

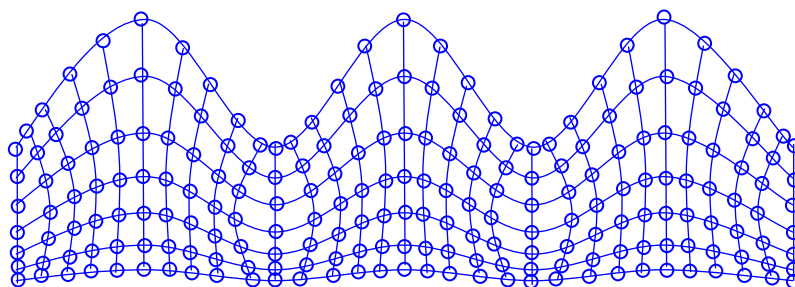


КАФЕДРА ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ (ЭП)

Н.И. Буримов, С.М. Шандаров, Л.Я. Серебренников

Акустоэлектронные приборы и устройства

Учебное пособие



2012

Министерство образования и науки Российской Федерации

**Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего профессионального образования**

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

Кафедра Электронных приборов

Н.И. Буримов, С.М. Шандаров, Л.Я. Серебренников

Акустоэлектронные приборы и устройства

Учебное пособие

Томск 2012

Рекомендовано к изданию кафедрой Электронных приборов Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

УДК 537.8

Рецензент:

Мандель А.Е., доктор физико-математических наук, профессор каф. СВЧ и КР Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники;

Акустоэлектронные приборы и устройства: учебное пособие // Буримов Н.И., Шандаров С.М., Серебренников Л.Я. / Под ред. С.М. Шандарова. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2012. - 70 с.

В учебном пособии приведены основные теоретические положения возбуждения, распространения и регистрации ПАВ в твердых телах, принципы построения акустоэлектронных устройств, которые чаще всего используются в радиоэлектронных системах и некоторые особенности технологии их производства.

Учебное пособие предназначено для студентов всех форм обучения по направлению подготовки 210100 «Электроника и микроэлектроника» специальности 210105.65 «Электронные приборы и устройства». Учебное пособие может быть полезным для студентов направления подготовки 200600 «Фотоника и оптоинформатика» при проведении занятий по курсу «Научно-исследовательская работа» и «Учебно-исследовательская работа», а также при подготовке студентами выпускных квалификационных работ.

© Буримов Н.И., Шандаров С.М.,
Серебренников Л.Я., 2012

© Томский гос. ун-т систем управления и
радиоэлектроники, 2012.

Содержание

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. Поверхностные акустические волны в твердых телах в твердых телах.....	6
1.1. Распространение ПАВ в пьезоэлектрических кристаллах.....	6
1.2. Поток энергии.....	10
1.3. Возбуждение ПАВ.....	10
2. Устройства обработки сигналов на ПАВ.....	21
2.1. Линии задержки на ПАВ	21
2.2. Резонаторы на ПАВ.....	25
2.3. Генераторы на ПАВ.....	28
2.4. Фильтры на ПАВ.....	30
2.5. Устройства на ПАВ для систем связи.....	34
3. Нелинейные устройства на ПАВ	36
3.1. Принцип работы конвольверов.....	37
3.2. Основные характеристики конвольвера.....	46
4. Технология изготовления акустоэлектронных приборов.....	54
4.1. Изготовление звукопровода	54
4.2. Технология изготовления прецизионных фотошаблонов.....	56
4.3. Трехступенчатая схема изготовления фотошаблонов.....	58
4.4. Двухступенчатая схема изготовления фотошаблонов.....	59
4.5. Одноступенчатая схема изготовления фотошаблонов.....	60
4.6. Методы напыления материалов на акустические подложки.....	62
4.7. Особенности фотолитографических процессов при изготовлении акустоэлектронных устройств.....	64
4.8. Сборка и монтаж устройств на ПАВ.....	67
Список литературы.....	68

ВВЕДЕНИЕ

Необходимость изучения курса «Акустоэлектронные приборы и устройства» продиктована успешным развитием направления и перспективностью использования акустоэлектронных устройств в современных системах автоматизации, управления, передачи и хранения информации и многих других.

Название «Акустоэлектронные приборы» включает в себя широкий спектр устройств, принцип работы которых основан на возбуждении, распространении и регистрации акустических волн (АВ) в твердых телах. В качестве примеров можно назвать кварцевые автогенераторы, ультразвуковые линии задержки, акустооптические модуляторы, приборы с акустическим переносом заряда и многие другие. Отметим, что наиболее широкое применение в радиоэлектронных системах нашли устройства, использующие так называемые поверхностные акустические волны (ПАВ), существование которых впервые предсказал лорд Рэлей. Такие АВ распространяются вдоль свободной границы твердого тела, их амплитуда экспоненциально убывает с глубиной, так что 90 % переносимой энергии сосредоточено в слое глубиной не более одной длины волны. Ключевым моментом развития техники ПАВ явилось изобретение в середине шестидесятых годов прошлого столетия встречно-штыревого преобразователя (ВШП). Использование для изготовления ВШП планарной технологии, применяемой при производстве интегральных микросхем, наряду с обеспечением доступа к поверхности материала и возможностью управления параметрами ПАВ, позволило существенно расширить функциональные возможности акустоэлектронных приборов на ПАВ и сделать их доступными для массового производства.

В настоящее время известно несколько десятков типов устройств на ПАВ, выпускающихся в промышленных масштабах, среди которых линии задержки, трансверсальные фильтры, ПАВ-резонаторы и другие.

Естественно, что детальное изучение приборов на ПАВ даже в достаточно большом курсе не представляется возможным, поэтому в данном

учебном пособии рассматриваются только основные теоретические положения возбуждения, распространения и регистрации ПАВ в твердых телах, принципы построения акустоэлектронных устройств, которые чаще всего используются в радиоэлектронных системах и некоторые особенности технологии их производства.

1. Поверхностные акустические волны в твердых телах в твердых телах

1. 1. Распространение ПАВ в пьезоэлектрических кристаллах.

В данном подразделе кратко рассмотрена методика анализа параметров ПАВ, распространяющихся в произвольном направлении по поверхности звукопровода произвольной ориентации.

Акустические и электромагнитные поля в немагнитных пьезодиэлектрических кристаллах описываются с помощью уравнений движения упругой среды [27]:

$$\rho_0 \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} = \frac{\partial \sigma_{ij}}{\partial x_j}, \quad (1.1)$$

и уравнений Максвелла, которые для кристаллов удобно записать в тензорной форме:

$$\xi_{jik} \frac{\partial E_k}{\partial x_k} = -i\omega \mu_0 H_j, \quad (1.2)$$

$$\xi_{jik} \frac{\partial H_k}{\partial x_k} = i\omega D_j, \quad (1.3)$$

$$\frac{\partial D_j}{\partial x_j} = 0, \quad (1.4)$$

$$\frac{\partial H_j}{\partial x_j} = 0. \quad (1.5)$$

В данных выражениях ρ_0 - плотность кристалла, ξ_{jik} ($i, j, k = 1, 2, 3$) - тензор Леви-Чивита, σ_{ij} - компоненты тензора упругих напряжений σ_{ij} , D_j , E_k ,

H_j – компоненты векторов электрической индукции, напряженности электрического и магнитного полей соответственно, ω – циклическая частота, μ_0 – магнитная проницаемость вакуума, u_i – компонента вектора упругого смещения, связанная в линейном приближении с компонентами тензора упругих деформаций [1]:

$$u_{kl} = \frac{1}{2} \left[\frac{\partial u_k}{\partial x_l} + \frac{\partial u_l}{\partial x_k} \right]. \quad (1.6)$$

Уравнения состояния пьезокристалла, описывающие связь между величинами σ_{ij} , u_{kl} , D_j , E_k без учета пространственной дисперсии и изменений спонтанной поляризации могут быть получены из соответствующих термодинамических потенциалов [2] и записаны в виде:

$$\sigma_{ij} = c_{ijkl}^E u_{kl} - e_{mij} E_m, \quad (1.7)$$

$$D_m = \epsilon_{mn}^u E_n + e_{mkl} u_{kl}. \quad (1.8)$$

В выражениях (1.7)-(1.8) c_{ijkl}^E , ϵ_{mn}^u , e_{mkl} ($l, m, n = 1, 2, 3$) – компоненты материальных тензоров модулей упругости, диэлектрической проницаемости и пьезоэлектрических коэффициентов соответственно. Индексы E и u означают использование констант, измеренных при постоянном электрическом поле E и деформации u .

В общем случае уравнения (1.1) – (1.8) связывают три ветви «медленных» упругих волн с тремя ветвями «быстрых» электромагнитных волн разной поляризации [3]. В дальнейшем мы будем интересоваться распространением «медленных» волн, для которых $V^{AB} \ll c$. При анализе таких волн можно использовать так называемое «квазистатическое» приближение. Термин «квазистатический» характеризует то обстоятельство, что электрическое поле волны, хотя и зависит от времени, связано с потенциалом статическим выражением:

$$E_i = -\frac{\partial \phi}{\partial x_i}, \quad (1.9)$$

Объединяя уравнения движения (1.1) и уравнения Максвелла (1.2) – (1.5), с учетом (1.6) - (1.8), получим систему **связанных** волновых уравнений для электрического потенциала и составляющих упругого смещения в свободном от зарядов кристаллическом пьезоэлектрике:

$$\rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} - c_{ijkl} \frac{\partial^2 u_k}{\partial x_j \partial x_l} - e_{mij} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_j \partial x_m} = 0, \quad (1.10)$$

$$e_{mkl} \frac{\partial^2 u_k}{\partial x_m \partial x_l} - \epsilon_{mn}^u \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_m \partial x_n} = 0.$$

Рассмотрим упругое полупространство (рис.1.1), нормаль к которому $\vec{\eta}$ имеет направляющие косинусы n_j , а вектор $\vec{\xi}$ совпадает с направлением распространения ПАВ

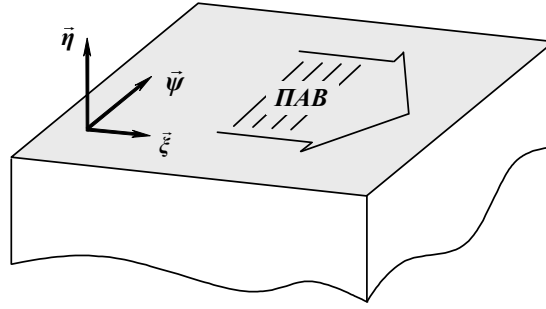


Рис.1.1

и имеет направляющие косинусы m_j . Для такого полупространства решение системы (1.10) можно искать в виде неоднородной плоской волны:

$$u_k(\eta, \xi, t) = U_k \exp(-\gamma\eta) \exp[i(\omega t - k\xi)], \quad (1.11)$$

$$\varphi(\eta, \xi, t) = \varphi_m \exp(-\gamma\eta) \exp[i(\omega t - k\xi)],$$

где γ – постоянная затухания, $k = |\mathbf{k}| = \omega/v$ – модуль волнового вектора.

Пространственные производные при этом имеют вид:

$$\frac{\partial}{\partial x_j} = n_j \frac{\partial}{\partial \eta} + m_j \frac{\partial}{\partial \xi} = -\gamma n_j - i k m_j \quad (1.12)$$

Учитывая (1.12) преобразуем систему (1.10) к следующему виду:

$$\left[\rho_0 \omega^2 \delta_{ik} - \gamma^2 \Gamma_{ik}^n + k^2 \Gamma_{ik}^m - ik\gamma \Gamma_{ik}^{mn} \right] u_k + \left[-e_i^n \gamma^2 + e_i^m k^2 - ike_i^{mn} \right] \phi = 0 \quad (13)$$

$$\left[e_k^n \gamma^2 + e_k^m k^2 - i\gamma k e_k^{mn} \right] u_k - \left[\varepsilon^n \gamma^2 - \varepsilon^m k^2 + ik\gamma \varepsilon^{mn} \right] \phi = 0.$$

Здесь обозначено:

$$\Gamma_{ik}^n = c_{ijk1}^E n_j n_1, \quad \Gamma_{ik}^m = c_{ijk1}^E m_j m_1, \quad \Gamma_{ik}^{mn} = c_{ijk1}^E n_j m_1 + c_{ijk1}^E m_j n_1,$$

$$e_i^n = e_{mij} n_m n_j, \quad e_i^m = e_{mij} m_m m_j, \quad e_i^{mn} = e_{mij} (n_m m_j + m_m n_j),$$

$$\varepsilon^n = \varepsilon_{mn}^u n_n n_m, \quad \varepsilon^m = \varepsilon_{mn}^u m_n m_m, \quad \varepsilon^{mn} = \varepsilon_{mn}^u (n_m m_n + m_m n_n),$$

δ_{ik} - символ Кронекера.

Для каждого значения фазовой скорости v из системы (1.13) можно получить уравнение 8-го порядка относительно постоянных затухания γ . Поверхностные акустические волны будут характеризовать постоянные γ с положительной действительной частью. Таким образом, решения системы (1.13) можно представить в виде суммы парциальных составляющих [4]:

$$U_k(\eta, x, t) = A \sum_{j=1}^3 u_j \exp(-\gamma_j \eta) \exp[i(\omega t - k\xi)], \quad (1.14)$$

$$\phi(\eta, \xi, t) = \phi \exp(-\gamma \eta) \exp[i(\omega t - k\xi)]$$

Отметим, что данная методика позволяет использовать материальные тензоры в кристаллофизической системе координат при анализе ПАВ, распространяющейся в произвольном направлении по поверхности звукопровода произвольной ориентации. Применение рассмотренной выше методики оправдано в тех случаях, когда традиционный метод анализа ПАВ требует большого объема вычислений по приведению материальных тензоров c_{ijk1} , ε_{mn} , e_{mk1} к новым координатам.

На рис. 1.2 приведены распределения составляющих упругого смещения и потенциала для ПАВ, распространяющейся в пластине из ниобата лития (YZ – срез), рассчитанные с использованием приведенной выше методики.

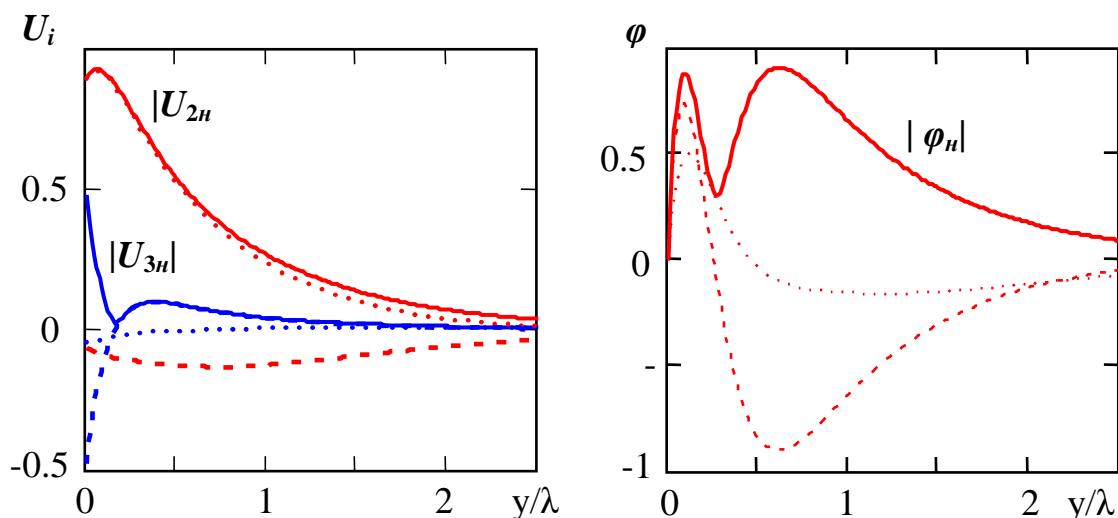


Рис. 1.2. Распределения составляющих упругого смещения и потенциала для ПАВ, распространяющейся в пластине из ниобата лития (YZ – срез)

1.2. Поток энергии

Важными характеристиками распространения акустических волн является переносимая ими энергия, направление потока этой энергии и ее распределение по поперечному сечению волны[3].

$$P_i = -\frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ \sigma_{ij} u_j^* - i \omega \phi D_j^* \} \quad (1.15)$$

1.3. Возбуждение ПАВ

Основным элементом всех устройств, в которых используются ПАВ является преобразователь ПАВ, предназначенный для взаимного преобразования электрических и акустического сигналов.

В первых преобразователях поверхностных волн использовался опыт конструирования и эксплуатации пьезоэлектрических преобразователей объемных волн, в которых происходит взаимное преобразование электрического сигнала в объемную акустическую волну (ОАВ) и трансформация ОАВ в поверхностную волну.

