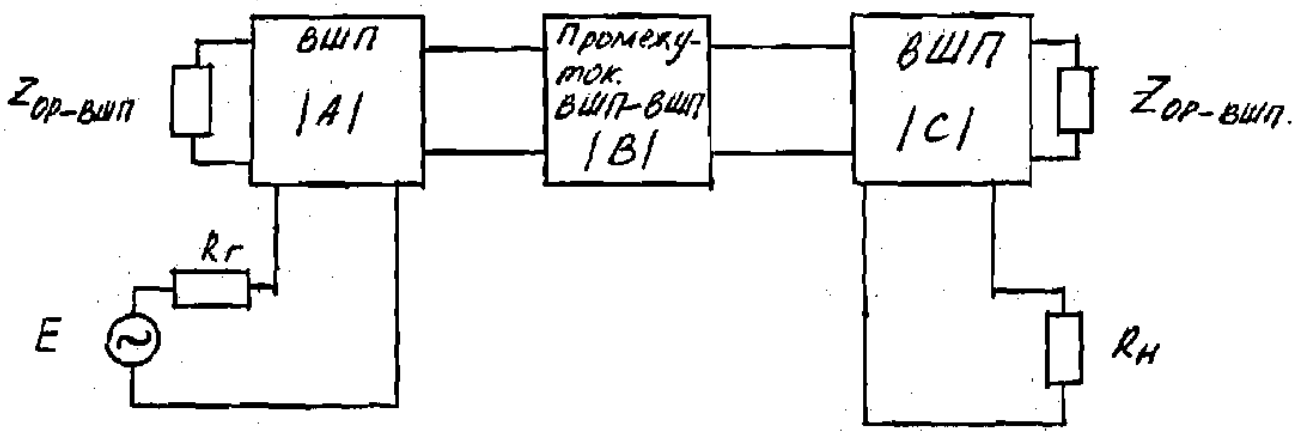
$$K_E = \frac{C(1,3) + C(2,3)Z_{op-вшп}}{C(2,1)\cdot Z_{op-вшп} + C(1,1)K + (C(2,2)Z_{op-вшп} + C(1,2))M}.$$

Коэффициенты К и М соответственно равны

$$K = B(1,1)\,x + B(1,2)\cdot q$$

$$M = B(2,1)\,x + B(2,2)\cdot q$$

Эквивалентная схема двухходового резонатора



$R_г$ – внутреннее сопротивление источника сигнала генератора; $R_н$ – сопротивление нагрузки; $|C|$, $|A|$ – матрицы перехода ВШП; $|B|$ – матрица перехода промежутка между ВШП; $Z_{ОР-ВШП}$ – акустический импеданс ОР с промежутком ОР-ВШП со стороны ВШП

Рис. 4.11.

параметры $\varkappa$ и q выражаются следующим образом

$$\varkappa = \frac{\left(A(1,1) + A(1,2)/Z_{ор\text{-}вшп}\right)/\left(\frac{1}{k_н} - A(4,3)\right)}{A(4,1) + A(4,2)/Z_{ор\text{-}вшп}} + A(1,3) ,$$

$$q = \frac{\left(A(2,1) + A(2,2)/Z_{ор\text{-}вшп}\right)\left(\frac{1}{k_н} - A(4,3)\right)}{A(4,1) + A(4,2)/Z_{ор\text{-}вшп}} + A(2,3) .$$

В заключение следует отметить, что смета резонаторов осуществляется методом последовательных приближений (рис. 4.I2).

Структурные схемы алгоритмов синтеза и анализа резонаторов на ПАВ приведены соответственно на рис. 4.I3 и 4.I4.

