

**НАУЧНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ЦЕНТР
УНИКАЛЬНОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ РАН**

Краткий курс.

**ОСНОВЫ АКУСТОЭЛЕКТРОНИКИ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ
АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ.**

- I. Поверхностные акустические волны.
- II. Возбуждение ПАВ.
- III. Распространение ПАВ.
- IV. Акустоэлектрический эффект.
- V. Нелинейное акустоэлектронное взаимодействие.
- VI. Фильтры на ПАВ.
- VII. Многополосковый ответвитель и устройства на его основе.

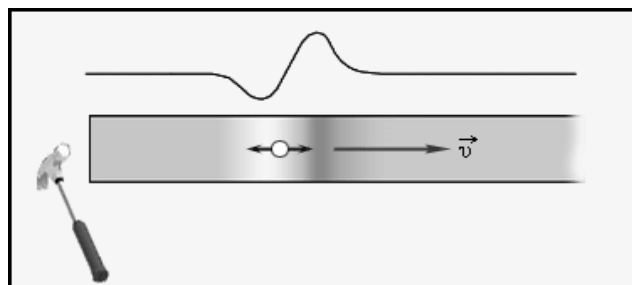


1. ПОВЕРХНОСТНЫЕ АКУСТИЧЕСКИЕ ВОЛНЫ.

В отличие от электромагнитных колебаний, для существования которых не требуется среда, акустические волны распространяются в средах, обладающих упругими свойствами. Мы разговариваем, т.е. передаем и принимаем информацию на расстоянии при помощи упругих колебаний воздушной среды. И эти колебания мы называем акустическими или звуковыми волнами. Точно так же упругие колебания могут распространяться в твердом теле.

Наиболее просто возбудить акустическую волну, если молоточком с какой-то частотой ударять по торцу брусочка. При этом в объеме будет распространяться периодическое упругое возмущение, т.е. акустическая волна.

Если же мы будем «неправильно» ударять – не по торцу, а по краю, ребру брусочка, то и в этом случае возбуждятся упругие колебания. Однако, атомы твердого тела, расположенные у поверхности, упруго связаны с атомами вглубь тела, а вне него взаимодействуют с воздухом. Следовательно, приповерхностным атомам колебаться легче, чем атомам внутри тела (окруженным со всех сторон). И так как любая система стремится к минимуму энергии, то упругие колебания будут прижиматься к поверхности, т.е. мы получим акустическую волну, распространяющуюся в приповерхностном слое, которая называется поверхностной акустической волной (ПАВ).



Встает вопрос: Какой толщины этот приповерхностный слой? Очень грубо его можно оценить следующим образом. Пусть волна «симметрична», т.е. ее

размах по амплитуде равен длине волны. В этом случае поверхностные атомы совершают колебания вверх-вниз с размахом в половину длины волны. Следующий связанный с ним слой совершает такие же колебания. Поэтому вероятна ситуация, когда атом второго слоя оказывается в верхней точке, а атом первого слоя в нижней. Т.е. атомы второго слоя, толщиной в половину длины волны, можно считать «как бы поверхностными». Для следующего слоя такая ситуация невозможна, атомы данного слоя всегда окружены со всех сторон – являются внутриобъемными. Следовательно, общая толщина слоя атомов, которые могут испытывать более легкие условия при распространении ПАВ, равна длине волны. Именно в этом слое сосредоточена основная часть энергии волны.

Для того чтобы математически описать ПАВ достаточно подставить в уравнение второго закона Ньютона формулу для закона Гука. Однако, специфика твердого тела, для которого характерна анизотропия механических свойств, требует тензорной записи этих законов.

Для второго закона Ньютона ($F = ma$) имеем:

$$\frac{\partial \sigma_{ik}}{\partial x_k} = \rho \frac{\partial^2 U_i}{\partial t^2} \quad (1.1)$$

Где ρ – плотность (масса единичного объема), U_i – его смещение в i -том направлении под действием ПАВ (ось x_i), $\frac{\partial^2 U_i}{\partial t^2}$ - его ускорение. Роль силы, действующей на рассматриваемый объем, играет сумма производных механических напряжений σ_{ik} вдоль выбранного i -го направления.