Одним из наиболее распространенных вариантов таких преобразователей является клиновидный преобразователь (рис. 1.3). Для возбуждения и приема

ПАВ он располагается на поверхности звукопровода 2. На одной из свободных поверхностей клина 1 расположен обычный пластинчатый пьезоэлектрический преобразователь 3 возбуждающий ОАВ, которая падает на поверхность звукопровода. Угол падения θ определяется из условия

$$\sin \theta = \frac{V_{OAB}}{V_{ПАВ}} \quad (1.16)$$

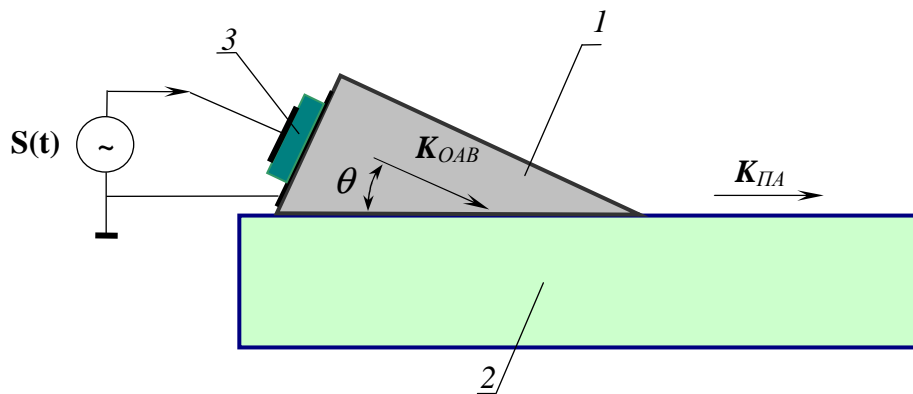


Рис. 1.3. Клиновидный преобразователь ПАВ. 1- клин, 2- звукопровод, 3- пластинчатый пьезопреобразователь

Из (1.16) видно, что клиновидный преобразователь можно использовать когда $V_{ПАВ} > V_{OAB}$. В этом случае пространственный период упругих деформаций на нижней поверхности клина равен длине поверхностной акустической волны в звукопроводе. Этим обусловлена эффективная трансформация объемной волны в клине в поверхностную, распространяющуюся собственно в звукопроводе. При использовании клинового преобразователя в качестве приемного (выходного) происходит трансформация поверхностной волны в объемную, а объемной – в электрический сигнал с помощью пьезоэлектрического преобразователя.

Следует отметить, что преобразователи ПАВ, использующие трансформацию объемных волн в поверхностные, уступают в эффективности преобразования появившимся позднее электродным преобразователям. В то же время клиновидные преобразователи и некоторые другие виды

преобразователей, принцип работы которых основан на трансформации ОАВ в ПАВ, продолжают использоваться в различных конструкциях, требующих например, пространственного перемещения преобразователей (переменные линии задержки, измерительные устройства). Очевидно, что преобразователи пригодны для возбуждения ПАВ как в пьезоэлектрических, так и непьезоэлектрических кристаллах. Главными недостатками преобразователей, использующих трансформацию ОАВ в ПАВ, является конструктивная и технологическая сложность реализации этих преобразователей на частотах выше 100 МГц и, как уже было отмечено, низкая эффективность преобразования.

Другим вариантом использования пьезопреобразователя использующего трансформацию ОАВ в ПАВ является конструкция, изображенная на рис. 1.4. На торцевую поверхность звукопровода 1 нанесена тонкая металлическая пленка 2, затем на пленку приклеена пьезоэлектрическая пластина 3, толщиной h с нанесенным электродом 4. Преобразователь позволяет существенно увеличить эффективность возбуждения ПАВ и ОАВ, в том числе и в непьезоэлектрических материалах. Следует отметить, что широкого применения в серийных устройствах преобразователи данного типа не нашли

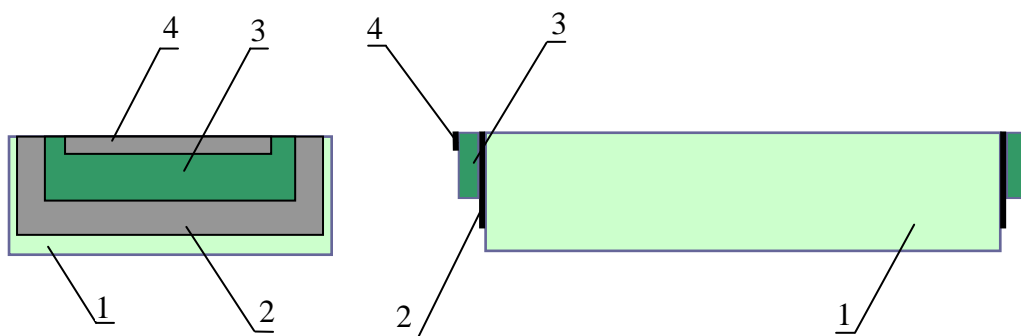


Рис. 1.4. Пластинчатый пьезопреобразователь

вследствие сложной технологии изготовления, требующей дополнительной обработки поверхностей, ортогональных направлению распространения ПАВ.

Качественно новый этап в развитии устройств на ПАВ связан с появлением электродных преобразователей ПАВ [5] (рис. 1.5, 1.6).

Использование таких преобразователей привело к появлению целого ряда новых устройств [6-8]. Для изготовления электродных преобразователей оказались пригодными хорошо разработанные методы микроэлектроники. Это позволило в значительной степени упростить технологию изготовления преобразователей и расширить рабочий диапазон частот устройств на ПАВ.

Однофазный электродный преобразователь представляет собой решетку параллельных проводящих электродов 3, расположенную непосредственно на поверхности звукопровода 1 (рис.5). На параллельной (тыловой) поверхности звукопровода нанесен сплошной проводящий электрод 4. Парциальные электроды 3, расположены на рабочей поверхности звукопровода, электрически объединены между собой суммирующей шиной 2. Электрический сигнал от генератора $S(t)$ прикладывается между суммирующей шиной и общим электродом. Возникающее при этом в зоне преобразователя электрическое поле имеет нормальную к поверхности и тангенциальную, направленную вдоль поверхности звукопровода составляющие. Соотношение между ними определяет энергетическое соотношение между преобразованием объемной и поверхностной акустическими волнами.

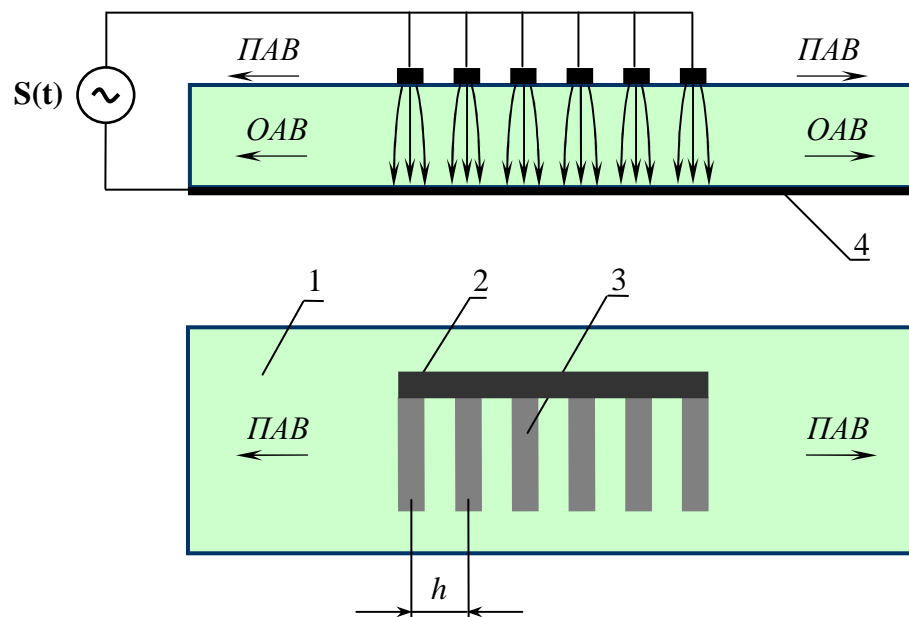


Рис. 1.5. Однофазный преобразователь: 1- звукопровод, 2- суммирующая шина, 3- решетка проводящих электродов, 4- общий сплошной электрод

Пространственный шаг h электродов преобразователей в совокупности со скоростью ПАВ в звукопроводе $V^{\text{ПАВ}}$ определяют частоту акустического синхронизма, т.е. частоту сигнала, при которой пространственный период электрического поля, создаваемого в звукопроводе, равен длине акустической волны λ_a . Иначе говоря, акустический синхронизм наступает тогда, когда электроды однофазного преобразователя располагают с шагом $h=\lambda_a$ (на частоте акустического синхронизма наиболее эффективно преобразуется электрический сигнал в ПАВ, по мере удаления от частоты синхронизма эффективность преобразования снижается, что и определяет частотную селективность преобразователя). В этом случае каждый из электродов, взаимодействует через толщину звукопровода с общим электродом, синфазно «подпитывает» проходящую волну. Таким образом, центральная частота однофазного преобразователя определяется из соотношения:

$$f_0 = V_{\text{ПАВ}} / h . \quad (1.17)$$

Следуя методике, изложенной в предыдущем разделе, можно определить скорость распространения ПАВ и структуру сопровождающих волну электрических полей в пьезоэлектрическом звукопроводе. Далее из (1.17) легко определить шаг электродов преобразователя, обеспечивающий работу на заданной частоте. Связывая протяженность преобразователя L в направлении распространения ПАВ с длительностью его импульсного отклика T , можно показать, что число электродов эквидистантного преобразователя (преобразователя с постоянным шагом электродов) обратно пропорционально его полосе пропускания.

В преобразователе, показанном на рисунке 1.5, все штыри (электроды) имеют одинаковую длину W . Эквидистантному преобразователю с одинаковой длиной электродов соответствует прямоугольный импульсный отклик. Изменение длины электродов преобразователя является одним из основных путей формирования импульсного отклика и, соответственно, амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) заданной формы.

Основной недостаток однофазных электродных преобразователей, так же

как и преобразователей, использующих трансформацию ОАВ в ПАВ – низкая эффективность преобразования. Электрическое поле, замыкающееся через толщина звукопровода, лишь незначительную часть энергии отдает на возбуждение ПАВ. Основная же часть энергии затрачивается на возбуждение объемных волн, являющихся в данном случае источниками дополнительных помех. Эффективность электроакустического преобразования возрастает с уменьшением толщины звукопровода, однако минимальная толщина ограничивается рядом технологических трудностей.

Естественным развитием однофазного преобразователя стал двухфазный или встречно–штыревой преобразователь (ВШП) ПАВ (рис. 1.6). Электрическое поле в двухфазном преобразователе сосредоточено в промежутках между электродами 1 и 2, включенными противофазно.

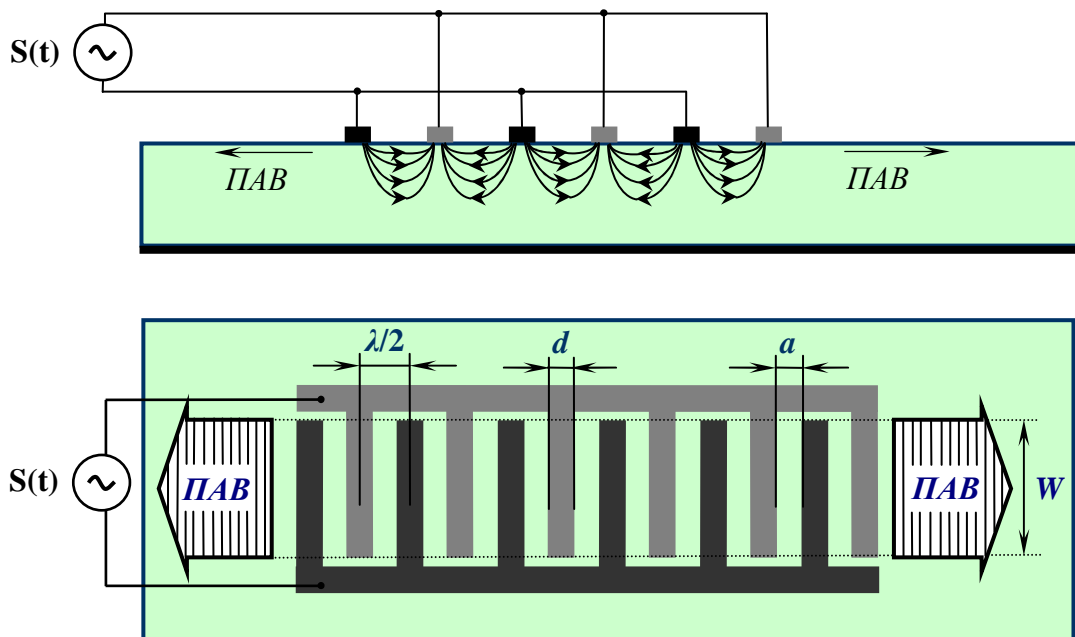


Рис. 1.6. Встречно-штыревой пьезопреобразователь.

Электроды одинаковой фазы объединены суммирующими шинами 3 и 4. Шаг между однофазными электродами h равен длине акустической волны λ_a , а расстояние между противофазными электродами - $\lambda_a/2$. Фактически

двухфазный преобразователь состоит из двух однофазных, как бы вставленных друг в друга; отсюда второе его название – встречно-штыревой преобразователь (ВШП).

Структура электрического поля, сконцентрированного в приповерхностной зоне звукопровода (рис. 1.6), обуславливает высокую эффективность электромеханического преобразования. В качестве парциального элемента преобразователя, вносящего энергетический вклад в формирование волны, следует рассматривать пару противофазных электродов (а не одиночный электрод, как в однофазном преобразователе). Весовая характеристика каждой пары электродов определяется величиной их перекрытия W . Максимальное значение перекрытия электродов преобразователя принято называть апертурой преобразователя.

Амплитуда ПАВ на выходе передающего ВШП является суперпозицией парциальных волн, амплитуды которых зависят от величины перекрытия излучающих пар электродов, а фазы определяются взаимным положением последних. Изменяя топологию (число электродов, их пространственный период, длину, ширину и т.п.), можно варьировать частотные характеристики ВШП. С целью увеличения избирательности ВШП и реализации разнообразных частотных характеристик предложено множество конструкций ВШП для весовой обработки амплитуд и фаз парциальных волн. В [9] приведены некоторые конструкции ВШП. Большое разнообразие методов взвешивания ВШП и их модификаций обусловлено в основном ограниченностью получаемых частотных характеристик и чувствительностью к эффектам второго порядка (отражениям, дифракции, искажению фазового фронта ПАВ и др.).

Преобразователь ПАВ – это элемент акустоэлектронного устройства, который взаимодействует не только с акустической волной, но и со входными и выходными электрическими цепями. Традиционной характеристикой любого двухполюсника является эквивалентная схема (двухполюсник может служить только для упрощенного представления ВШП). применительно к

преобразователю ПАВ эквивалентная схема позволяет исследовать зависимость его основных электрических параметров от конфигурации, числа и шага электродов, физических свойств звукопровода. На рис. 1.7 показаны последовательная и параллельная эквивалентные схемы ВШП. Последовательная электрическая схема содержит емкость C_p , активную $R_a(\omega)$ и реактивную $X_a(\omega)$ составляющие сопротивления излучения.

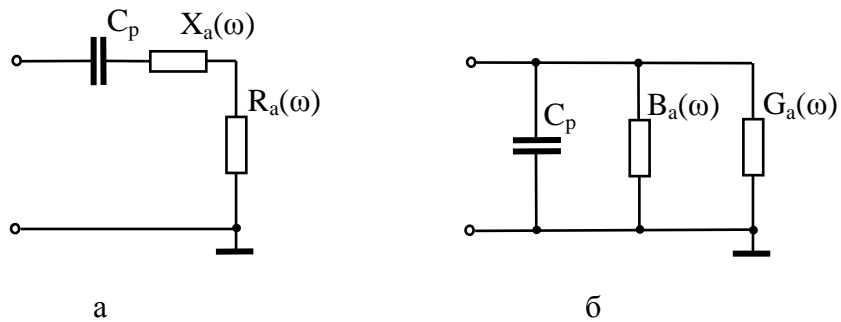


Рис. 1.7.-Эквивалентные схемы ВШП: а-последовательная; б-параллельная.

Статическая емкость преобразователя характеризует емкость между противофазными электродами; она пропорциональна числу пар противофазных электродов N' , удельной емкости на единицу длины перекрытия электродов $C_{уд}$ и величине перекрытия электродов W :

$$C_p = N' C_{уд} W. \quad (1.18)$$

Активная и реактивная составляющие сопротивления излучения-частотно-зависимые величины. Активная составляющая на частоте акустического синхронизма ω_0 максимальна и убывает по мере сдвига частоты, реактивная составляющая на частоте ω_0 равна нулю. Закон изменения $R_a(\omega)$ характеризует селективные свойства преобразователя как частотно-селективного элемента. В общем случае, для наиболее эффективного возбуждения желательно скомпенсировать как статическую емкость C_p , так и реактивную составляющую излучения $X_a(\omega)$.

Параллельная электрическая схема содержит соответственно

статическую емкость C_p , активную $G_a(\omega)$ и реактивную $B_a(\omega)$ составляющие проводимости излучения.

В однофазных и двухфазных преобразователях ПАВ излучается в одинаковых долях в двух противоположных направлениях; однако в значительном числе устройств на ПАВ выходной преобразователь располагается лишь по одну сторону входного и половина излученной энергии пропадает вхолостую. Для исключения потерь, вызванных двунаправленным излучением ПАВ были разработаны конструкции однонаправленных преобразователей. Существенным ограничением при использовании однонаправленного преобразователя является узкая полоса пропускания и сложность совмещения фазовращателя с интегральной конструкцией преобразователя.

Однофазный и двухфазный преобразователи являются частными случаями многофазного преобразователя и исчерпывают все возможные «симметричные» его модификации. С потерей симметричности многофазный преобразователь приобретает направленные свойства. На рис. 1.8 изображен трехфазный преобразователь ПАВ, позволяющий получать выборки с пространственным шагом $\lambda_a / 3$ и соответствующими ($0^\circ, 120^\circ, 240^\circ$) фазовым распределением. Полностью синфазная подпитка волны обеспечивается в данной структуре для направления слева направо. В обратном направлении синфазность нарушается; в результате трехфазный преобразователь излучает волну примерно в следующих соотношениях: 75% вправо и 25% влево. Но направленные свойства трехфазного преобразователя связаны со значительным усложнением конструкции, обусловленным многофазной запиткой (или съемом) сигнала. Полоса пропускания трехфазного преобразователя, как и для одно- и двухфазного, определяется его протяженностью в направлении распространения ПАВ.