Последовательность расчета конструкции резонатора методом приближения

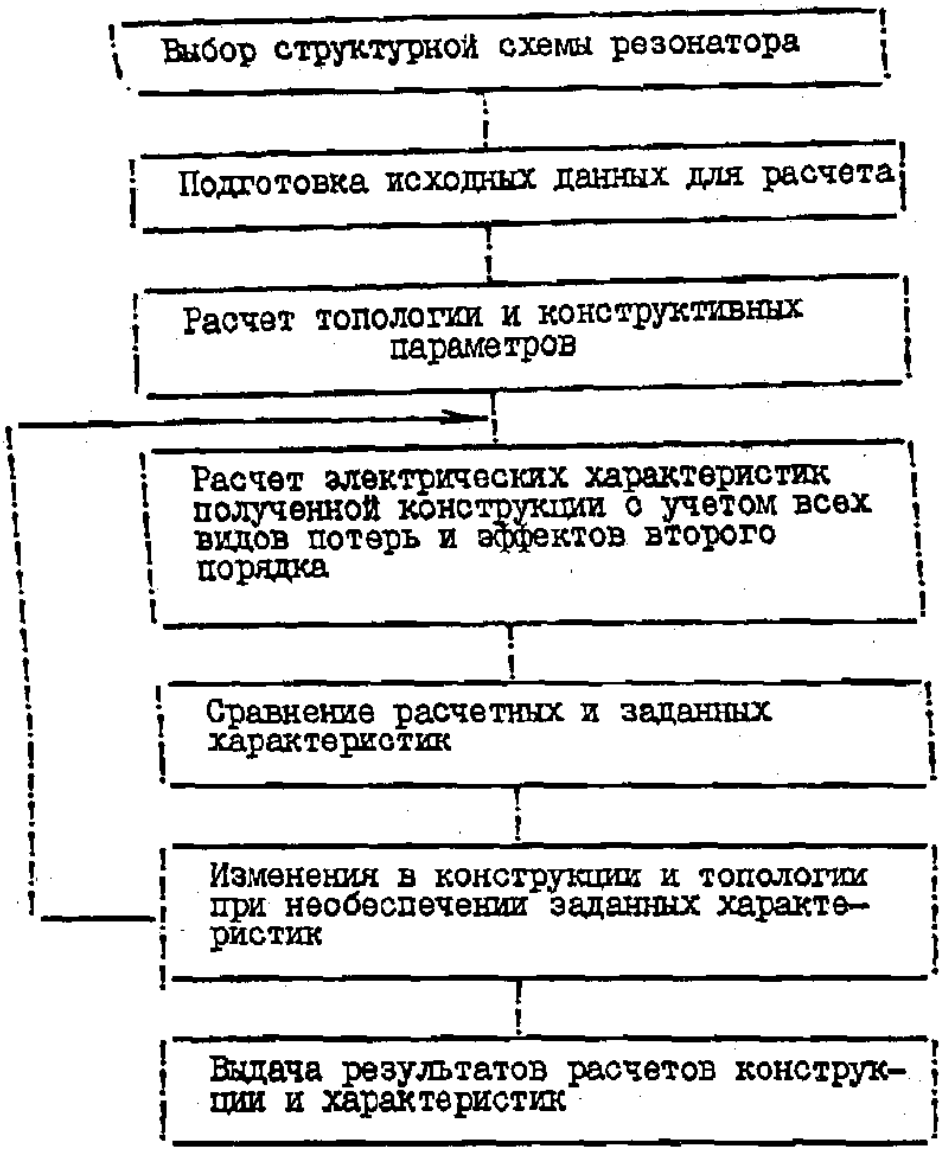


Рис. 4 . 12.