Закон Гука выражает линейную связь между механическим напряжением и относительной деформацией. Последняя описывается тензором деформаций:

$$U_{em} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial U_e}{\partial x_m} + \frac{\partial U_m}{\partial x_e} \right).$$

$$\text{Следовательно, } \sigma_{ik} = C_{ikem} U_{em} \quad (1.2)$$

где C_{ikem} – тензор модулей упругости.

Подставляя (1.2) в (1.1) получим уравнение движения, связывающее вторые производные смещения частиц от положений равновесия по времени и координате:

$$\rho \frac{\partial^2 U_i}{\partial t^2} = C_{ikem} \frac{\partial U_{em}}{\partial x_k} \quad (1.3)$$

Далее для ПАВ надо решить уравнение движения с граничными условиями:

$$\sigma_{xz} = \sigma_{yz} = \sigma_{zz} = 0, \quad (1.4)$$

которые выражают отсутствие на свободной поверхности механических напряжений.

В общем случае решение этой задачи приводит к большим математическим трудностям. Рассмотрим простейшее решение для изотропной среды, однако, отражающее все основные свойства ПАВ. В этом случае уравнение движения можно записать в виде:

$$\frac{\partial^2 U}{\partial t^2} - V_s^2 \Delta U = 0 \quad (1.5)$$

где U – какая-нибудь компонента вектора смещения, V_s – скорость ПАВ ($V_s = \sqrt{C/\rho}$).

Будем искать решение в виде плоской волны, распространяющейся вдоль оси x (оси x , y лежат на поверхности, а ось z – перпендикулярна к ней):

$$U = f(z) e^{i(qx - \omega t)},$$

где q – волновой вектор ПАВ, ω – ее частота.

Подставляем в (1.5) и для $f(z)$ получаем уравнение

$$\frac{\partial^2 f}{\partial z^2} = (q^2 - \frac{\omega^2}{V_s^2})f \quad (1.6)$$

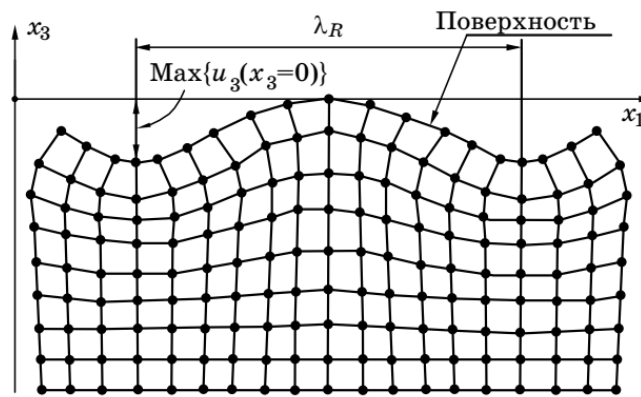
Из общего вида уравнения следует, что если $(q^2 - \omega^2/V_s^2) < 0$, то f будет периодической, т.е. существующей во всем объеме, а мы рассматриваем ПАВ. Поэтому $(q^2 - \omega^2/V_s^2) > 0$. Тогда для f получаем решение вида:

$$f(z) = - \exp(\pm z \sqrt{q^2 - \omega^2/V_s^2}) + \text{const} \quad (1.7)$$

Очевидно, что при $z < 0$ (вглубь тела) надо выбрать знак «+», т.к. деформация должна затухать. Следовательно:

$$U = \text{const } e^{i(qx - \omega t)} e^{\chi z}, \quad \chi = \sqrt{q^2 - \omega^2 / V_s^2} \quad (1.8)$$

Полный вектор деформаций U в волне является суммой всех его компонент. Используя граничные условия (1.4) и выражение для закона Гука (1.2) получим, что вектор деформации U лежит в плоскости, проведенной через направление распространения перпендикулярно поверхности.



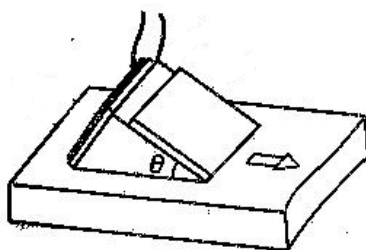
Вычисления компонент смещения дают:

$$\begin{aligned} U_x &= U_x^0(z) \cos(qx - \omega t) \\ U_y &= U_y^0(z) \sin(qx - \omega t) \end{aligned} \quad (1.9)$$

т.е. волна состоит из двух волн – продольной и поперечной, которые распространяются вдоль границы полупространства с одинаковыми скоростями и затухают с глубиной по экспоненциальному закону, причем затухание обеих компонент происходит на глубине порядка длины волны. Поскольку компоненты смещений U_x и U_y в волне сдвинуты по фазе на $\pi/2$ (1.9), траекториями движения частиц в волне являются эллипсы. Большая полуось эллипсов перпендикулярна границе полупространства, малая параллельна направлению распространения волны.