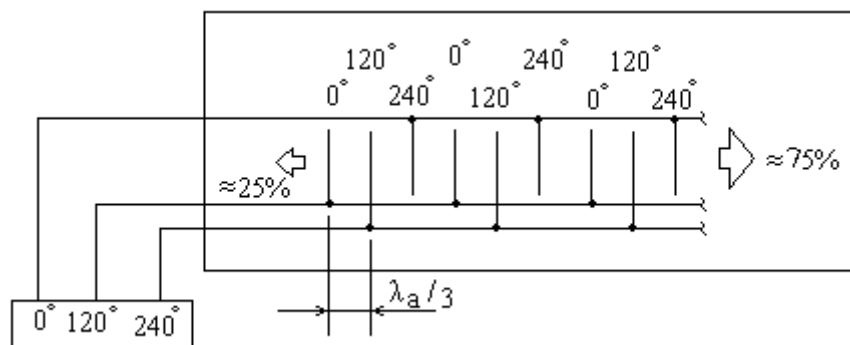


Рис. 1.8.-Трехфазный преобразователь.

ВШП характеризуется высокой эффективностью преобразования и широкими функциональными возможностями для построения на их основе различных устройств обработки радиосигнальной информации, и в настоящее время для возбуждения ПАВ используется в основном этот тип преобразователя. В то же время ему присущи такие существенные недостатки, как узкая относительная полоса рабочих частот и сложность изготовления ВШП для работы в диапазоне частот выше 300÷400МГц.

Существует возможность широкополосного возбуждения ПАВ в пьезоэлектрических материалах с помощью торцевого пьезоэлектрического преобразователя (ТПП) [10]. ТПП (рис. 1.9) представляет собой два металлических электрода 1, нанесенных на звукопровод из пьезоэлектрического материала, причем электроды расположены на взаимно ортогональных поверхностях (поверхности распространения ПАВ 2 и поверхности возбуждения 3) и образуют у общего ребра на поверхности возбуждения зазор, величина которого сравнима с длиной возбуждаемой ПАВ.

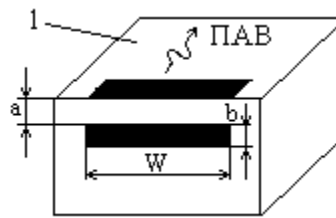


Рис. 1.9. Схема торцевого пьезоэлектрического преобразователя.

Принцип действия такого преобразователя основан на том, что в пьезоактивных материалах имеются поперечно-пьезоактивные направления. Акустические волны, распространяющиеся в этих направлениях, могут сопровождаться поперечной волной электрической индукции, что позволяет возбуждать их тангенциальными электрическими полями с поверхности пьезоэлектрика. Поэтому, если ориентация звукопровода выбрана такой, что направление распространения ПАВ является поперечно-пьезоактивным, то ПАВ может эффективно возбуждаться тангенциальным электрическим полем в зазоре между электродами ТПП. Такое возбуждение более широкополосное, чем при возбуждении с помощью ВШП, поскольку в данном случае электрическое поле ПАВ не связано с пространственным-периодическим распределением возбуждающего электрического поля.

В качестве примера на рис. 1.10 приведены экспериментальные кривые частотной зависимости коэффициента преобразования ТПП на кристалле ниобата лития (LiNbO_3) для величины зазоров a : 8 и 15 мкм. Неравномерность частотной характеристики коэффициента преобразования для ТПП с величиной зазора 8 мкм составила примерно 7дБ в диапазоне частот 150÷850 МГц при максимальной эффективности преобразования – 12.8 дБ, а для ТПП с величиной зазора 15 мкм – ~6дБ в диапазоне частот 150÷400 МГц при максимальной эффективности – 17.2дБ. Видно, что в среднем коэффициент преобразования уменьшается с ростом частоты, что объясняется уменьшением перекрытия поперечного электрического поля, сопровождающего ПАВ, с

возбуждающим тангенциальным электрическим полем в зазоре между электродами ТПП в исследуемом диапазоне частот. Возрастание же коэффициента преобразования при уменьшении величины зазор объясняется увеличением напряженности электрического поля в зазоре между электродами при одинаковой подводимой электрической мощности.

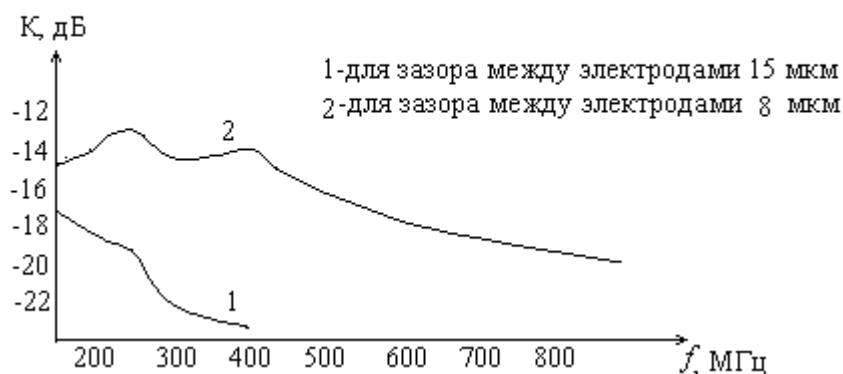


Рис. 1.10.- Зависимость коэффициента преобразования ТПП от частоты.

Таким образом, ТПП могут с успехом применяться для возбуждения ПАВ в устройствах, для которых одним из основных требований является широкий диапазон рабочих частот.

Кроме того, важным преимуществом преобразователей такого типа является возможность изготовления их для работы на достаточно высоких частотах (до 1000 МГц) без применения сложной технологии, поскольку для этого требуется обеспечить величину зазора между электродами 5÷6 мкм, что может быть выполнено с помощью обычной фотолитографии и даже механической гравировки.

2. Устройства обработки сигналов на ПАВ

2.1. Линии задержки на ПАВ

Простая задержка является простейшим и наиболее широко используемым видом обработки сигналов. Кроме того большинство конструкций на ПАВ представляет собой двухвходовые устройства, поэтому

ЛЗ для них фактически является базовым элементом. В дальнейшем ограничимся рассмотрением ЛЗ с фиксированной однократной задержкой, так как на их примере легко показать основные особенности разработки и применения.

Основными характеристиками, определяющими использование ЛЗ в устройствах обработки сигналов, являются ширина полосы пропускания, уровень вносимых потерь и ложных сигналов, температурная стабильность.

Полоса пропускания ЛЗ определяется конструкцией входного и выходного преобразователей. Ее максимальное значение зависит от коэффициента электромеханической связи и допустимого уровня вносимых потерь. На рис. 2.1. приведены такие зависимости для некоторых материалов, используемых в качестве звукопроводов ЛЗ с ВШП.

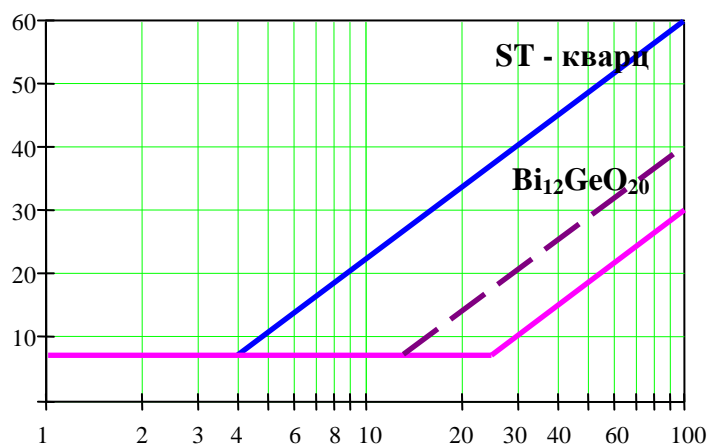


Рис. 2.1. Зависимости вносимых потерь от относительной ширины полосы пропускания ЛЗ

Как видно из рисунка, для ЛЗ со звукопроводом из ниобата лития можно получить полосу пропускания 25% без существенного превышения потерь на двунаправленное излучение ПАВ ВШП, составляющих 6 Дб. Расширить полосу пропускания ЛЗ позволяет использование преобразователей с линейно изменяющимся периодом (рис. 2.2).

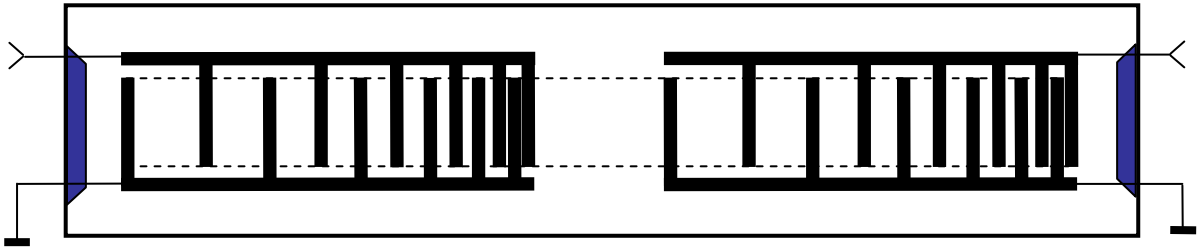


Рис. 2.2. Широкополосная линия задержки с неэквидистантными ВШП

Такого же результата можно достичь используя ВШП с малым числом электродов, однако в этом случае возникают трудности в его согласовании с пятидесятиомным трактом, поскольку его импеданс существенно отличается от импеданса источника сигнала [6], и следовательно возрастают вносимые потери. Следует отметить, что вносимые потери могут быть достаточно легко компенсированы электронными схемами, к тому же, как отмечено в [6], они мало влияют на динамический диапазон устройства.

Более существенное влияние на ширину динамического диапазона оказывают ложные сигналы, являющиеся специфическими для ЛЗ на ПАВ (рис. 2.3) К таким сигналам относятся – так называемый «сигнал тройного прохождения», ложные сигналы обусловленные объемными волнами и сигнал

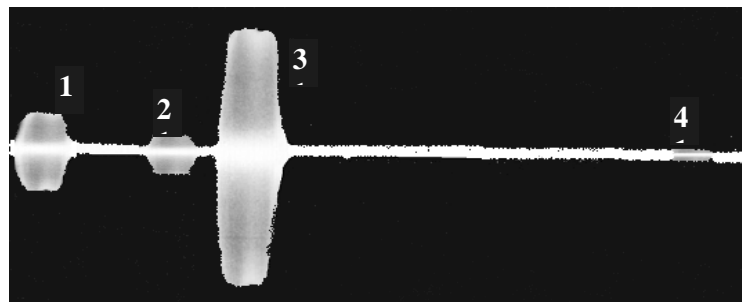


Рис. 2.3. Осциллограмма сигналов на выходе ЛЗ: 1 – электромагнитная наводка, 2 – ОАВ; 3 – ПАВ; 4 – «трехзаходный» сигнал.

электромагнитной наводки. Сигнал тройного прохождения обусловлен

отражением сигнала от приемного ВШП и последующим отражением от передающего ВШП. В литературе известно несколько способов борьбы с такими сигналами [8]. Однако простейшим и наиболее эффективным способом является рассогласование преобразователей [8]. Например, при увеличении потерь, вследствие двунаправленности ВШП, с 6 до 12 дБ достигается подавление трехзаходного сигнала с 12 до 33 дБ.

Другим источником ложных сигналов являются объемные волны. Их подавления добиваются использованием поглощающих покрытий, нанесенных на основание подложки, либо приданием шероховатости отражающей поверхности. Другим способом ослабления объемных волн является применение многополосковых ответвителей [8]. Кроме того, варьируя срезом кристаллической подложки можно добиться ослабления объемных волн при возбуждении.

Сигнал прямого прохождения обусловлен электромагнитной или емкостной наводкой сигнала со входа на выход устройства [8]. Вследствие большой скорости распространения электромагнитных волн сигнал прямого прохождения практически совпадает по времени со входным сигналом и в некоторых случаях его наличие сужает динамический диапазон устройств. Существует также достаточно много способов борьбы с электромагнитной наводкой, основными из которых являются экранирование входного и выходного преобразователей, уменьшение внутренних полостей корпусов [6,8], травление канавок на нижней поверхности звукопроводов. Следует отметить, что достаточно точно спрогнозировать мощность сигналов прямого прохождения достаточно сложно, поэтому важную роль играют экспериментальные данные и хорошее понимание разработчиком картины распределения электрических полей [7]. Кроме рассмотренных выше, внимание разработчиков привлечет другой способ борьбы с электромагнитной наводкой – симметричная схема возбуждения ВШП, использование которой позволяет снизить уровень сигнала прямого прохождения до 33 дБ по отношению к задержанному сигналу.

Существенным параметром ЛЗ является температурная стабильность задержки, характеризуемая величиной $(\partial\tau/\partial T)/\tau$. Она определяется выбором материала подложки и направлением распространения волны. Как правило, проблема заключается в выборе между материалом с высоким КЭМС ($LiNbO_3, Bi_{12}GeO_{20}$), но имеющим большой температурный коэффициент и ST - кварцем, температурный коэффициент которого близок к нулю, но имеющим гораздо меньший КЭМС [9]. Существует несколько способов уменьшения температурных коэффициентов, однако при этом, как правило, учитывается простота устройств ЛЗ на ПАВ, что влияет на их производство и стоимость.

Рассмотренные особенности ЛЗ с фиксированной однократной задержкой в большей или меньшей степени присущ как ЛЗ с ВШП, так и ЛЗ использующим другие виды преобразователей [9]. Однако следует подчеркнуть, что при разработке устройств с $\Delta f/f_0 \approx 100\%$, работающих на частотах выше 200 МГц перспективным представляется использование более технологичных и широкополосных торцевых и квазипланарных пьезопреобразователей [10].

2.2. Резонаторы на ПАВ

Для стабилизации частоты генерируемых колебаний используют резонатор на ПАВ. Такой автогенератор аналогичен обычному автогенератору с кристаллическим резонатором. В принципе, такое устройство на ПАВ можно реализовать с использованием либо подстраиваемых ВШП, либо зеркал из многополосковых структур в качестве отражателей. Однако при этом значения коэффициента отражения получаются не столь близкими к единице, чтобы обеспечивались большие значения добротности резонатора. Это связано с потерями из-за электрического сопротивления пленки и возбуждения объемных акустических волн. Наиболее эффективным оказывается использование отражательных решеток. На практике в основном используется два типа

резонаторов с отражательными решетками одноходовый и двухходовый (рис. 2.4)

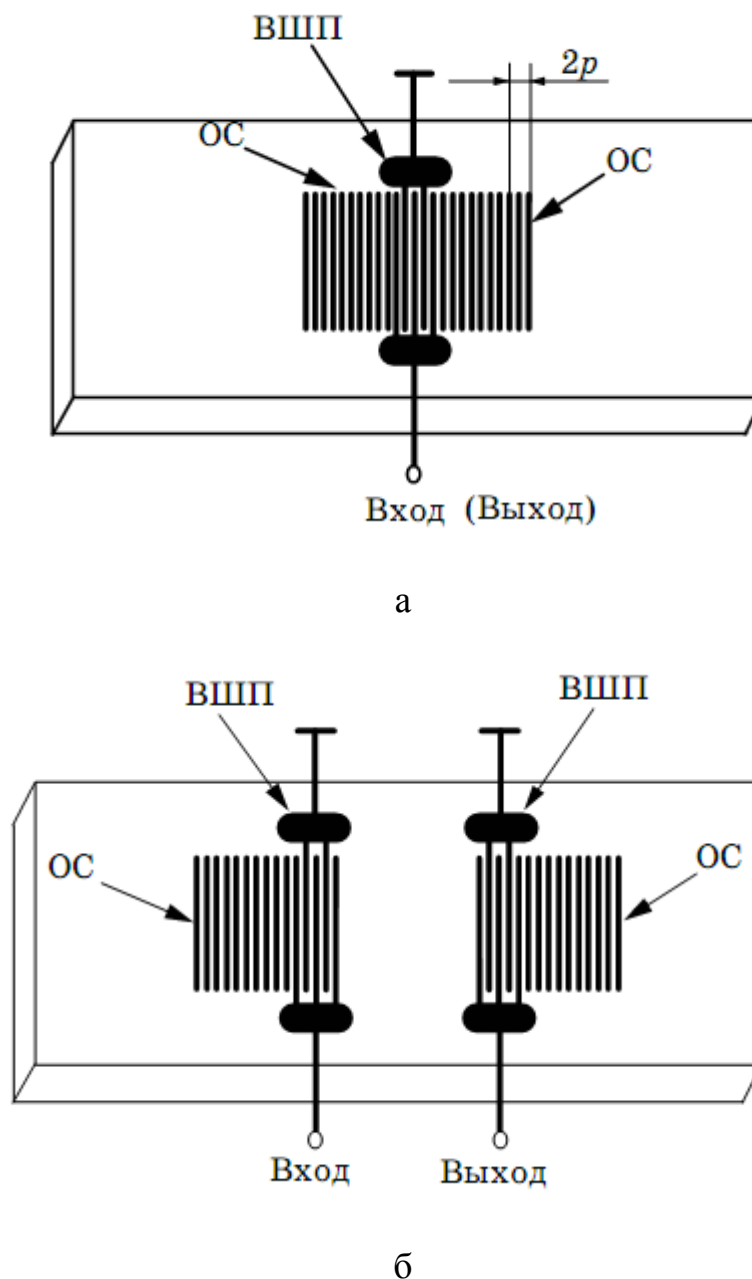


Рис. 2.4. Резонаторы на ПАВ с отражательными решетками: а – одноходовой, б – двухходовой.

Элементы решетки обычно представляют собой металлические полосковые электроды или канавки. Каждый из этих элементов вызывает весьма незначительное возмущение волны и, следовательно, потери на возбуждение объемных волн очень малы. Применение решеток приводит к тому,

что резонатор на ПАВ ведет себя несколько иначе, чем обычный резонатор. Объясняется это тем, что здесь существует два механизма частотной селекции: изменение коэффициента отражения при изменении частоты и собственно резонансный эффект. Обычно устройство проектируется таким образом, чтобы все, кроме одного, собственные колебания резонатора подавлялись благодаря частотной зависимости коэффициента отражения. Другое отличие состоит в том, что фаза коэффициента отражения решетки быстро меняется с частотой. Поэтому волна ведет себя так, как если бы она отражалась от некоторой плоскости, находящейся внутри решетки. Таким образом, как видно из рис.2., а, б эффективная длина L резонатора оказывается значительно большей расстояния между решетками.