Структурная схема алгоритма синтеза конструкции резонатора

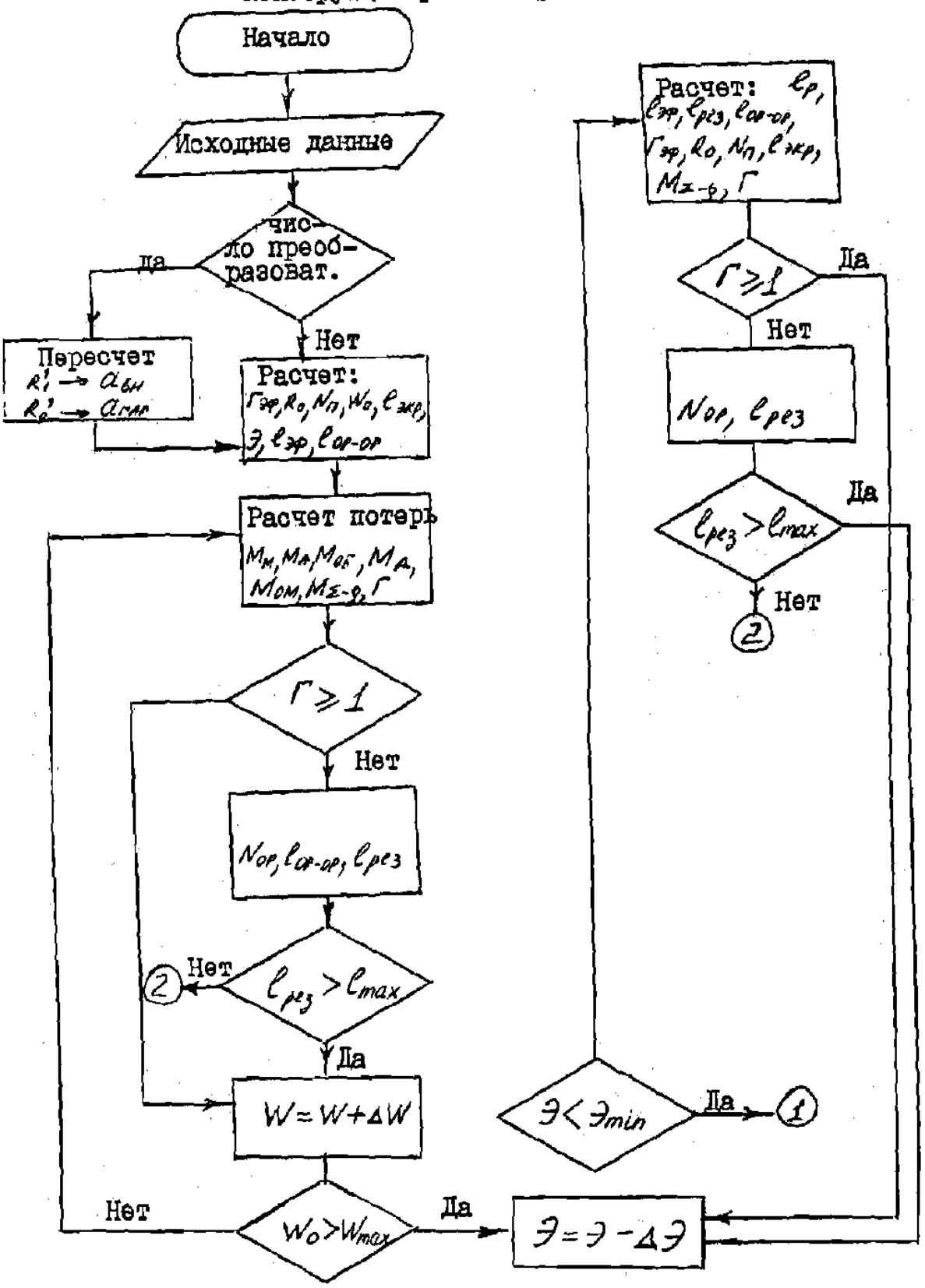