2. ВОЗБУЖДЕНИЕ ПАВ.

Очевидно, что предложенный ранее способ возбуждения ПАВ при помощи молоточка малоэффективен, хотя и возможен, если в качестве молоточка использовать клин с преобразователем объемных акустических волн. Эффективная трансформация объемной волны в ПАВ происходит при



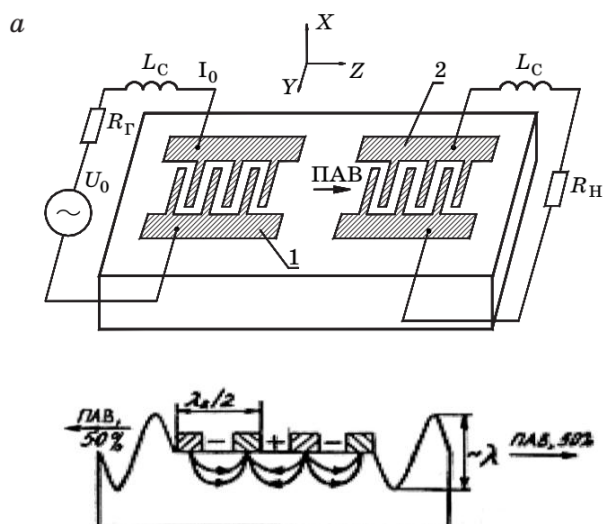
условии $\cos\theta = V/V_s$, где V – скорость объемной волны в клине с углом θ , V_s – скорость ПАВ.

Более эффективное возбуждение ПАВ можно осуществить в пьезоэлектрических материалах, используя явление пьезоэффекта. Это явление было обнаружено в 80-х годах XIX в. французскими учеными Пьером и Жаком Кюри. В ходе исследований они установили, что на поверхности кристаллов кварца при механическом воздействии появляются электрические заряды, причем величина заряда пропорциональна приложенному усилию. Явление электрической поляризации, обусловленное механической деформацией кристалла, получило название *прямого пьезоэлектрического эффекта*. Затем было предсказано и экспериментально подтверждено существование *обратного пьезоэлектрического эффекта* – появление механической деформации в кристалле под воздействием приложенного электрического поля.

Благодаря пьезоэффекту в пьезоэлектрических кристаллах распространение ПАВ (волн деформаций) сопровождается квазистатическим электрическим потенциалом. Это позволяет возбуждать волны, создавая электрическое поле в тонком поверхностном слое при помощи системы

электродов, нанесенных на поверхность. Наибольшее распространение (благодаря высокой эффективности) получила встречно-штыревая структура электродов.

Очевидно, что если симметрично расположить пары электродов на поверхности пьезоэлектрика так, чтобы волны, возбуждаемые каждой из пар, складывались в фазе, то эффективность возбуждения ПАВ резко возрастает. Наиболее просто это реализовать на практике, если использовать двухфазную решетку (т.е. электроды в виде двух вставленных друг в друга металлических гребенок) с пространственным периодом равным длине волны ПАВ в пьезоэлектрике. Такие структуры получили название встречно-штыревой преобразователь (ВШП).



Попробуем аналитически описать вид амплитудно-частотной характеристики ВШП. Для этого можно использовать ряд методов, наиболее простым из которых является метод δ -источников.

Основная идея этого метода заключается в том, что истинное электроупругое поле системы электродов ВШП заменяется полем элементарных независимых точечных источников, излучающих только ПАВ. Каждому источнику приписывается амплитуда, пропорциональная длине области перекрытия электродов, со знаком «+» или «-» в зависимости от направления электрического поля. Волны на выходе ВШП (импульсный отклик преобразователя) является суперпозицией плоских волн, созданных каждым

источником и следуемых с задержкой, пропорциональной координате источника. Следовательно, импульсную характеристику преобразователя можно представить в виде суммы:

$$h(t) = \sum_{n=1}^N (-1)^n A_n \delta(t - x_n/V_s) \quad (2.1)$$

где δ – дельта функция, N и A_n – число и амплитуда источников, $(-1)^n$ – коэффициент смены знака эл. поля между электродами, t – время.