На практике резонаторы на ПАВ обычно выполняют на подложках из кварца ST, X-среза вследствие его высокой термостабильности. Элементами отражательных решеток обычно служат канавки, поскольку они, как оказалось, обеспечивают лучшие характеристики, чем металлические полоски. Было показано, что добротность резонатора Q может достигать весьма высоких значений. Например, на частоте 160 МГц было получено значение $Q=27\ 000$;

Резонатор может служить не только элементом, стабилизирующим частоту автоколебаний, но и быть *узкополосным фильтром*. По сравнению с обычными полосовыми фильтрами на ПАВ со встречно-штыревыми преобразователями, резонатор имеет более узкую полосу пропускания и меньшие вносимые потери (2 - 3 дБ). К основным преимуществам резонаторов на ПАВ следует отнести следующие:

- высокая стабильность частоты во времени и в диапазоне температур;
- низкий уровень фазовых шумов, обеспечивающий исключительно высокую чистоту спектра генерируемого сигнала;
- высокая добротность;
- относительно высокий уровень допустимой рассеиваемой мощности;
- высокая устойчивость к внешним механическим воздействиям;
- миниатюрность;

- высокая воспроизводимость эквивалентных параметров;
- разнообразие типов и конструкций.

Стабильность всех характеристик, влияющих на частоту генератора, является основным фактором при разработке резонатора. В основе стабильности лежит монокристалл кварца. Применительно к резонаторам ПАВ можно выделить три наиболее значимых показателя стабильности:

- дрейф или изменение частоты за длительное время (старение);
- фазовые шумы или изменение частоты за очень короткое время;
- температурный уход частоты, вызванный изменением температуры окружающей среды.

Дрейф частоты связан с ослаблением напряжённости кварца, возникшей при изготовлении резонатора. Величина дрейфа с течением времени уменьшается. Для современных резонаторов ПАВ относительное изменение частоты за первый год находится в диапазоне от $50 \cdot 10^{-6}$ до $10 \cdot 10^{-6}$. Приёмы искусственного состаривания позволяют уменьшить эти значения до $1 \cdot 10^{-6}$. Низкий уровень фазовых шумов, а значит и чистота спектра стабилизируемого сигнала генераторов на резонаторах ПАВ, превосходит все другие известные технические решения, за исключением криогенной техники. Величина температурного ухода частоты резонатора ПАВ задаётся выбором среза кварца. Для массового производства используется ST-срез, для которого зависимость частоты от температуры имеет вид опрокинутой параболы. Существуют срезы кварца с лучшей температурной стабильностью. В настоящее время они не нашли применения в массовом производстве из-за более высокой себестоимости резонаторов.

2.3. Генераторы на ПАВ

Существует два типа генераторов на ПАВ, в одном из которых используется простая линия задержки, а в другом — резонатор. Резонатор выполняется на отражательных решетках и помимо использования в автогенераторе может служить узкополосным полосовым фильтром. Важным

рабочим параметром автогенератора является стабильность частоты. В этом отношении устройства на ПАВ в настоящее время уступают лучшим автогенераторам на объемных кристаллах. Однако устройства на ПАВ могут непосредственно генерировать колебания с частотами вплоть до 2 ГГц, в то время как устройства на объемных кристаллах не могут работать на частотах выше 50 МГц и поэтому для получения более высоких частот необходимо использовать умножители. Следовательно, применение устройств на ПАВ на высоких частотах позволяет избавиться от умножителей и создавать более компактные устройства, потребляющие меньшую мощность.

Автогенератор с линией задержки на ПАВ, структура которого изображена на рис. 10.23, представляет собой, по существу, простую линию задержки с ВШП и внешним усилителем, которая включена в петлю обратной связи. Малосигнальный коэффициент усиления усилителя должен быть таким, чтобы компенсировались вносимые линией задержки потери. Устройство генерирует колебания с такой частотой, на которой полный сдвиг фазы в петле обратной связи кратен 2π . Топология обоих преобразователей симметрична, поэтому дисперсия в линии задержки отсутствует, а время задержки T соответствует расстоянию между центрами преобразователей. Поэтому сдвиг фазы в линии задержки на частоте ω равен ωT , а частота генерации должна удовлетворять соотношению

$$\omega T + \varphi = 2\pi n, \quad (2.1)$$

где n — целое число; φ — сдвиг фазы в цепи обратной связи.

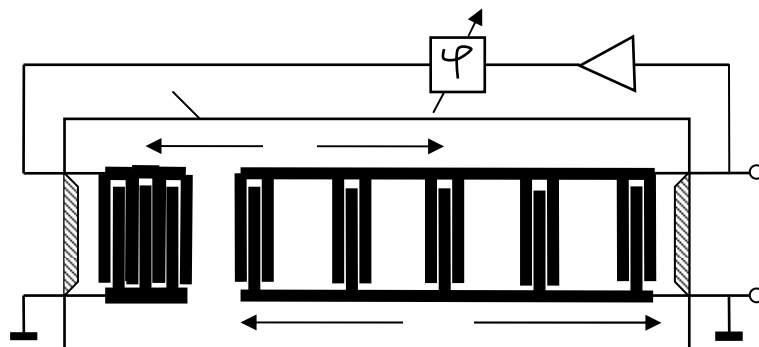


Рис. 2.5. Автогенератор на линии задержки:

Чтобы генерация происходила только на одной частоте, применяют узкополосную линию задержки. Как показано на рис. 9, такую линию задержки легко создать, используя протяженный преобразователь, длина которого соизмерима с величиной νT . Обычно этот преобразователь делают разрезанным. Задержка T_l в автогенераторе, показанном на рисунке, равна задержке между соседними отводами, умноженной на число отводов. Коэффициент усиления усилителя выбирается таким, чтобы значение мало-сигнального коэффициента усиления по петле обратной связи превышало единицу только на одной из частот, удовлетворяющих соотношению (2.1). В петле обратной связи легко установить подстраиваемый фазовращатель для регулировки фазы φ , входящей в (2.1), а следовательно, и для подстройки частоты. С помощью этого фазовращателя можно также осуществлять подстройку частоты и компенсировать небольшие погрешности, допущенные при изготовлении устройства. Более того, если использовать управляемый напряжением фазовращатель, то устройство превратится в управляемый напряжением автогенератор, который может генерировать частотно-модулированные колебания. В качестве материала подложки обычно выбирают кварц ST-среза, характеризуемый хорошей температурной стабильностью.

2.4. Фильтры на ПАВ

Устройства на ПАВ не только в состоянии эффективно выполнять отдельные уникальные операции по обработке сигналов, но и служить основой для многофункциональных подсистем: согласованной фильтрации, обработки сигналов в реальном масштабе времени, Фурье – процессоров и т.п. В этом перечне особое место принадлежит полосовым фильтрам ПАВ, что обусловлено, в первую очередь, широким разнообразием реализуемых частотных характеристик. Это могут быть полосовые фильтры с высокой прямоугольностью АЧХ или, наоборот, со сложной формой АЧХ (чебышевской, гауссовской, треугольной, трапециевидной и др.) при заданной линейной или нелинейной ФЧХ, режекторные фильтры, частотные

дискриминаторы, преобразователи Гильберта, дифференциаторы и т.п. Кроме того, в настоящее время уже достигнуты высокие параметры полосовых фильтров ПАВ, близкие к предельным, и ряд разработок фильтров освоен в серийном и массовом производстве, чего, к сожалению, нельзя сказать о других функциональных устройствах на ПАВ.

Помимо своих уникальных электрических характеристик, фильтры ПАВ выгодно отличаются от своих аналогов малыми размерами, механической прочностью, высокой надежностью, обусловливаемой качеством исходных материалов и процессом их обработки. Использование же достижений фотолитографии и групповой полупроводниковой технологии при изготовлении позволяют получить хорошую воспроизводимость параметров и сравнительно низкую стоимость фильтров ПАВ. Они с успехом могут применяться во входных цепях и трактах промежуточных частот систем связи, телевидения и радиолокации, в системах следящей и оптимальной фильтрации, в измерителях скорости и дальности, устройствах формирования и обработки сигналов РЛС, в анализаторах спектра, генераторах, синтезаторах и дискриминаторах частоты измерительной техники, в аналоговых системах автоматики и телемеханики и др.

Как любое функциональное устройство, простейший фильтр ПАВ состоит из передающего и приемного преобразователей, трансформирующих электрический сигнал в акустическую волну на входе и обратно на выходе устройства. Средой для распространения ПАВ служит, в большинстве случаев, пьезоэлектрический звукопровод, на полированной рабочей поверхности которого располагаются преобразователи. В зависимости от поставленных требований в структуру фильтра ПАВ могут быть включены дополнительные преобразователи или управляющие элементы. Поскольку большинство типов преобразователей ПАВ обладает двунаправленностью излучения, то во избежание паразитных отражений на торцы звукопровода наносят поглотители. С целью уменьшения вносимых потерь на входе и выходе фильтра применяются пассивные или активные согласующие цепи.

Основной вклад в формирование селективных свойств фильтра ПАВ вносят частотно – избирательные процессы преобразования волн на входе и выходе. Затухания ПАВ при распространении также являются частотно – зависимыми, но эта зависимость для большинства пьезоэлектриков сравнительно слаба во всем освоенном диапазоне частот вплоть до 1,0–1,5 ГГц, и ее обычно пренебрегают. В результате передаточная функция фильтра ПАВ определяется в основном сочетанием передаточных функций передающего и приемного преобразователей, а также согласующих цепей. Средняя частота фильтра ПАВ зависит от длины периода электродов преобразователей. Скорость ПАВ составляет 1500 – 5000 м/с, поэтому нижняя граница рабочего диапазона зависит от размеров имеющихся кристаллов, которые для частот ниже 5 – 10 МГц должны быть чрезмерно большими. Верхний предел ограничен возможностями технологии изготовления преобразователей и при использовании обычной фотолитографии составляет 300 – 500 МГц; применение электронографии расширяет эти границы до 1500 – 2000 МГц. Полоса пропускания фильтров ПАВ обратно пропорциональна числу электродов в преобразователях и может быть реализована в пределах от 0,1 % до 100 %. Полоса пропускания фильтров на ПАВ – резонаторах может быть сужена до 0,01 %.

Помимо указанных выше преимуществ, фильтры ПАВ могут обеспечить наименьший коэффициент прямоугольности $K_{\text{п}} = 1,1 – 1,15$ по уровням (40/3) дБ, близкий к теоретическому пределу $K_{\text{п}} = 1,0$. Кроме того интегральные пьезофильтры на основе локализации энергии и ПАВ имеют габаритные индексы избирательности и потерь на порядок меньше, чем у фильтров других типов.

На рис. 2.6. приведена конструкция полосового фильтра на ПАВ с одним аподизированным преобразователем.

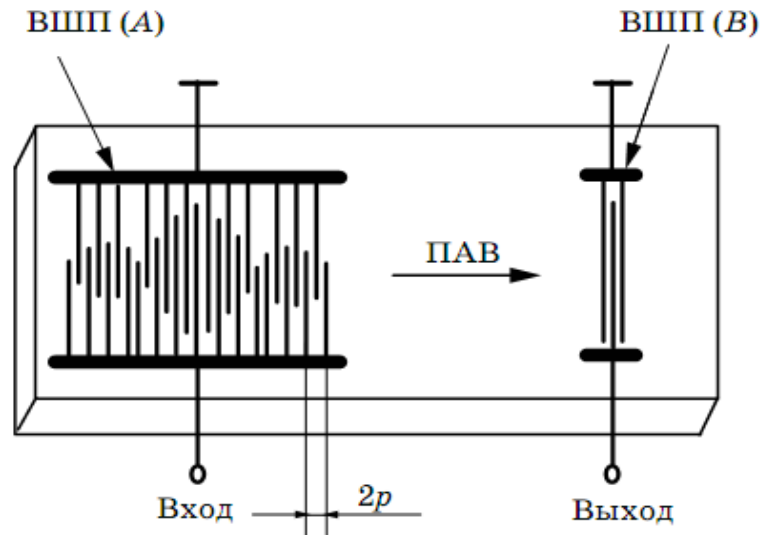


Рис. 2.6. Конструкция полосового фильтра на ПАВ с одним аподизированным преобразователем

Рассмотрим простейший вариант конструкции однопроходного фильтра (рис. 2.6). Входной преобразователь имеет многоэлектродную структуру. Число электродов выходного преобразователя невелико и выбрано с таким расчетом, чтобы его АЧХ не искажала существенно более узкополосную характеристику выходного преобразователя. В фильтре такой конструкции многоэлектродный (более узкополосный) преобразователь принято называть полосозадающим по сравнению с малоэлектродным – широкополосным. Практически расчет такого фильтра сводится к расчету топологии полосозадающего преобразователя, что определяет преимущество данной конструкции. Операция, реализующая заданный закон модуляции импульсного отклика преобразователя ПАВ, называется аподизацией преобразователя.

С помощью преобразования Фурье получим частотную характеристику встречно-штыревого преобразователя (ВШП)

$$K(\omega) = \sum_{m=1}^N (-1)^m W_m \exp \left[-i\pi m \frac{\omega}{\omega_0} \right], \quad (36)$$

где W_n – величина апертуры ВШП в первом зазоре.

Поскольку число штырей выходного ВШП значительно меньше числа второго, он имеет полосу пропускания значительно шире и таким образом,

частотная характеристика фильтра полностью определяется законом аподизации входного ВШП. На рис. 2.7 приведена амплитудно-частотная

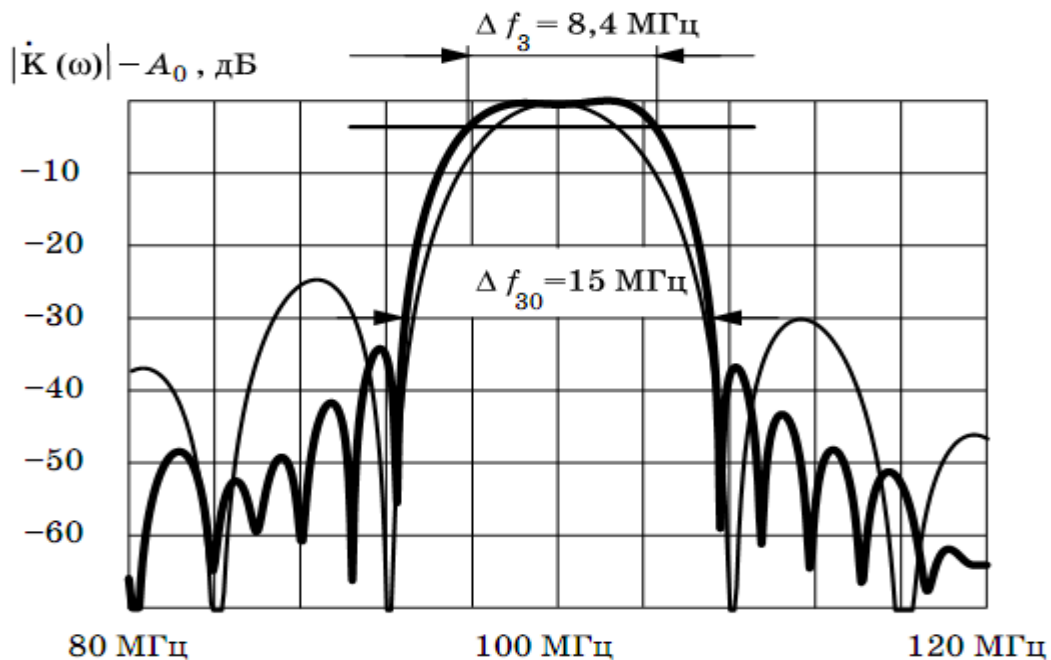


Рис. 2.7. Амплитудно-частотная характеристика фильтра на ПАВ с аподизацией входного ВШП функцией вида $\sin x/x$.

характеристика фильтра на ПАВ с аподизацией входного ВШП функцией вида $\sin x/x$.

2.5. Устройства на ПАВ для систем связи

Устройства на ПАВ играют важную роль в технике связи. Применение в аппаратуре таких устройств, как полосовые фильтры или линии задержки на ПАВ может существенно уменьшить ее размеры и стоимость, а также повысить надежность систем связи. Однако наиболее важной из всех является возможность применения устройств на ПАВ в широкополосной аппаратуре с шумоподобным сигналом. Устройства на ПАВ могут быть использованы в качестве генераторов и соответствующих линейных согласованных фильтров для обработки сигналов с расширенным спектром, в т.ч. псевдошумовых последовательностей с перескоками частоты, ЧМ – сигналов, и т.п.. Подобные устройства позволяют изготавливать простые модемы для систем с ШПС и

быстрым вхождением в синхронизацию. Устройства на ПАВ находят применение во многих областях, в частности при передаче данных, в навигационных системах, в блоках синхронизации систем связи, в командных системах управления.

Устройства на ПАВ нашли широкое применение для корреляционной обработки сигналов с большими значениями B , т.е. для согласованной фильтрации. Используемые в широкополосных системах связи сигналы представляют собой фазокодоманипулируемые (ФКМ) посылки. Устройства обработки таких сигналов можно создать, используя встречно – штыревые преобразователи (ВШП), принцип работы которых основан на пьезоэлектрическом эффекте. Пьезоэффект – явление, сущность которого состоит в том, что упругие деформации и напряжения в материалах оказываются связанными с напряженностью электрического поля или с вектором электрического смещения. Распространение ПАВ в пьезоэлектрическом материале сопровождается возникновением электрического поля, локализованного вблизи поверхности. Для генерации ПАВ, к решетке из металлических электродов, расположенной на пьезоподложке, прикладывается напряжение. Как показано на рис. 2.8, в большинстве устройств требуемую импульсную характеристику синтезируют с учетом совместного действия нескольких преобразователей.