Рис. 4.13, лист I

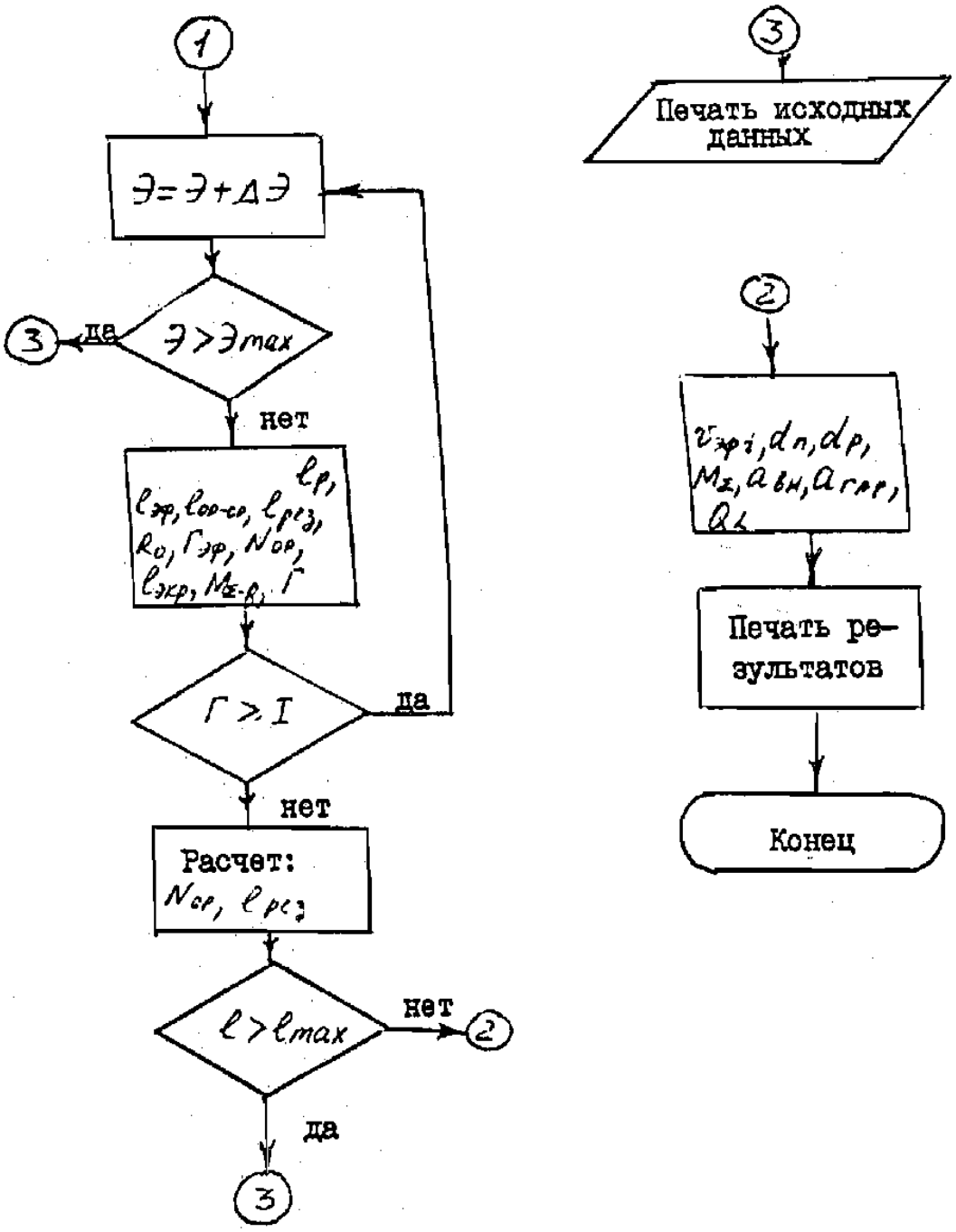


Рис.4 Л3, лист 2