Соотношение между временем выборки t_n и положением электрода x_n имеет вид: $x_n = V_s t_n$. В модели δ -источников точки x_n соответствуют середине n -го электрода.

Выполняя преобразование Фурье от (2.1), получим выражение для АЧХ преобразователя:

$$K(\omega) = \sum_n (-1)^n A_n \exp(-i\omega t_n) \quad (2.2)$$

Для ВШП с равномерной решеткой из N электродов $A_n = A_0 = \text{const}$, $t_n = n(2\omega_0)^{-1}$, $(-1)^n = e^{i\pi n}$. Выражение в правой части для АЧХ является геометрической прогрессией, и ее сумма может быть легко вычислена:

$$K(\omega) = A_0 N \frac{\sin[\pi N(\omega - \omega_0)/2\omega_0]}{\pi N(\omega - \omega_0)/2\omega_0} \quad (2.3)$$

т.е. имеет вид $\frac{\sin X}{X}$.

Первые нули АЧХ соответствуют частотам

$$\omega_{1,2} = \omega_0 \pm \frac{\omega_0}{N} \quad (2.4)$$

а относительная ширина полосы пропускания

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{2}{N} \quad (2.5)$$

т.е. обратно пропорциональна числу электродов.

Следует отметить, что основой любого устройства на ПАВ является пьезоэлектрик, в котором происходит возбуждение и распространение ПАВ. Поэтому характеристики этих материалов имеют определяющее значение.

Скорость распространения ПАВ является основным параметром и определяет границу верхних частот и габариты. Для расширения высокочастотного диапазона устройств на ПАВ необходимы материалы с высокой скоростью. Так, процессы фотолитографии позволяют создавать размеры элементов порядка микрон, следовательно, частота устройств на ниобате лития ($V_s = 3,510^5$ см/сек) может достигать до 900 МГц. Для расширения низкочастотного диапазона необходимы материалы с малой скоростью распространения, но при этом возрастают размеры. Например, размеры подложки из кварца ($V_s = 3,2 \cdot 10^5$ см/сек) для фильтра промежуточной частоты УКВ приемников на 10,7 МГц составляет $40 \times 15 \times 2$ мм³.

Следующий важный параметр материала – его пьезоэлектрические свойства, мерой которых является коэффициент электромеханической связи K^2 . Чтобы потери в ПАВ-устройстве были минимальными, необходимо выполнение условия:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} \leq \frac{2K}{\sqrt{\pi}} \quad (2,6)$$

Учитывая (2.5) можно сделать вывод, что для каждого пьезоэлектрика существует оптимальное число электродов при котором $\Delta\omega/\omega \sim K$:

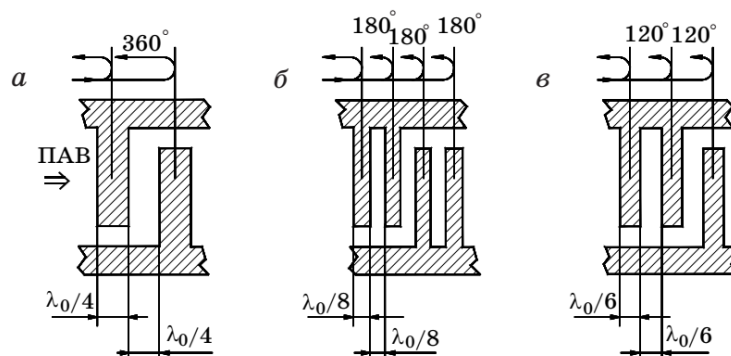
$$N_{opt} = \sqrt{\pi / K^2} \quad (2.7)$$

В качестве материала для электродов ВШП в большинстве случаев используют алюминий, нанесенный в виде пленки методом термовакуумного испарения. Толщина пленки колеблется от 0,08 до 0,3 мкм, причем для увеличения адгезии алюминия напыляют подслоя ванадия толщиной 5-30 нм.

Подавление отраженных волн в преобразователях.

При распространении ПАВ в электродной структуре преобразователя имеет место процесс отражения волны от каждого электрода. Наиболее заметные искажения частотной характеристики возникают при использовании материалов с большим коэффициентом электромеханической связи, таких как ниобат и танталат лития, и числе электродов ВШП более 20.