Здесь один ВШП является однородным и его длина равна νT_c , где ν – скорость ПАВ. Другой ВШП фактически представляет собой решетку, состоящую из коротких однородных преобразователей. Эти короткие преобразователи, подключенные к двум шинам, часто называют отводами. Отводы размещены с одинаковым шагом νT_c и являются идентичными, за исключением того, что некоторые из них включены противофазно в соответствии с требуемым кодом для инвертирования вклада в сигнал с соответствующего отвода.

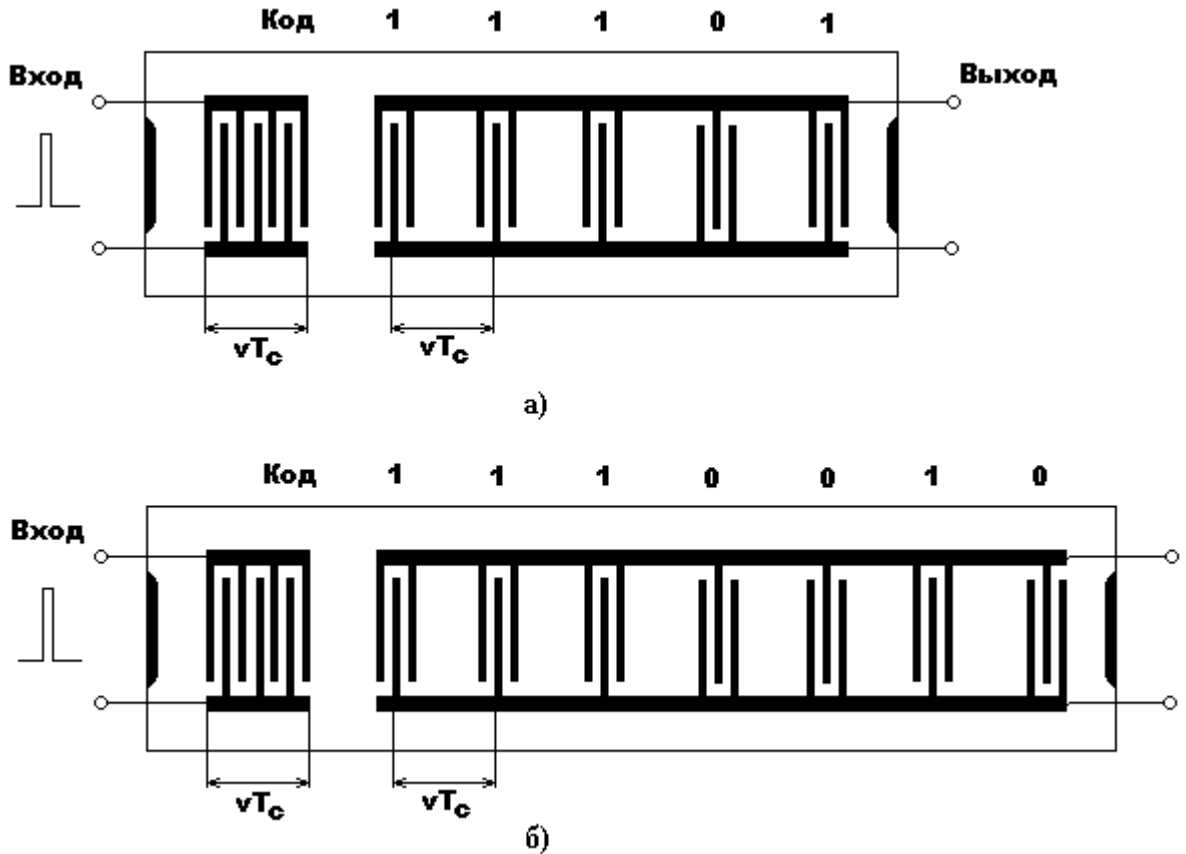


Рис. 2.8. - Согласованный фильтр для ФКМ-сигнала;

а) для 5-позиционного кода Баркера; б) для 7-позиционного кода Баркера.

Если ВШП, показанный в левой части рисунка, возбуждается коротким импульсом, то излучаемая ПАВ распространяется вдоль подложки и последовательно возбуждает отводы. Таким образом формируется двухфазный ФКМ – сигнал. Большинство подобных экспериментальных устройств содержало от 30 до 150 отводов при ширине спектра посылок ($1/T_c$), изменяющейся от 5 до 20 МГц; сообщалось о ширине спектра, равной 200 МГц. На рисунке 2.9 а, б изображены согласованные фильтры для ФКМ – сигнала с использованием ВШП, подключенных в соответствии с 5,7 – позиционным кодом Баркера соответственно.

3. Нелинейные устройства на ПАВ

В данном разделе рассмотрены акустические конвольверы. Выбор

обусловлен тем, что работа конвольвера основывается на нелинейном эффекте. Необходимая для их работы нелинейность присуща материалу подложки. По своей структуре акустический конвольвер является самым простым устройством на ПАВ, состоящим из двух ВШП, между которыми расположен участок металлизированной поверхности. Несмотря на столь простую структуру, конвольвер осуществляет весьма сложную операцию корреляционной обработки широкополосных сигналов. С помощью конвольвера можно добиться очень высокой степени программируемости, причем ограничения накладываются только на длительность сигнала и на ширину полосы пропускания. Кроме того, конвольвер значительно менее чувствителен к изменениям скорости и температуры, чем большинство устройств на ПАВ.

3.1. Принцип работы конвольверов

Здесь описываются принципы работы нелинейных конвольверов на ПАВ, в которых используются нелинейные свойства материала подложки. Хотя именно такие устройства представляют наибольший интерес, следует иметь в виду, что принципы их работы фактически являются общими для любых устройств данного класса. Так, ниже будет показано, что можно использовать и другие источники нелинейности, а также волны других типов, например объемные акустические.

Прежде всего, рассмотрим нелинейное взаимодействие двух ПАВ в конвольвере, который по существу представляет собой простую линию задержки. Вначале будем считать, что входные сигналы $f_1(t)$ и $f_2(t)$ представляют собой гармонические колебания с частотами ω_1 и ω_2 соответственно. Сигналы общего вида будут рассмотрены в дальнейшем. При низких уровнях мощности, когда нелинейные эффекты несущественны, соответствующие ПАВ определяются функциями

$$\begin{aligned} u_1(t, x) &= A_1 \cos(\omega_1 t - k_1 x) \\ u_2(t, x) &= A_2 \cos(\omega_2 t - k_2 x) \end{aligned} \quad (3.1)$$

где A_1, A_2 - постоянные коэффициенты; $k_1 = \omega_1 / v$, $k_2 = \omega_2 / v$ - волновые числа; v - скорость волны.

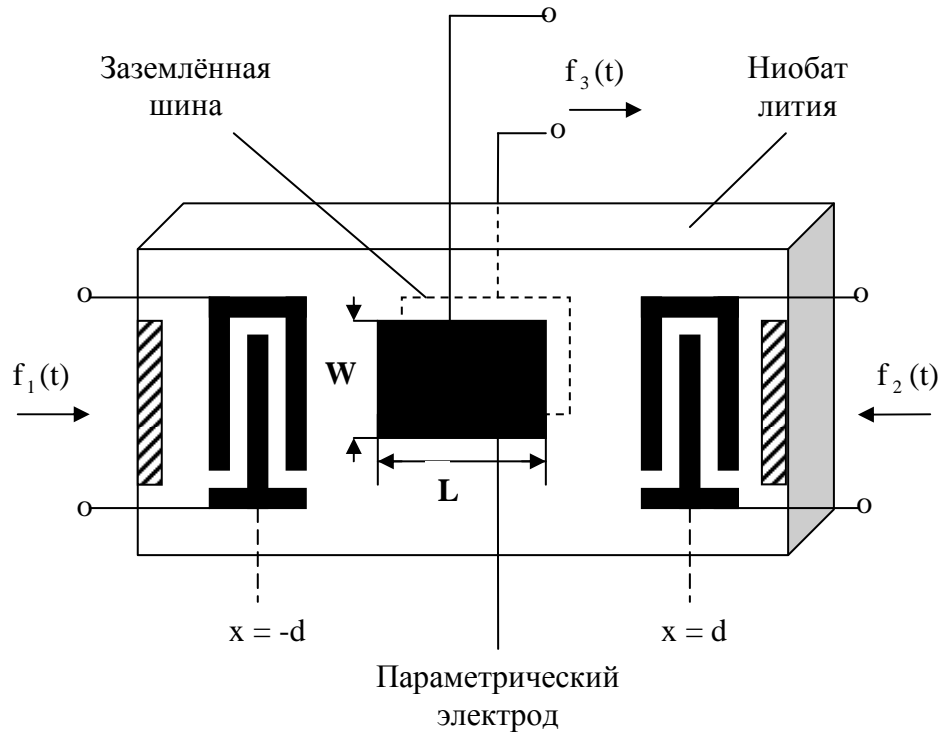


Рис. 3.1. Вырожденный конвольвер на ПАВ

Влияние затухания и дифракции считается пренебрежимо малым. Эффект нелинейности используется в конвольвере для смешивания двух волн. Акустическая нелинейность приводит к возникновению гармоник, которые вызывают ослабление сигнала основной частоты. Конвольвер работает при относительно низких уровнях мощности, поэтому основные составляющие изменяются незначительно и их можно задать выражениями (1.1). Однако вследствие нелинейности характеристики образуются члены $u_1^2(t, x)$ и $u_2^2(t, x)$, пропорциональные квадратам основных составляющих, и член

$$u_1(t, x)u_2(t, x) = 1/2A_1A_2 [\cos\{(\omega_1 + \omega_2)t + (k_2 - k_1)x\} + \cos\{(\omega_2 - \omega_1)t - (k + k_1)x\}], \quad (3.2)$$

пропорциональный их произведению. При низких уровнях мощности дополнительные члены высшего порядка считаются пренебрежимо малыми.

Каждому из указанных здесь членов соответствует некоторое электрическое поле в пьезоэлектрическом материале. Металлические электроды конвольвера позволяют селективно считывать электрическое поле, соответствующее каждому из этих членов. В конвольвере, изображенном на рис. 3.1, используется однородная металлическая пленка, называемая *параметрическим электродом*, которая действует совместно с заземленной пластиной; последняя может представлять собой просто металлическую часть конструкции устройства, на которой устанавливается подложка. Параметрический электрод избирательно считывает ту составляющую электрического поля, которая не зависит от координаты x . Если частоты ω_1 и ω_2 входных сигналов равны, именно такой оказывается составляющая с суммарной частотой в выражении (3.2). Если значения ω_1 и ω_2 не равны нулю, то пространственно-независимые поля обуславливаются лишь квадратичными составляющими $u_1^2(t, x)$ и $u_2^2(t, x)$. Однако частоты этих членов равны нулю и эти члены подавляются в конвольвере, поскольку постоянный ток через параметрический электрод не проходит. Следовательно, в идеальном случае выходное напряжение конвольвера определяется только составляющей произведения с суммарной частотой и возникает только при равенстве частот входных сигналов. Если $\omega_1 = \omega_2 = \omega$, то частота выходного напряжения $1/2A_1A_2 \cos(2\omega t)$ равна удвоенной частоте входного сигнала. Заметим, что амплитуда выходного сигнала пропорциональна произведению амплитуд входных сигналов. Устройство, в котором выполняется данное соотношение, называют *билинейным*. Такой способ смешивания ПАВ впервые осуществил Сваазанд, использовавший в своих экспериментах подложку из кварца. В дальнейшем в качестве материала подложек применялся главным образом ниобат лития, который обеспечивает более сильное взаимодействие ПАВ.

Устройство, изображенное на рис. 3.1, называют *вырожденным* конвольвером, поскольку смешивание оказывается наиболее эффективным при равенстве частот входных сигналов. Если частоты непрерывных входных

сигналов различны, то пространственный период составляющей с суммарной частоты, описываемой выражением (1.2), составляет $2\pi/(k_2 - k_1)$. Эту составляющую можно избирательно считать параметрическим электродом, внося такую пространственную периодичность в структуру электрода. Как показано на рис. 3.2 периодическая структура может иметь вид решетки

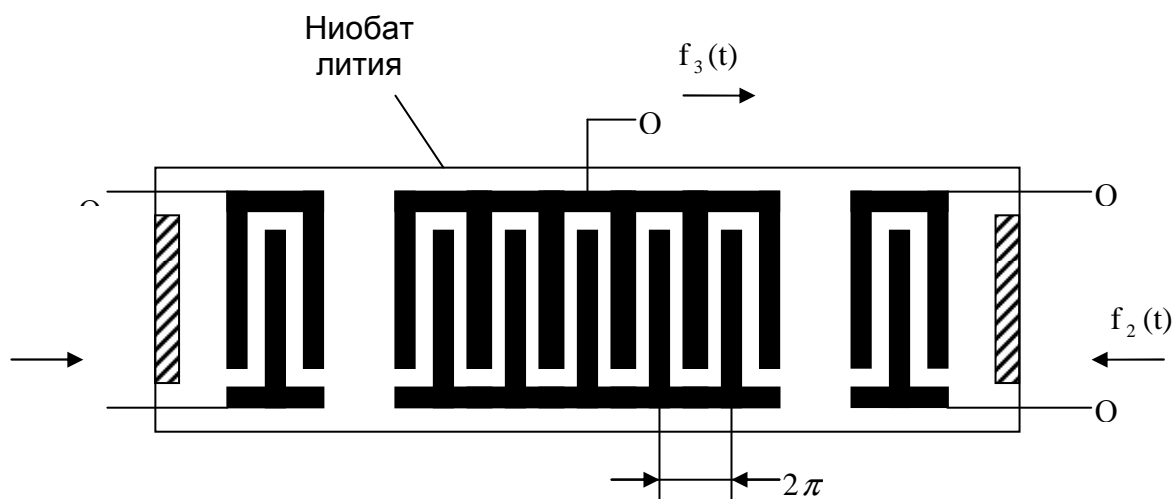


Рис. 3.2. Не вырожденный конвольвер на ПАВ

электродов с шагом 2π , подобной ВШП. Тогда, если $\omega_1 - \omega_2 = \pm \pi v / \rho$, частота выходного сигнала равна $\omega_1 + \omega_2$. Поэтому такое устройство называют *невырожденным* конвольвером. Параметрический преобразователь фактически аналогичен ВШП с нерасщепленными электродами, который рассчитан для центральной частоты $\omega_1 - \omega_2$, хотя, конечно, ПАВ такой частоты здесь отсутствует. Если не учитывать различие частот, то невырожденный конвольвер работает точно так же, как и вырожденный. Тем не менее, было обнаружено, что для борьбы с интенсивным возбуждением объемной волны параметрический электрод необходимо убирать с рабочей поверхности подложки. Но, поскольку это усложняет процесс изготовления устройства, невырожденный конвольвер не привлек внимание разработчиков.

Чтобы оценить возможности использования конвольвера для обработки

сигналов, необходимо рассмотреть входные сигналы общего вида. Пусть сигналы, $f_1(t)$ и $f_2(t)$ подаются на входные преобразователи вырожденного конвольвера показанного на рис. 1.1. Если считать, что характеристики преобразователей и эффекты распространения ПАВ не вносят каких-либо искажений, а уровни мощности входных сигналов весьма малы, то мгновенные значения ПАВ будут описываться функциями $f_1(t - x/v)$ и $f_2(t + x/v)$. Для простоты здесь не учитывается задержка сигналов, вызванная пространственным разнесением преобразователей. Поскольку функции, описывающие ПАВ, должны иметь колебательный характер, то можно прийти к выводу, что, как и в случае гармонических сигналов, выходной сигнал конвольвера будет определяться главным образом членом, пропорциональным произведению мгновенных значений; формальное доказательство приводится далее. Выходное напряжение $f_3(t)$ на параметрическом электроде конвольвера пропорционально пространственному интегралу от произведения

$$f_3(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t - x/v) f_2(t + x/v) dx \quad (3.3)$$

Здесь предполагается, что длительность входных сигналов конечна. Следовательно, произведение отлично от нуля только в конечной области x , причем границы параметрического электрода находятся, по крайней мере, в этой области. Введя переменную $\tau = t - x/v$, преобразуем выражение (3.3) так:

$$f_3(t) = v \int_{-\infty}^{\infty} f_1(\tau) f_2(2t - \tau) d\tau \quad (3.4)$$

Это уравнение определяет *свертку* функций $f_1(t)$ и $f_2(t)$ с точностью до коэффициента 2, который указывает на сжатие во времени. Если не учитывать этого сжатия, то выходной сигнал конвольвера формально будет совпадать с выходным сигналом линейного фильтра, несмотря на то, что работа последнего основана на нелинейном эффекте. Выходной сигнал линейного фильтра представляет собой свертку входного сигнала с импульсной характеристикой. В конвольвере роль импульсной характеристики выполняет один из входных сигналов, называемый *опорным*. Поскольку

этот сигнал можно произвольно изменять, то ясно, что конвольвер представляет собой весьма универсальное устройство. В принципе его можно использовать в качестве любого линейного фильтра, например полосового или согласованного для ЛЧМ- или ФКМ-сигналов. При этом ограничения накладываются только на ширину спектра и длительность опорного сигнала.

На практике конвольвер используют главным образом в качестве согласованного фильтра; подробнее этот вопрос рассматривается далее. Эффект сжатия сигнала во времени, наблюдаемый в конвольвере, физически объясняется тем, что здесь относительная скорость распространения двух волн равна $2v$, а не v , как в линейном устройстве на ПАВ. По этой же причине, как было показано ранее, в случае гармонических входных колебаний частота выходного сигнала в два раза превышает частоту сигнала на входе.