Алгоритм анализа параметров резонаторов ПАВ

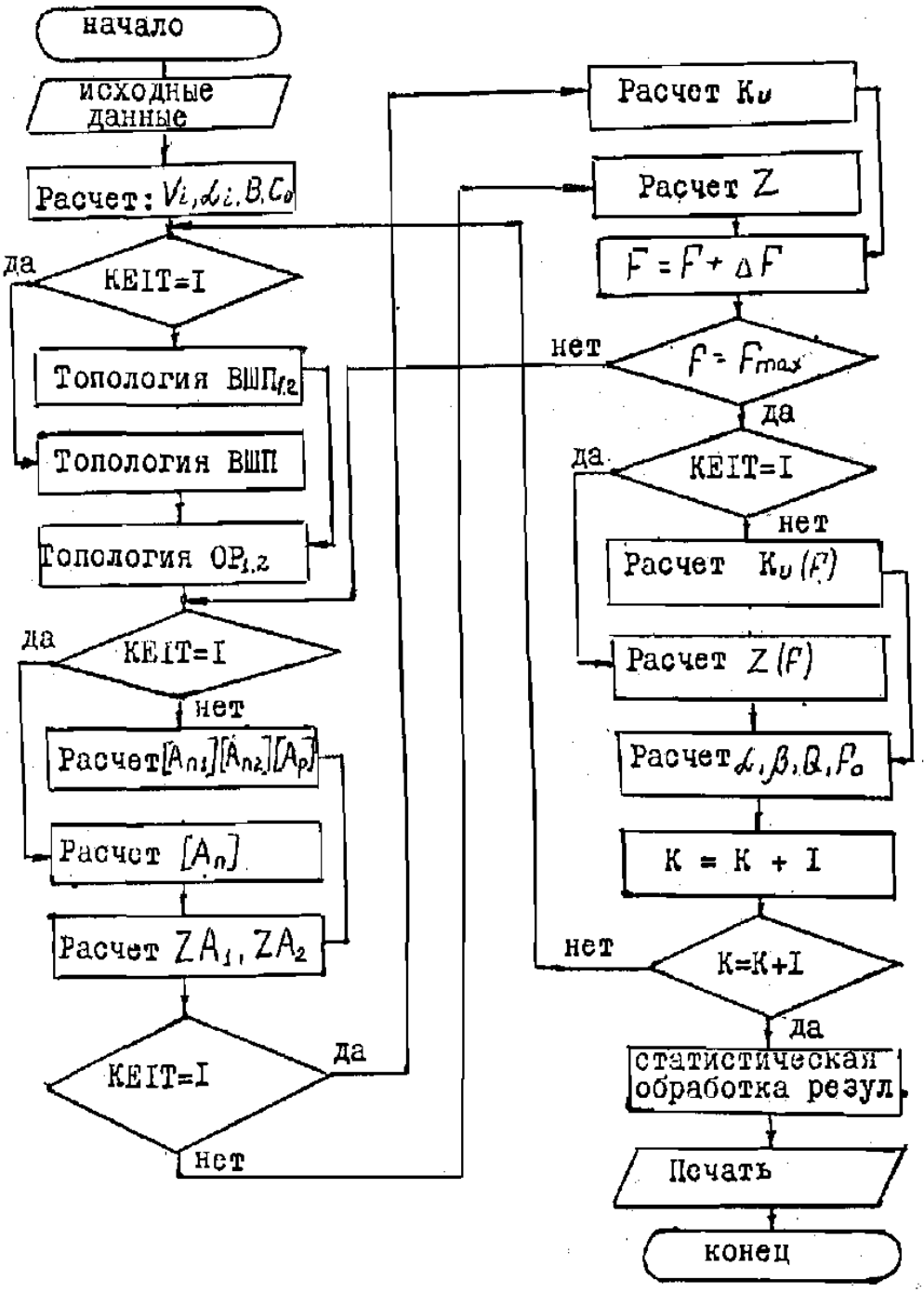


Рис.4.14.