Дальнейший анализ работы вырожденного конвольвера проводится в частотной области. Преобразование Фурье входного сигнала $f_1(t)$ обозначается $F_1(\omega)$, а поскольку $f_1(t)$ — действительная функция, то $F_1(-\omega) = F_1^*(\omega)$. Это позволяет представить преобразование в виде интеграла только по положительным частотам. Записывая $F_1(\omega) = A_1(\omega) \exp[j\varphi_1(\omega)]$ и подставляя $t - x/v$ вместо t , находим

$$f_1(t - x/v) = 1/\pi \int_0^{\infty} A_1(\omega_1) \cos[\varphi_1(\omega_1) + \omega_1 t - k_1 x] d\omega_1, \quad (3.5)$$

где $k_1 = \omega_1 / v$. Аналогичное соотношение получается для $f_2(t + x/v)$, если $A_1(\omega_1)$ и $\varphi_1(\omega_1)$ заменить на $A_2(\omega_2)$ и $\varphi_2(\omega_2)$, а k_1 заменить на $k_2 = \omega_2 / v$. Пространственный интеграл, необходимый для определения выходного сигнала, легко вычисляется на основании формулы

$$\int_{-\infty}^{\infty} \cos(a + kx) dx = 2\pi \delta(k) \cos(a) = 2\pi \delta(\omega) \cos(a), \quad (3.6)$$

где a — постоянная величина; $k = \omega / v$.

Находя выходной сигнал конвольвера, следует отметить, что акустические колебания должны быть полосовыми сигналами, причем это ограничение связано с характеристиками ВШП. Отсюда следует, что $A_1(\omega)$ и

$A_2(\omega_2)$ равны нулю при $\omega = 0$, а подынтегральные выражения будут конечными только в случае, когда k_1 и k_2 положительны. Это обусловлено тем, что интегралы по пространственной координате от линейного и квадратичного членов равны нулю. Кроме того, имеется постоянная составляющая, которая устраняется тем, что цепь параметрического электрода не пропускает постоянного тока. Выходной сигнал обусловлен произведением сигналов, как это видно из выражения (3.3). Здесь произведение косинусоидальных функций дает составляющие с суммарной и с разностной частотами. Пространственный интеграл от составляющей разностной частоты тождественно равен нулю. Выходной сигнал $f_3(t)$, обусловленный лишь членом с суммарной частотой, вычисляется по формуле

$$f_3(t) = v/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\omega) F_2(\omega) e^{2j\omega t} d\omega \quad (3.7)$$

Полученное выражение представляет собой свертку сигналов $f_1(t)$ и $f_2(t)$ со сжатием во времени согласно выражению (3.4).

Такой же метод можно использовать для анализа невырожденного конвольвера, показанного на рис. 3.2. Предположим, например, что функция, описывающая пространственное распределение чувствительности параметрического электрода, является синусоидальной с периодом 2π . Тогда выходной сигнал, который определяется произведением входных колебаний, имеет вид

$$f_3(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t - x/v) f_2(t + x/v) \cos(\pi x/\rho) dx$$

Пусть спектры входных сигналов не перекрываются, причем лишь составляющая с суммарной частотой может иметь «волновое число» равное 2π . В этом случае выходной сигнал

$$f_3(t) = v/4\pi e^{j\Omega t} \int_0^{\infty} F_1(\omega) F_2(\omega + \Omega) e^{2j\omega t} d\omega + \text{к.с.},$$

где $\Omega = \pm\pi v/\rho$, а выбор знака зависит от того, центральная частота какого из входных сигналов является более высокой. Следовательно, выходной

сигнал конвольвера $f_3(t)$ представляет собой свертку входных сигналов со сжатием во времени, но теперь уже со сдвигом и по частоте в одном из входных сигналов и в выходном сигнале.

Конвольвер как согласованный фильтр. Поскольку конвольвер работает фактически как линейный фильтр, «импульсная характеристика» которого задается с помощью опорного сигнала, то его можно использовать, в частности, в качестве согласованного фильтра. Так, конвольвер совместно с генератором опорного сигнала может заменять согласованный фильтр в приемнике широкополосной системы связи. В случае такого применения опорный сигнал должен совпадать с обращенным во времени идеальным входным сигналом (для одного символа). Как было показано ранее, ФКМ- и МЧМ-сигналы формируются достаточно просто и поэтому конвольвер особенно удобен для согласованной фильтрации этих сигналов. Заметим, что конвольвер позволяет произвольно изменять систему кодирования, а также при необходимости изменять ширину полосы и центральную частоту. Таким образом, он является высокопрограммируемым устройством.

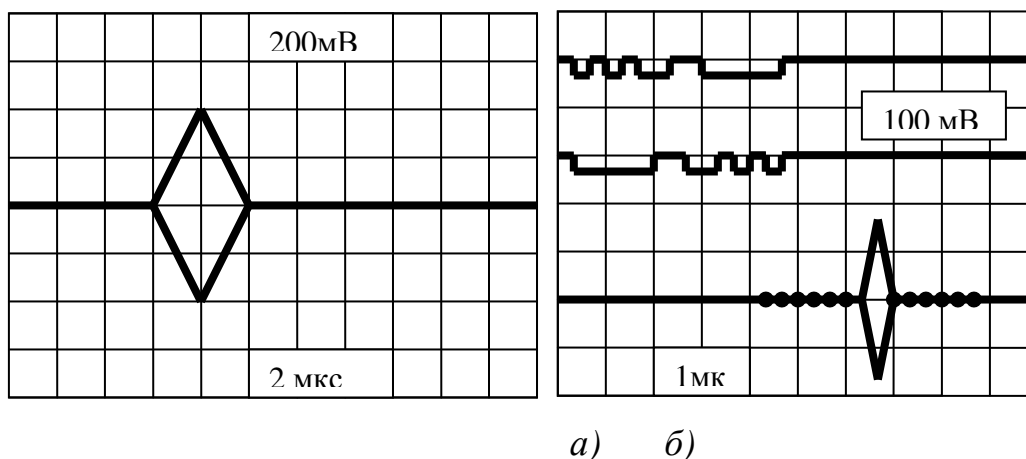


Рис. 3.3. Сигналы на выходе вырожденного акустического конвольвера, имеющего структуру, показанную на рис. 3.1 для случая, когда входные сигналы конвольвера представляют собой прямоугольные импульсы (а) и ФКМ-сигналы, кодированные в соответствии с 13-позиционным кодом Баркера и его обращенной во времени копией (б). В обоих случаях длительность сигналов составляет 4,6 мкс.

На рис. 3.3 в качестве иллюстрации приведены осциллограммы сигналов на выходе вырожденного акустического конвольвера, аналогичного тому, который показан на рис. 3.1. Центральная частота входного сигнала равна 110 МГц, длительность взаимодействия волн в параметрической области составляет 4,6 мкс. Осциллограммы на рис. 3.3, а соответствуют случаю, когда оба входных сигнала представляют собой прямоугольные импульсы длительностью 4,6 мкс с частотой несущей 110 МГц. Огибающая выходного сигнала имеет треугольную форму, что является результатом свертки прямоугольного импульса с самим собой. Частота несущей волны равна 220 МГц. Выходной сигнал исчезает при отсутствии одного из входных сигналов. Осциллограмма на рис. 3.3, б снята для случая, когда один из входных сигналов представляет собой ФКМ-сигнал, кодированный в соответствии с 13-позиционным кодом Баркера 0101001100000, а другой входной сигнал является его обращенной во времени копией. В верхней части рисунка показана осциллограмма двоичного кодирующего сигнала на входе фазового модулятора. В этом случае идеальный выходной сигнал имеет по шесть боковых лепестков одинаковой амплитуды, расположенных с каждой стороны от главного лепестка, амплитуда которого в 13 раз превышает амплитуду бокового лепестка. Можно видеть, что форма выходного сигнала конвольвера очень близка к идеальной.

Заметим, что, несмотря на нелинейный механизм функционирования, конвольвер обрабатывает входной сигнал, в сущности, в линейном режиме, как это следует из выражения (3.4). Это относится и к случаю одновременного существования на входе сигнала и шума. Теоретически отношение сигнал-шум на выходе будет таким же, как и в линейном согласованном фильтре. Однако существует ограничение: сигнал обрабатывается соответствующим образом только в том случае, если он подается одновременно или почти одновременно с опорным сигналом, так что оба сигнала перекрываются только в параметрической области устройства. Если время прихода сигнала неизвестно, то, очевидно, опорный сигнал следует периодически повторять. Подробное

изучение показывает, что с точностью до искажений, вызванных сжатием во времени, идеальный конвольвер может обеспечить *точно* такой же выходной сигнал, как и согласованный фильтр, независимо от момента прихода сигнала. Это справедливо и в том случае, если на сигнал накладывается шум или помеха. Для этого задержка в параметрической области конвольвера должна, по крайней мере, в два раза превышать длительность опорного сигнала.

Обработка сигнала с использованием холостой ПАВ. Можно реализовать еще один способ обработки сигналов, подав входные сигналы не на оба преобразователя конвольвера, а на один из преобразователей и на параметрический электрод. Здесь при соответствующем выборе частот входных сигналов вследствие нелинейности конвольвера возбуждается вторая ПАВ, направление распространения которой противоположно направлению распространения падающей ПАВ. Эта *холостая* волна может быть принята входным преобразователем или другим преобразователем, расположенным на том же краю подложки. Если на параметрический электрод подать короткий импульс, то выходной сигнал представит собой *обращенный во времени* сигнал входного преобразователя. Это наблюдалось экспериментально в невырожденном конвольвере, показанном на рис. 3.2.

Использование холостой волны в вырожденных устройствах обычно оказывается нецелесообразным, поскольку при этом на выходе конвольвера возникают паразитные сигналы. Эффект обращения сигнала во времени представляет определенный практический интерес, поскольку для конвольвера с противоположными направлениями распространения ПАВ необходим опорный сигнал именно такой формы. Следовательно, корреляционную обработку кодированного сигнала можно провести, использовав опорный сигнал *такой же* формы, если перед этим в другом конвольвере выполнить обращение во времени опорного сигнала.

3.2. Основные характеристики конвольвера

Простейшим конвольвером на ПАВ является вырожденный конвольвер, изображенный на рис. 3.1. Ранее изучались физические принципы работы этого

устройства. Рассмотрим теперь его рабочие характеристики.

Первые разработанные конвольверы были, в принципе, аналогичны устройству, показанному на рис. 3.1. Однако вместо ПАВ в них использовались объемные акустические волны. Впервые об операции свертки в устройстве на ПАВ (вырожденные и невырожденные конвольверы, структуры которых показаны на рис. 3.1 и 3.2) сообщили Лууккала и Кайно. Во всех этих устройствах нелинейной средой распространения являлся ниобат лития.

Эффективность вырожденных акустических устройств. Как указывалось в п. 3.1, работа акустического конвольвера основана на нелинейном взаимодействии распространяющихся ПАВ, в результате которого на выходе устройства создается напряжение, пропорциональное пространственному интегралу от произведения входных сигналов. Первостепенный интерес представляет оценка эффективности этого взаимодействия. Данный вопрос теоретически исследовался рядом авторов. Было обнаружено, что для гармонических входных сигналов с одинаковой частотой ω выходное напряжение холостого хода на частоте 2ω может быть представлено в виде

$$[V_{oc}]_{eff} = \sqrt{P_{s1}P_{s2}}M/W \quad (3.8)$$

Мощности P_{s1} и P_{s2} поверхностных волн считаются малыми, а ширина параметрического электрода W предполагается равной апертурам преобразователей. Постоянная величина M зависит только от свойств материала и ориентации подложки и обычно выбирается такой, чтобы данное уравнение давало среднеквадратическое значение напряжения холостого хода. При выводе формулы (3.8) условия распространения ПАВ считались идеальными, следовательно, дифракция, дисперсия и затухание волн не учитывались. Заметим, что выходное напряжение не зависит от частоты входного сигнала и от длины параметрического электрода.

Постоянная M сложным образом связана с линейными и нелинейными объемными константами материала. Это позволяет, в принципе, вычислять M для любой необходимой ориентации. Однако на практике многие константы,

необходимые для таких расчетов, неизвестны или точность их определения недостаточно высока. Поэтому значение M необходимо определять экспериментально, измеряя выходные напряжения конкретных устройств. Тем не менее, отметим, что результаты теоретических расчетов значений M для ниобата лития удовлетворительно согласуются с экспериментальными данными. В работе сообщается об измерениях величины M для различных материалов. В частности, для ниобата лития Y, Z -среза приводится относительно большое значение $M=1,2 \cdot 10^{-4}$ Вм/Вт. Обычно для изготовления подложки выбирают именно этот материал с указанным срезом, поскольку, обладая сильной нелинейностью, он обеспечивает небольшое затухание ПАВ и позволяет уменьшить дифракционное расширение пучка. Далее будет показано, что чувствительность материала подложки к изменению температуры среды не приводит к значительным трудностям при проектировании конвольверов. Единственным из известных материалов, который обеспечивает большее значение M , является керамика PZT. Однако этот материал не нашел широкого применения из-за больших потерь распространения ПАВ.

Проведенные исследования показали, что конвольвер, рассматриваемый со стороны выхода, может быть представлен простой эквивалентной схемой, состоящей из генератора напряжения V_{xx} , последовательно с которым включена некоторая емкость, представляющая собой емкость, измеренную между параметрическим электродом и заземляющей пластиной. Отсутствие в эквивалентной схеме какого-либо активного сопротивления означает, что здесь могут генерироваться незатухающие колебания бесконечной мощности. Однако в действительности данный результат относится только к тому случаю, когда взаимодействие весьма невелико. При этом не происходит заметного уменьшения амплитуд ПАВ, что обычно наблюдается на практике. Тем не менее небольшое сопротивление все же присутствует из-за омического сопротивления параметрического электрода, а также вследствие того, что подача напряжения на электрод приводит к возбуждению объемных волн.

Величиной, определяющей эффективность устройства, на практике слу-

жит коэффициент билинейности C , связывающий мощности сигналов, подводимых ко входам устройства, с мощностью выходного сигнала. Пусть P_1 и P_2 — нормальные мощности генераторов гармонических сигналов, подключенных к входам; P_0 — выходная мощность, развиваемая в нагрузке. При вычислении этих мощностей следует учитывать наличие соответствующих согласующих цепей, с помощью которых обычно на практике обеспечивают максимальную эффективность конвольвера. Поскольку устройство является билинейным, то мощность P_0 пропорциональна произведению P_1 и P_2 что дает возможность ввести коэффициент билинейности (дБм)

$$C = 10 \lg(P_0 / P_1 P_2), \quad (3.9)$$

где мощности P_1 , P_2 и P_0 измеряются в милливаттах. Этой формулой можно пользоваться применительно к любому билинейному устройству, включая некоторые описываемые далее типы конвольверов без акустической нелинейности. Формула применима также к устройству, характеристики которого зависят от таких эффектов распространения ПАВ, как затухание и дифракция. В общем случае коэффициент C зависит от частоты входных сигналов. Для идеального устройства значение C не зависит от со в диапазоне частот входных сигналов. При соответствующем согласовании в вырожденном акустическом конвольвере, показанном на рис. 3.1 на центральной частоте входного сигнала 100 МГц обычно получают $C = -95$ дБм. Для практических целей желательно (хотя и не всегда) иметь лучшие значения C .

Эффекты второго порядка. На практике характеристики вырожденных конвольверов отличаются от идеальных, описанных в п. 1, хотя некоторые искажения характеристик в реальных устройствах можно достаточно просто минимизировать. В частности, обычно стремятся так ограничить частотный диапазон входного сигнала, чтобы он не накладывался на диапазон частот выходного сигнала. Для устранения нежелательных частотных составляющих в выходном сигнале используют внешние полосовые фильтры.

До сих предполагалось, что уровни мощностей ПАВ на входе достаточно малы, поэтому нелинейность не оказывает существенного влияния на основные

волны, а приводит лишь к возникновению квадр этического члена и члена, пропорционального произведению амплитуд входных сигналов. При высоких уровнях мощности устройство перестает быть билинейным; амплитуда выходного сигнала уже не пропорциональна произведению амплитуд входных сигналов, т. е. наступает насыщение. В этом случае выходное напряжение больше не определяется выражением (3.8), а вычисление билинейного коэффициента по формуле (3.9) теряет смысл. На практике при реальных уровнях мощности насыщения обычно не наблюдают, как этого и следует ожидать от устройства с малой эффективностью. Например, если гармонические сигналы с номинальной мощностью +20 дБм подать на устройство с типичным значением коэффициента билинейности $C = -95$ дБм, то мощность выходного сигнала составит -55 дБм, что на много порядков ниже значения мощностей входных сигналов.

Как и в других устройствах на ПАВ, на характеристики конвольвера оказывают влияние эффекты распространения волн. Изучим прежде всего влияние *затухания*, полагая, что прочие эффекты, связанные с распространением волны, отсутствуют. Рассмотрим вырожденное устройство, показанное на рис. 3.1. Примем во внимание задержку, вызванную пространственным разнесением преобразователей, которая ранее считалась пренебрежимо малой. Если на входные преобразователи подаются сигналы $f_1(t)$ и $f_2(t)$ с низкими уровнями мощности, основные волны описываются функциями

$$\begin{aligned} u_1(t, x) &\sim f_1(t - x/v - d/v) \exp[-\alpha(d + x)]; \\ u_2(t, x) &\sim f_2(t + x/v - d/v) \exp[-\alpha(d - x)]. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Предполагается, что преобразователи размещены в сечениях с координатами $x = \pm d$; α — коэффициент затухания, не зависящий от частоты. Параметрический электрод имеет длину L , и расположен в области $|x| < L/2$. Выходной сигнал $f_3(t)$ вычисляется интегрированием произведения $u_1(t, x) u_2(t, x)$ по этой области:

$$f_3(t) = \gamma e^{-2\alpha d} \int_{-L/2}^{L/2} f_1(t - x/v - d/v) f_2(t + x/v - d/v) dx, \quad (3.11)$$

где γ — некоторая постоянная величина. Отсюда можно сделать важное заключение о том что экспоненциальный характер затухания не влияет на форму выходного сигнала. Совсем иной оказывается ситуация в линейном устройстве на ПАВ, в котором затухание вызывает искажения выходного сигнала. Коэффициент затухания а слегка изменяется с частотой, что приводит к некоторым искажениям. Однако обычно они весьма малы и могут быть скомпенсированы с помощью внешней подстройки.

Можно считать, что выражение (3.10) при постоянном значении α определяет выходной сигнал идеального вырожденного конвольвера. Соотношение свертки получается в том случае, если входные сигналы конечной длительности меньше $L/(2v)$ синхронизированы таким образом, что их перемножение осуществляется только в параметрической области $|x| < L/2$. Тогда выражение (3.10) не изменится, если пределы интегрирования расширить до $\pm\infty$. Выполняя замену переменной $\tau = t + x/v - d/v$, получаем

$$f_3(t) = v\gamma e^{-2\alpha t} \int_{-\infty}^{\infty} f_1(2t - 2d/v - \tau) f_2(\tau) d\tau \quad (3.12)$$

Это выражение определяет свертку сигналов $f_1(t)$ и $f_2(t)$ с двукратным сжатием во времени с задержкой, равной d/v . Формула (2.5) показывает, что выходной сигнал не искажается при изменении скорости v (например, вследствие погрешностей изготовления), поскольку при этом просто изменяется задержка d/v . Наконец, непостоянство температуры также не приводит к искажениям, так как при этом изменяются оба параметра d и v , что приводит просто к изменению задержки d/v в соответствии с температурным коэффициентом α_T . Нечувствительность конвольверов к этим эффектам распространения ПАВ составляет важное достоинство таких устройств. Оно особенно проявляется тогда, когда выполняется обработка ФКМ-сигналов, поскольку фильтры на ПАВ для ФКМ-сигналов очень чувствительны к изменениям скорости и температуры.

Дисперсия представляет собой еще один эффект, проявляющийся при распространении ПАВ, который может значительно влиять на рабочие ха-

рактеристики конвольвера. Дисперсия возникает вследствие массовой нагрузки, вызванной наличием параметрического электрода, и зависит от его толщины. Влияние дисперсии удобно оценивать, анализируя спектр выходного сигнала. Если $V_0'(\omega)$ - спектр выходного сигнала с учетом дисперсии, то можно показать, что для вырожденного устройства выполняется равенство

$$V_0'(\omega) \approx V_0(\omega) \exp[-jLk(\omega/2)], \quad (3.13)$$

где $V_0(\omega)$ — идеальный спектр выходного сигнала без учета задержки $L/(2v)$; $k(\omega)$ — волновое число ПАВ на частоте ω . Выражение (3.13) справедливо для произвольных входных сигналов. Оно показывает, что искажение фазового спектра выходного сигнала на частоте ω совпадает с фазовым искажением для распространяющейся вдоль параметрического электрода длиной L волны на частоте $\omega/2$. Отметим, что искажение отсутствует, если k будет линейной функцией ω . В соответствии с этим условием требуется, чтобы групповая скорость $v_g = d\omega/dk$ не зависела от частоты ω , хотя фазовая скорость ω/k и не постоянна. Теоретически показано, что дисперсия ФКМ-сигналов в общем случае допустима, если $|dv_g/d\omega|$ меньше, чем $v_g^2 T_c^2 / (8L)$. Для конвольвера с рассматриваемой базовой структурой это требование достаточно легко удовлетворяется. Однако применительно к волноводным конвольверам, удовлетворение этому требованию представляет определенную проблему.

Самым серьезным недостатком многих устройств является эффект свертки сигналов, обусловленных отражением ПАВ от преобразователей. Поверхностные акустические волны, возбужденные на одном краю устройства, отражаются преобразователем, который расположен на другом краю подложки. В области параметрического электрода отраженные и излученные волны смешиваются. В результате сигнал на выходе устройства появляется даже тогда, когда на конвольвер подан только один выходной сигнал. Следовательно, такое устройство не будет строго билинейным, и вычислять коэффициент билинейности по формуле (3.9) имеет смысл только в том случае, если эффект

свертки отраженных сигналов надежно подавлен.

Для проверки степени этого подавления необходимо измерить уровень выходного сигнала, когда на оба входа конвольвера поданы гармонические сигналы одинаковой мощности, а затем сравнить его с наблюдаемым уровнем выходного сигнала, когда один из входов конвольвера отключен. Обычно вырожденный конвольвер, Показанный на рис. 3.1 может подавлять эффект сверки отраженных сигналов на уровне 25—30 дБ, что неприемлемо. Можно было бы электрически рассогласовать преобразователи для уменьшения их коэффициентов отражения, как это делается в линейных устройствах. Однако в случае конвольверов такой прием, как правило, не используется, поскольку ведет к уменьшению и без того низкой эффективности устройства. Более приемлем метод, основанный на применении удвоенной структуры, и может обеспечивать подавление отраженного сигнала примерно на 40 дБ. В невырожденном конвольвере, схематически показанном на рис. 3.2 лучше подавляется эффект сверки с отраженным сигналом, поскольку сигнал, обусловленный произведением отраженной и падающей волн, имеет пространственный период, не равный пространственному периоду параметрического электрода.

На характеристики некоторых устройств значительно влияет распространение электромагнитной волны вдоль параметрического электрода, который можно рассматривать как *линию передачи*. В этом случае выходное напряжение, обусловленное произведением амплитуд ПАВ на участке подложки с координатой x , должно зависеть от этой координаты и поэтому устройство будет пространственно неоднородным. Таким образом, идеальная форма выходного сигнала, заданная выражением (3.8), уже не обеспечивается, даже если сигналы точно перемножаются на каждом участке подложки с координатой x . Эффект становится заметным в том случае, когда длина параметрического электрода превышает примерно четверть длины электромагнитной волны на частоте выходного сигнала. Можно снизить уровень искажений, уменьшая электрическую длину параметрического электрода размещением подложки на

диэлектрическом слое с меньшей диэлектрической проницаемостью.

4. Технология изготовления акустоэлектронных приборов.

Производство акустоэлектронных приборов базируется на применении традиционных технологических процессов – фотолитографии, тонкопленочной технологии, а также новых прогрессивных процессов – электронной литографии, плазмохимических методов обработки пленочных структур, нанесения тонких пленок с помощью магнетронного распыления и др.

В процессе совершенствования и разработки акустоэлектронных устройств выявились значительные отличия планарной технологии ИС и технологии изготовления устройств на ПАВ, которая должна обеспечить более высокую точность выполнения топологии, обработку поверхностей звукопроводов с высокой чистотой и плоскостностью, высококачественное напыление пленок материалов с различными физико-химическими свойствами. Специфика устройств на ПАВ накладывает отпечаток на структуру операций практически всех этапов технологического процесса (рис. 4.1). Основным фактором, требующим высокой точности изготовления структур на ПАВ, является малая (от 4 до 1 км/с) скорость распространения акустических колебаний. В диапазоне частот 100 МГц-1 ГГц это приводит к субмикронным допускам на геометрию рисунка ВШП на базе до 200-300 мм, определяющей максимальную величину задержки.

Точность угловой привязки расположения преобразователей составляет единицы – десятки угловых минут, что обеспечивается тщательной юстировкой звукопровода. Повторяемость параметров устройств на ПАВ достигается применением прецизионных высокостабильных фотошаблонов. Это позволяет исключить их индивидуальную подгонку в пределах партии.

4.1. Изготовление звукопровода

Наиболее ответственные операции технологического цикла:

кристаллографическая ориентация (юстировка), распиловка, общая шлифовка кристалла, шлифовка и полировка рабочей плоскости, выходной контроль.

Выращенные по методу Чохральского були монокристаллов юстируются рентгенометрическим (точность ~ 1) или оптическим (точность ~ 1) способом. Менее точный оптический способ используется на этапе предварительной юстировки. Булирезают на пластины с помощью распиловочных станков с наружной или внутренней режущей кромкой алмазного круга. Все поверхности звукопровода шлифуются, причем для нерабочих поверхностей ограничиваются грубой шлифовкой. Для уменьшения уровня ложных сигналов объемных волн, распространяющихся с отражениями от граней звукопровода, производится рифление его нижней грани. Доводка рабочей поверхности содержит этапы тонкой шлифовки и полировки. Шлифованная поверхность не должна иметь выкрошенных участков, царапин. С помощью полировки получают поверхности со среднеквадратичной неравномерностью не более 3 нм при неплоскостности не более 0,1 мкм. Контроль линейных размеров осуществляется оптиметром, контроль степени химической очистки – методом смачивания (чувствительность 10^{-8} г/см²) и по краевому углу смачивания (чувствительность 10^{-9} г/см²).

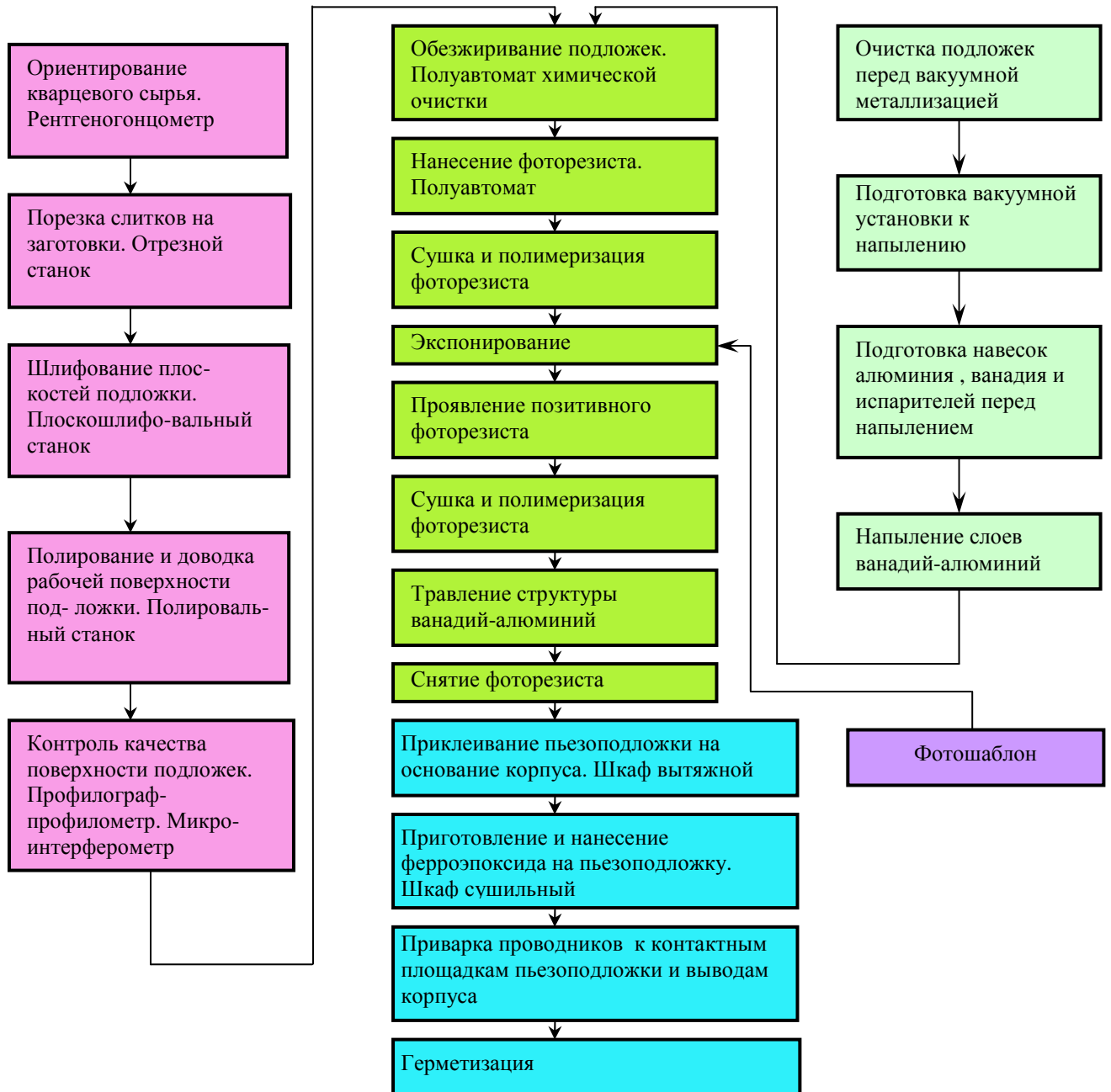


Рис. 4.1.

4.2. Технология изготовления прецизионных фотошаблонов.

Фотошаблоны должны иметь допуски на размер элементов в пределах долей микрона, минимальное количество дефектов и отвечать требованиям совмещаемости всех входящих в комплект фотошаблонов.

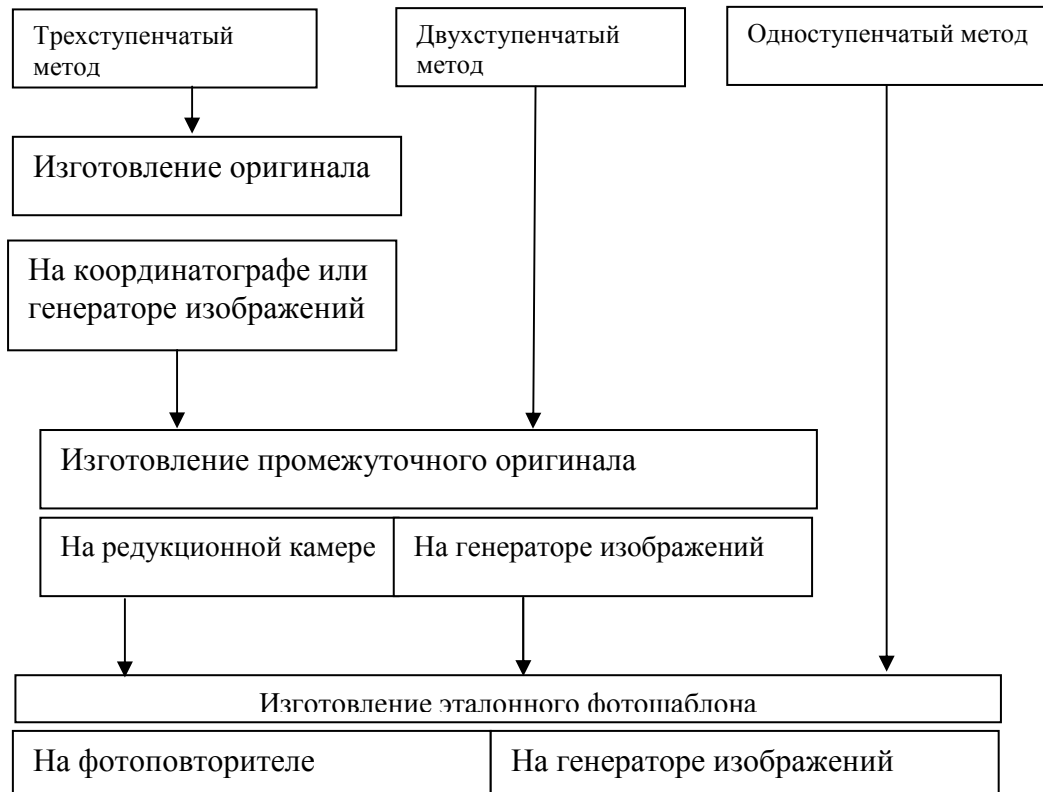


Рис. 4.2. Методы изготовления фотошаблонов

Наиболее трудоемким процессом получения фотошаблонов является изготовление эталонных фотошаблонов, с которых изготавливают рабочие копии. При этом необходимо учитывать износ самих эталонов, так как рабочие копии получают методом контактной литографии. В проекционной фотолитографии необходимость изготовления рабочих копий либо отпадает, либо значительно сокращается. При разработке и изготовлении акустоэлектронных приборов с рабочими частотами до 1 ГГц и выше размеры элементов устройств уменьшаются до десятых долей микрона. Поэтому пользуются принципиально новым методом изготовления фотошаблонов: электролитографией взамен традиционной оптической фотолитографии.

4.3. Трехступенчатая схема изготовления фотошаблонов.

Трехступенчатая схема изготовления фотошаблонов содержит три этапа (рис. 4.2).

Первый этап – изготовление оригинала. Для изготовления оригиналов применяют координатографы, позволяющие обеспечивать точности вырезания в пределах от-50 до 50 мкм. В настоящее время появились автоматические координатографы, работающие с перфоленты или управляемые от ЭВМ.

Второй этап – изготовление промежуточного оригинала, являющегося уменьшенной копией оригинала, выполненной на фотопластинах с высокой разрешающей способностью. Промежуточный оригинал хромируют или выполняют на цветных стеклах. При репродукции оригинал необходимо уменьшить до размеров, ограниченных рабочим полем оптики, применяемой при мультиплицировании.

Третий этап – мультипликация. Для мультипликации наиболее широко применяются специальные установки – фотоповторители. К системам механической мультипликации относятся шаговые фотоповторители, основанные на последовательной фотопечати единичных изображений на светочувствительный слой, перемещаемый с помощью прецизионно – двухкоординатного стола. Фотоповторители по числу проекционных систем, расположенных над координатным столом, подразделяются на одно- и многопозиционные.

В настоящее время наиболее распространены оптико – механические системы мультипликации. Для повышения производительности процесса мультипликации и повышения совмещаемости комплекта фотошаблонов используют многопозиционные фотоповторители.

Независимо от конструктивного варианта фотоповторители имеют однотипные устройства и узлы: прецизионный координатный стол, контрольную систему точных перемещений координатного стола, проекционную оптическую систему с осветительным устройством, систему управления. Процессы в трехступенчатой схеме достаточно отработаны и

доступны. Они позволяют создавать поверхностные структуры с минимальными размерами элементов до 2 мкм.

4.4. Двухступенчатая схема изготовления фотошаблонов.