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ

АКФ – автокорреляционная функция

АРК – акустоэлектронные радиокомпоненты

АЧХ – амлитудно частотная характеристика

АЦПУ – алфавитно-цифровое печатающее устройство

ВКФ – взаимно-корреляционная функция

ВУ – взвешивание удалением

ВШП – встречно-штыревой преобразователь

ГВЗ – групповое время запаздывания

ДЛЗ – дисперсионная линия задержки

ЕС ЭВМ – единая система электронных вычислительных машин

ИХ – импульсная характеристика

КО – коэффициент отражения

ЛЗ – линия задержки

ЛЧМ – линейная частотная модуляция

МД – магнитный диск

МЛ – магнитная лента

МЛЗ – многоотводная линия задержки

МПО – многополосковый ответвитель

НЧМ – нелинейная частотная модуляция

НЧ – низкая частота

ОАВ – объемные акустические волны

ОЛЗ – одноотводная линия задержки

ОР – отражательная решетка

ОС – операционная система

ПАВ – поверхностные акустические волны

ПВАП – поверхностно-волновой акустический пакет

ПО – программное обеспечение

ППП – пакет прикладных программ

ППФ – полосно-пропускающий фильтр

ППОАВ – приповерхностные объемные акустические волны

ПФ - передаточная функция

САПР - система автоматизированного проетирования

СПДФ - система подготовки данных фотонаборной установки

СУБД - система управления базами данных

СФ - согласованный фильтр

ТА - технологический автомат

ТКЗ - температурный коэффициент задержки

ТКС - температурный коэффициент скорости

УМЛ - управляющая магнитная лента

УПЛ - управляющая перфолента

ФНЧ - фильтр нижних частот

ФТЗ - формализованное техническое задание

ФУ - функциональное устройство

ФЧХ - фазочастоная характеристика

ФМ - фазовая манипуляция

ФМС - фазоманипулированный сигнал

ЧМ - частотная модуляция

ЭАТ - элемент акустического тракта

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

$A(f)$ – АЧХ

$a_{вн.}$ – вносимое затухание

$a_{гар.}$ – гарантированное затухание в полосе заграждения

$a_{оав.}$ – уровень паразитных сигналов ОАВ

a_p – соотношение электрод/полупериод

$a_{л.с.}$ – уровень ложных сигналов

$a_{т.с.}$ – уровень сигнала тройного прохождения

$B_a(\omega)$ – реактивная проводимость акустического излучения преобразователя

b_n – номинальная ширина электрода

$b_з$ – ширина зазора

$b_{экр}$ – ширина экрана

C_{ijkl} – компоненты тензора упругих постоянных

C_{ij} – матрица упругой жесткости

C_s – емкость пары электродов на единицу длины

C_p, C_T – статические емкости ВШП в различных эквивалентных схемах (типа I,II)