Технологическая схема изготовления фотошаблонов состоит из двух этапов – изготовления оригинала и мультиплицирования. По мере развития технологии изготовления микросхем с высокой степенью интеграции возникла необходимость устранить операцию крупномасштабного вычерчивания оригинала фотошаблона микросхемы. Выпускаемое в настоящее время серийное оборудование позволяет изготавливать оригиналы, увеличенные в 10 раз по сравнению с окончательными размерами схемы, обеспечивающие необходимую точность и высокий процент выхода годных приборов.

Для контроля перемещений координатного столика используются системы с дифракционной решеткой при непосредственном отсчете штрихов, с отсчетом муаровых полос и с лазерным интерферометром. В отсчетных установках серии ЭМ-519Б, ЭМ-549 применены датчики на дифракционных решетках с оригинальным сочетанием из прозрачной и отражательной решеток. Фотошаблоны, изготовленные на установках подобного типа, имеют точность совмещения до $\pm 0,5$ мкм. В установках ЭМ-519Б, ЭМ-549 применены координатные столы на аэродинамических направляющих с использованием бестрансмиссионного привода на двигателях с прямолинейным движением. Это позволило получить точность отсчета, не зависящую от колебаний давления и влажности среды; компенсацию температурных погрешностей за счет выбора материала подложки фотошаблонов с таким же температурным коэффициентом линейного расширения, как и у материала дифракционных решеток; погрешности дифракционных решеток, обусловлены изготовлением, также не являются серьезным препятствием для достижения высокой точности измерений, поскольку они, во-первых, невелики (доли мкм), во-вторых, стабильные по времени, следовательно, могут быть скорректированы.

Двухступенчатая схема изготовления фотошаблонов в настоящее время в

производстве фотошаблонов вытесняет трехступенчатую.

4.5. Одноступенчатая схема изготовления фотошаблонов

Минимальные размеры с одновременным снижением затрат может обеспечить одноступенчатый технологический процесс, для осуществления которого применяется сканирующая электронно-лучевая установка.

Основная трудность электронолитографии при изготовлении комплекта фотошаблонов заключается в воспроизведении с высокой точностью не только размеров элементов, но и их взаимного расположения. Это связано прежде всего со стабилизацией источников питания. Для обеспечения точности системы установления положения изображения более чем $\pm 0,1$ мкм требуется стабилизировать питающие напряжения не хуже 10^{-6} В за все время работы по изготовлению комплекта. Необходимо исключить также наведенные магнитные поля.

Несмотря на большую сложность процесса и дорогостоящее оборудование, электронолитография очень выгодна для изготовления фотошаблонов. Для изготовления фотошаблонов применяются электронно-лучевые методы.

Метод телекопира. Фотошаблон, выполненный на фотопленке, помещают между электронно-лучевой трубкой и фотоэлектронным умножителем. Рисунок копируют с помощью уменьшенного объективом светового пятна ЭЛТ. Получаемое изображение фотошаблона преобразуется в модулированный электрический сигнал, который используется для управления электродами электронной пушки в электронно-лучевой установке. Поскольку сканирование фотошаблона с помощью ЭЛТ синхронизировано с магнитной системой отклонения электронной пушки, то рисунок фотошаблона можно перенести в уменьшенном масштабе на экспонированную пластину. Для получения высокой разрешающей способности необходимо применять устройство с малой скоростью сканирования. Число линий сканирования фотошаблона ограничивается разрешающей способностью ЭЛТ – не более 100

лин/мм, что на два порядка ниже, чем можно получить с помощью электронного луча в самой установке.

Метод управления электронным пучком непосредственно от ЭВМ. Поскольку при этом не требуется маска, то число линий сканирования ограничивается только увеличением размера пучка в углах поля сканирования и точностью отклонения и перемещению луча. Если число линий сканирования ограничить 2000 (типичное значение), то при минимальном диаметре луча 1 мкм поле сканирования составит 2 на 2 мм.

Возможны два способа сканирования:

1. По всему растру, как в ЭЛТ, причем электронный пучок обегает всю площадь сканирования, включаясь только в тех местах, которые должны подвергнуться экспонированию;

2. Перемещение луча и экспонирование не по всему растру, а только в тех местах, где необходимо получить рисунок.

Второй способ более производителен, хотя и ограничен по точности, так как требует отсутствия гистерезиса у управляющей системы.

Производительность способа экспонирования является важным параметром. Из-за aberrаций электронного пучка при его отклонении от центрального положения обычно ограничиваются участком для экспонирования 2 на 2 мм. Для экспонирования пластины площадью 2000 мм² необходимы сотни перемещений столика с экспонируемой подложкой.

Применение однолучевых установок для экспонирования экономически целесообразно для изготовления фотошаблонов как в масштабе 1 : 1 в уже мультиплицированном виде. Так и для относительно быстрого изготовления точных промежуточных металлизированных фотошаблонов для последующей мультипликации с уменьшением на обычном проекционном фотоповторителе.

Электронно-лучевая система совмещения и экспонирования ZBA20 производства ГДР позволяет обрабатывать пластины диаметром до 152 мм и изготавливать шаблоны до 178 x 178 мм с максимальной разрешающей способностью 0,2 мкм и точностью совмещения лучше, чем $\pm 0,15$ мкм.

Минимальная скорость перемещения предметного стола составляет 25 мм/с, а разрешающая способность интерферометрического устройства, служащего для определения положения, - 0,02 мкм.

Методы электронно-лучевого экспонирования позволяют комбинировать или соединять рисунки на каждой стадии мультиплицирования, что невозможно достигнуть при экспонировании светом. В этом случае максимальная ошибка рисунка составляет 1 мкм.

4.6. Методы напыления материалов на акустические подложки

К пленочным металлическим слоям устройств на ПАВ предъявляются следующие требования: малая толщина (0,1-0,5) мкм, равномерность слоя, высокая адгезия к поверхности подложек, минимальное электрическое сопротивление, однородный фазовый состав, мелкозернистая структура. Наиболее распространенными материалами, используемыми для металлизации рабочей поверхности звукопровода, являются алюминий, медь и золото. Повышенные требования к адгезии металлических пленок, к акустоэлектронным подложкам требуют нанесения адгезионного подслоя. Встречно-штырьевые преобразователи, изготовленные из алюминия с подслоем ванадия, успешно работают на звукопроводах из кварца, ниобата лития, горячепрессованной пьезокерамики. Тонкие пленки из меди или золота с подслоем хрома хорошо сочетаются с германатом висмута. Получила распространение технология нанесения проводящих пленок без использования подслоя – за счет предварительной обработки поверхности акустоэлектронной подложки в плазменном разряде.

Основные методы, используемые при напылении материалов, - это термическое испарение и ионно-плазменное распыление. Термическое испарение осуществляется либо за счет резистивного, либо за счет электронно-лучевого нагрева испаряемого материала. Перспективным методом следует считать осаждение пленок, стимулированное плазмой, или так называемое ионно-плазменное распыление. Наиболее распространенные и освоенные в

тонкопленочной технологии диодные системы ионного распыления характеризуются рядом недостатков, основными из которых являются: низкие скорости осаждения пленок (до 2-10 Å/с); бомбардировка подложек высокоэнергетическими вторичными электронами (до 3-5 кэВ); сравнительно высокое давление рабочих газов в процессе распыления.

Магнетронное распыление как развитие диодной системы ионного распыления лишено перечисленных недостатков. Физической основой принципа действия магнетронного распылительного устройства является разновидность классического, самостоятельного аномального тлеющего заряда в разряженном газе. Отличительная особенность магнетронных распылительных устройств – наличие кольцеобразной замкнутой зоны скрещенных неоднородных электрических и магнитных полей, локализирующих разрядную плазму в прикатодной области. Схема типичной конструкции планарного магнетрона показана на рис.4. Принцип действия магнетронного распыления заключается в следующем. При подаче потенциала между катодом 19 (находится под напряжением 300-1000 В) и анодом 10 (находится под потенциалом земли либо некоторым напряжением смещения – 30 – 100 В) образуется зона со скрещенным неоднородным электромагнитным полем. Появившиеся в этой зоне электроны совершают сложные движения под действием скрещенных полей, участвуя в многократных жестких (ионизирующих) столкновениях с молекулами газа. В результате этого над поверхностью катода возникает торообразная зона плазмы 5. геометрия плазменного образования определяется формой неоднородного магнитного поля над поверхностью катода.

Положительные ионы, образующиеся в разряде, ускоряются в направлении катода, бомбардируют его поверхность в зоне эрозии 8, выбивая из нее частицы материала. Покидающие поверхность мишени частицы осаждаются в виде пленки 7 на подложке 6, а также частично рассеиваются на молекулах остаточных газов и осаждаются на стенках рабочей камеры.

При бомбардировке поверхности мишени ионами проявляются в

основном два эффекта: вторичная электронная эмиссия и ионное (катодное) распыление материала мишени. Вторичная эмиссия служит для поддержания разряда, а распыленные частицы формируют пленочный осадок на подложках. Такое устройство позволяет, в отличие от обычного диодного распылительного устройства, получать высокую плотность ионного тока, а значит, и высокие скорости распыления при относительно низких давлениях.

Этим методом успешно наносят многослойные покрытия типа Cr-Au, Cr-Cu, Cr-Cu-Al, Ti-Al, NiCr-Au-Cu.

4.7. Особенности фотолитографических процессов при изготовлении акустоэлектронных устройств.

Особенностью изготовления планарных устройств на ПАВ является необходимость получения длинных тонких линий – штырей преобразователя. При этом длина штыря должна быть не менее $(40-50)\lambda$, т.е. отношение длины штыря к его ширине может приближаться к 200. Этот факт вызывает значительные сложности в технологии изготовления устройств такого вида методом фотолитографии, так как при большой длине и малой ширине штырей увеличивается вероятность разрыва и ухода их линейных размеров от заданных на каждом этапе выполнения процесса.

От качества фоторезистивной пленки во многом зависит качество изображения структуры: четкость края, отсутствие невытравленных участков, количество проколов и др. Поэтому к операции нанесения фоторезистора предъявляются исключительно жесткие требования как по чистоте среды (не более 5 пылинок на 1 л воздуха) и отсутствию механических загрязнений в растворе фоторезистора, так и по созданию условий хорошей адгезии фоторезистивной пленки к подложке при высокой равномерности по толщине (1-5%).

Для нанесения фоторезиста используют метод центрифугирования. Более высокой однородности пленки достигают методом вытягивания из фоторезиста. Одной из самых важных операций фотолитографии является

совмещение подложки (звукопровода) с фотошаблоном. Для СВЧ устройств на ПАВ угол разориентации фотошаблона и подложки должен составлять не более $0,1^{\circ}$, так как может измениться скорость распространения ПАВ на поверхности звукопровода, что в конечном счете приведет к изменению выходных характеристик устройства.

Установки, используемые для совмещения. Делятся на два класса: установки контактного и проекционного (бесконтактного) совмещения. В установках контактного совмещения экспонирование производится при плотном контакте фотошаблона. Для обеспечения надежного контакта используются механический и вакуумный режимы. В установках проекционного совмещения изображение с фотошаблона проецируется на подложку с помощью оптической системы. В промышленных условиях с помощью контактной фотолитографии можно получить линии шириной не менее 3 мкм. Контактная печать может обеспечить и значительно более узкие линии шириной порядка 1 мкм, но для этого необходимо устранять дифракционные эффекты, ликвидируя зазор между фотошаблоном и подложкой, нанося равномерные пленки фоторезиста, удаляя пыль и микронеровности, приводя обе контактируемые поверхности в оптический контакт.

Травление является завершающей стадией технологического процесса формирования элементов схем и оказывает решающее влияние на электрические и радиотехнические параметры и выход годных изделий.

Особенностью акустоэлектронных приборов является непосредственная зависимость частотной характеристики от точности изготовления топологии. Технология жидкостного химического травления не позволяет добиться требуемой точности при размерах элементов менее 3 мкм. К процессу травления предъявляются следующие требования:

- минимальные искажения геометрических размеров структур;
- полное удаление материала на участках, не защищенных фоторезистом;
- возможность управления процессом;

высокая селективность травителя.

Качество травления во многом определяется качеством защитной маски, ее адгезией к подложке, микроструктурой пленки, ее равномерностью по толщине и однородностью фазового состава. Очень важно в процессе травления точно определить его окончание. Однако вследствие разброса характеристик пленок время травления может колебаться. При этом передержка в травителе приводит к растравливанию штырей и их разрывам, а недодержка – к невытравленным участкам алюминия и в конечном счете к коротким замыканиям штырей, что недопустимо.

Для избирательного травления пленок при формировании структуры ВШП с шириной штырей 10-20 мкм применяется химическое травление.

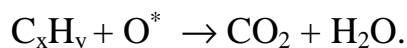
Появление методов обработки элементов с использованием плазмы значительно расширяет границы применимости фотолитографии. Химическая реакционная способность плазмы используется для травления, очистки материалов, удаления фоторезиста и др. Удаление фоторезиста плазмохимическим методом имеет ряд преимуществ перед химическим: удаление происходит вне зависимости от предварительной обработки фоторезиста; удаление возможно при неглубоком вакууме в среде кислорода, отсутствует необходимость удаления большого количества побочных продуктов; появление возможности полной или частичной автоматизации процесса; снижение трудоемкости операции в 5-6 раз.

Плазмохимический метод основан на использовании тлеющего разряда в реакционной газовой камере (рис.5). При электрическом разряде в газе происходит взаимодействие молекулы вещества с энергетическими электронами, вызывающее протекание химических реакций $A + e^{-} \rightarrow A^{*} + e^{-}$, где e^{-} – энергетический элемент; A , A^{*} - исходная и возбужденная молекулы вещества.

Основной возбуждающий элемент плазмы – атомарный кислород образуется в результате воздействия ВЧ-напряжения частотой 13,56 МГц.

Разложение фоторезиста происходит под действием атомарного

кислорода по следующей реакции:



Скорость окислительной реакции фоторезиста в плазме зависит от мощности разряда, концентрации газа (O_2) и температуры подложки. Кинетика нагрева подложек, находящихся в камере, определяется воздействием на их поверхность плазмы с высокой энергией. Нагреву также способствуют малая теплопроводность среды при низких давлениях (0,133 – 400 Па) и поверхностные токи Фуко. Подложки, находящиеся в реакционной камере, могут нагреваться до температуры 600 °С.

4.8. Сборка и монтаж устройств на ПАВ

Сборка и монтаж устройств на ПАВ делятся на несколько этапов: присоединение пьезоэлектрической подложки с нанесенной структурой к основанию корпуса или к ситалловой подложке; электрическое соединение между контактными площадками, расположенными на пьезоподложке, и контактными площадками ситалловой подложки или выводами корпуса; нанесение на края пьезоподложки поглотителей ПАВ; герметизация устройства или защита и экранирование пьезоподложки металлической крышкой.

Присоединяются проводники к контактными площадкам микросваркой. Трудности создания подобного рода сварных соединений заключаются в следующем: малая толщина металлических пленок, нанесенных на хрупкие подложки, большая разница в толщинах соединяемых элементов (золотые проводники диаметром 40 мкм и пленки толщиной 0,2 – 0,5 мкм), большое различие в физических свойствах свариваемых материалов.

Методика закрепления пьезокристаллической подложки в корпусе предусматривает покрытие ее нижней поверхности равномерным слоем клея толщиной приблизительно 1 мм и установку по месту, после чего к подложке прикладывается небольшое распределенное давление до тех пор, пока между ее нижней поверхностью и корпусом не останется амортизационный слой клея толщиной 0,6 мм, служащий также для уменьшения уровня сигнала,

обусловленного возбуждением и приемом объемных волн. Основными причинами выхода из строя в процессе эксплуатации приборов на ПАВ являются: разрушение пьезокристаллической подложки, нарушение целостности элементов крепления (чаще всего сварных соединений) или возникновение в них остаточных деформаций, возникновение механических повреждений и структурных изменений в поверхностном слое пьезоподложки.

Наиболее часто устройства на ПАВ герметизируют в металлоглазанных корпусах, подобных корпусам гибридных или монокристаллических микросхем.

По сравнению с интегральными микросхемами устройства на ПАВ характеризуются более высокой надежностью, что определяется,

во – первых, небольшим количеством типовых технологических операций, непрерывностью и замкнутостью процесса изготовления;

во – вторых, относительно небольшим количеством контактных соединений по сравнению, например, со схемами на полупроводниковых приборах; и,

в – третьих, отсутствием каких – либо активных элементов в конструкциях

Список литературы

1. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теория упругости. – М.: Наука, 1965.- 202 с.
2. Ю.И. Сиротин, М.П. Шаскольская. Основы кристаллофизики.–М.: Наука, 1975.- 640 с.
3. Балакирев М.К., Гишинский И.М. Волны в пьезокристаллах. – Новосибирск: Наука, 1982. – 240 с.
4. Яковкин И.Б., Петров Д.В. Дифракция света на акустических поверхностных волнах. / Новосибирск, Наука, 1979, 184 с.
5. R.M. White and F.W. Voltmer. Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves // Appl. Phys. Lett. 1965, V. 17, P. 314-316.

6. Фильтры на поверхностных акустических волнах (расчёт, технология и применение). Пер. с англ./ Под ред. Г. Мэтьюза - М.: Радио и связь, 1981.- 472 с.
7. Поверхностные акустические волны. Пер. с англ. / Под ред. А.Олинера. - М.: Мир, 1981. - 390 с.
8. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностные акустических волнах: Пер. с англ. / М.: Радио и связь, 1990. - 416 с.
9. Бондаренко В.С., Орлов В.С. Фильтры на поверхностных акустических волнах. – М.: Радио и связь, 1984. – 272с.
10. Серебренников Л.Я., Шандаров В.М., Шандаров С.М. Широкополосное возбуждение упругих поверхностных волн СВЧ диапазона торцевым преобразователем.// Письма в ЖТФ, 1979 - том 5. вып.5, с. 288-290.

Учебное пособие

Н.И. Буримов, С.М. Шандаров, Л.Я. Серебренников

Акустоэлектронные приборы и устройства

Усл. печ. л. Препринт
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники
634050, г.Томск, пр.Ленина, 40