CS – число лепестков в ИХ

$\vec{D}$ – вектор электрической индукции в кристалле

D_τ – шаг по параметру весовой функции

df – шаг по частоте

d_n – соотношение электрод/прорезь

d – полупериод ВШП

$d_{ор}$ – период ОР

d_x – подтравка по ширине электродов

d_x – подтравка по длоине электродов

e_{ikl} – тензор пьезоэлектрических постоянных

$F(n)$ – функция аподизации

f_0 – центральная частота

f_n – частота акустического синхронизма

f_s – частота дискретизации

f_i – текущая частота

$f_н$ – нижняя частота

$f_в$ – верхняя частота

f_p – частота параллельного резонанса

$G(X)$ – функция Грина

$G_a(f)$ – активная составляющая проводимости излучения преобразователя

$G_ч(\omega)$ – четная составляющая мнимой части передаточной функции

$G_н(\omega)$ – нечетная составляющая мнимой части передаточной функции

$G_г$ – проводимость генератора

G_o – активная проводимость излучения ВШП на частоте синхронизма

$H(i\omega)$ – характеристическая передаточная функция

$\hat{H}_o(N)$ – коэффициенты спектрального взвешивания

$h_c(t)$ – огибающая синфазной составляющей ИХ

$h_s(t)$ – огибающая ортогональной составляющей ИХ

$h(t_n)$ – дискретизированная ИХ ВШП

$h_к$ – толщина металлизации в ОР

$Im(f_i)$ – мнимая составляющая передаточной функции

I – сила тока

$J(n)$ – вектор признаков присутствия электродов в ВШП

$J_o(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка

$\vec{k}$ – волновой вектор

$K_п$ – коэффициент прямоугольности

K_u – комплексный коэффициент передачи по напряжению

K_I – комплексный коэффициент передачи по току

k_s^2 – коэффициент электромеханической связи

L_o – число выборок ортогональной составляющей ИХ

L_s – число выборок синфазной составляющей ИХ

L – индуктивность

L_T – длина МПО

$\mathcal{L}_o$ – шаг электродов МПО

$\ell_{ВШП}$ – длина ВШП

$\ell_{эф}$ – эффективная длина резонансной полости резонатора

$\ell_{экр}$ – длина экрана

$\ell_{рез}$ – длина резонатора

M – масштаб

$\vec{m}$ – единичный вектор, нормальный к поверхности кристалла

$N_{расч}$ – число точек рассчитанной передаточной функции

N – число точек желаемой передаточной функции

N_T – оптимальное число полос МПО

$N_{ор}$ – число элементов ОР

$N_п$ – число пар электродов ВШП

$N_э$ – число нерасщепленных электродов ВШП

$N_р$ – число расщепленных электродов ВШП

$N_у$ – число электродов ВШП, взвешенного удалением

$N_{МПО}$ – число электродов МПО

NF – номер весовой функции

$\vec{n}$ – единичный вектор в направлении распространения волны

$\vec{P}$ – поток звуковой энергии

$P_ч(\omega)$ – четная составляющая действительной части передаточной функции

$P_н$ – нечетная составляющая действительной части передаточной функции

Q_o – нагруженная добротность резонатора

$Q_н$ – ненагруженная добротность резонатора

Q_a – акустическая добротность

$Q_э$ – электрическая добротность

$Re(f_i)$ – действительная составляющая передаточной функции

$R_n(\omega), R_p(\omega)$ – активное сопротивление излучения ВШП в последовательной, параллельной эквивалентных схемах

$R_г$ – сопротивление генератора

$R_н$ – сопротивление нагрузки

R_o – активная составляющая сопротивления излучения ВШП на частоте синхронизма

γ – параметр весовой функции

$\bar{S}$ – вектор групповой скорости

$S(f)$ – половина спектра весовой функции

T_o – интервал дискретизации ИХ

T – длительность ИХ ВШП

t_n – временная координата центра электрода или зазора

$\hat{t}$ – тензор механического напряжения

$\vec{u}$ – вектор механического смещения среды

U – напряжение электрического поля

$v_{эф}$ – скорость ПАВ на частично металлизированной поверхности

v_f – скорость ПАВ на свободной поверхности

v_m – скорость ПАВ на металлизированной поверхности

W_o – апертура преобразователя

$W(\omega)$ – спектр весовой функции

WW – расстояние между контактными площадками

$w(t)$ – весовая функция

$X_a(\omega)$ – реактивная составляющая сопротивления излучения ВШП

$X_n(\omega), X_p(\omega)$ – реактивная составляющая сопротивления излучения ВШП в последовательной и параллельной эквивалент-

ных схемах

XB – базовая координата элемента топологии по оси абсцисс

X_l – левая координата электрода по оси абсцисс

X_r – правая координата электрода по оси абсцисс

X_n – координата центра электрода или зазора по оси абсцисс

$Y_{вх}(\omega)$ – полная входная проводимость фильтра

YB – базовая координата элемента топологии по оси ординат

$Y_н$ – нижняя координата электрода по оси ординат

Y_v – верхняя координата электрода по оси ординат

$Y_н(\omega)$ – проводимость нагрузки

$Y(\omega)$ – полная проводимость ВШП

$Z_n(\omega)$ – полное сопротивление ВШП

Z_f – акустический импеданс на свободной поверхности

α – комплексный коэффициент затухания парциальной акустической волны

γ – параметр анизотропии

Δa – неравномерность АЧХ в полосе пропускания

Δv – приращение скорости

Δw – шаг апертуры

Δf_i – полоса пропускания по уровню i дБ

Δ – величина подрезки между активной и пассивной частями электрода

ε_{ij} – тензор диэлектрической проницаемости

ε_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума

ε_p – статическая диэлектрическая проницаемость

$\varepsilon_{эф}(S)$ – функция эффективности диэлектрической проницаемости

$\theta(\omega)$ – ФЧХ

θ – направление распространения ПАВ в заданной плоскости

(φ, θ, ψ) – углы Эйлера

λ – длина волны

$\rho_м$ – плотность материала звукопровода

ρ – удельное сопротивление материала звукопровода

τ – групповое время запаздывания

φ_e – угол отклонения потока энергии

$\theta_I(\omega)$ – начальное значение заданной фазы

φ^e – электрический потенциал

ω – циклическая частота

АПОД ВШП – аподизованный ВШП

ВУД ВШП – ВШП с селективным удалением электродов

НЕАП ВШП – неаподизованный ВШП

ПВШП – ВШП с оптимальным селективным удалением электродов

ПР ВШП – ВШП с периодическим прореживанием электродов

СЕК ВШП – секционированный ВШП

СМ ВШП – ВШП со смешанным взвешиванием

Список литературы

I. Орлов В.С., Бондаренко В.С. Фильтры на поверхностных акустических волнах. - М.: Радио и связь, 1984.

2. Гродштейн И.С., Рыжик И.П. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. - М.: Физ.-мат.; 1962.

3. Алексеева В.Г. Расчет формы сигналов. - Л.: Энергия, 1966.

4. Поверхностные акустические волны / Под. ред. А.Олинера. - М.: Мир, 1981.

5. Smith R.W., Gerard H.M., Collins J.H. Analysis of Interdigital Surface Wave Transducers by Use of an Equivallent Circuit Model - IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 1969, v. MTT-17, № 11, p. 859-864.

6. Танкрилл Р., Холланд М. Фильтры на поверхностных акустических волнах. - ТИИЭР, 1971, т.59, №3, с.62-80.

7. Фильтры на поверхностных акустических волнах: расчет, технология и применение/ Под ред. Г.Мэттьюза. - М.: Радио и связь, 1981.

9. Vasile C.F. A numerical Fourier transform technique and its application to acoustic-surface-wave bandpass filter synthesis and design. IEEE Trans on Sonics and ultrasonics v. SU-21, N1, 1974, p. 134-147.

10. Рабинер Л., Голд Б. Теория и применение цифровой фильтрации сигналов. - М.: Мир, 1978.

11. Waker K., Cohen E., Szabo T., Pustover J. Design of Withdrawal-Weighted SAW Bandpass Filters - IEEE Trans on Circuits and Systems, 1978, v. CAS-25, № 5, p. 241-251.

23. Shreve W.R. Suface-wave Two-Port Resonator Equivalent Circuit - Ultrasonics Simposium Proceedings, 1975, p. 295-298.
24. Schoenwald J.S., Rosenfeld R.C., Straples E.J. Suface wave Cavity and Resonator Characteristics VHF to-L-Band.-Ultrasonics Symposium Proceedings, 1974, p. 253-256.
25. Cross P.S., Shreve W.R., Ton T.C. Sinchronous IDT SAW Resonatore with Q above 10000.-Ultrasonics Symposium Proceedings, 1979, p. 824-829.
26. Hartemann P. Surface-acoustic-wawe velocity in ionimplanted quartz at very low temperatures.-Appl. Phys Lett. 33(3), 1 August 1978, p. 219-220.
27. Hardet C. Experimental Perfomance of Grooved Reflective Array Compressors and Resonators.-1976 Ultrasonics Symposium Proceedings, IEEE cat. Nr. 76 CH 1120-5SU, p. 272-276.
28. Matthaei G.L., O'Sheughessy P., Barman F., Relations for Analysis and Design of Surface-wave Resonators.-IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, 1976, v. 23, № 2, p. 9-107.
29. Li R.C.M., Melngailis J. The Influence of Stored Energy at Step Discontinuities.-IEEE Trans. Sonics Ultrasonics. v. SU-22, № 3, may 1975.

70. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ, М.: Связь, 1965.