Обычный ВШП имеет два электрода на период (рис. а). Отраженные волны в такой структуре складываются в фазе. Наиболее распространенным типом ВШП, подавляющем паразитные переотражения, является ВШП с расщепленными электродами, имеющий четыре электрода на период. Каждый электрод такого ВШП имеет ширину вдвое меньше обычной (рис. б). Механизм компенсации основан на том факте, что отраженные от электродов волны попарно складываются в противофазе (рис. б).



В высокочастотных применениях, когда ширина электрода становится порядка или менее микрона, что вызывает сложности для бездефектного изготовления ВШП методом оптической фотолитографии, используют три электрода на период (рис. в). Такая структура ВШП также подавляет паразитные переотражения, поскольку в этом случае отраженные волны от трех соседних электродов дают суммарную амплитуду отраженной волны, равную нулю.

Следует иметь в виду, что полная компенсация отраженных волн имеет место лишь на центральной частоте. При отклонении частоты ПАВ от центральной меняется длина волны и, соответственно, фазовый набег, а значит, условие противофазности отраженных волн нарушается.

3. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ПАВ.

Давайте рассмотрим более общий случай, когда ПАВ распространяется в пьезополупроводнике или слоистой структуре пьезоэлектрик – полупроводниковая пленка. Будем считать, что полупроводник имеет только электронную проводимость, учитывать только пьезоэлектрическое

взаимодействие, использовать гидродинамическое описание ($ql \ll 1$, l – длина свободного пробега) и рассматривать случай «низких» частот ($\omega/2\pi \ll 10^{11}$ Гц). Значения величин в отсутствии волны будем отмечать индексом «0». Тогда, имеем

Выражение для плотности тока:

$$j = e\mu(E_0\tilde{n} + n_0\tilde{E}) \quad (3.1)$$

Уравнение непрерывности:

$$-e \frac{\partial \tilde{n}}{\partial t} + \frac{\partial j}{\partial x} = 0 \quad (3.2)$$

Уравнение Пуассона:

$$\frac{\partial \tilde{D}}{\partial x} = -4\pi e\tilde{n} \quad (3.3)$$

Два пьезоэлектрических соотношения:

$$\tilde{D} = \varepsilon\tilde{E} - 4\pi\beta U \quad (3.4)$$

$$\tilde{S} = CU + \beta\tilde{E} \quad (3.5)$$

где β – пьезоэлектрический модуль.

И, наконец, механическое уравнение движения среды:

$$\rho \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} = \frac{\partial^2 \tilde{S}}{\partial x^2} \quad (3.6)$$

Положим, что в структуре распространяется плоская волна с вещественным ω и комплексным q :

$$\sim \exp[i(qx - \omega t)] \quad (3.7)$$

Подставляя (3.7) в уравнения (3.1 - 3.6) получаем систему алгебраических уравнений:

$$-e\mu E_0\tilde{n} - e\mu n_0\tilde{E} + \tilde{j} = 0 \quad (3.8)$$

$$\omega\tilde{n} + q\tilde{j} = 0 \quad (3.9)$$

$$4\pi e\tilde{n} + iq\tilde{D} = 0 \quad (3.10)$$

$$-\varepsilon\tilde{E} + \tilde{D} + 4\pi\beta U = 0 \quad (3.11)$$

$$-\beta\tilde{E} + \tilde{S} - CU = 0 \quad (3.12)$$

$$q^2\tilde{S} - \rho\omega^2 U = 0 \quad (3.13)$$

Далее задача решается стандартным методом теории колебаний. А именно, условие существования ненулевых решений системы однородных линейных уравнений есть равенство нулю детерминанта коэффициентов этой системы. Это дает соотношение между ω и q , или закон дисперсии:

$$q = \chi(\omega) + i \frac{\alpha(\omega)}{2} \quad (3.15)$$

Подставляя в выражение для плоской волны, имеем:

$$U = U_0 \exp\{-\alpha x/2 + i(\chi x - \omega t)\} \quad (3.16)$$

Откуда для коэффициента затухания волны и скорости ее распространения имеем:

$$\alpha_s = \text{Im}(q); \quad V_s = \frac{\omega}{\chi} = \frac{\omega}{\text{Re}(q)} \quad (3.17)$$

Другой путь – это непосредственное решение системы уравнений.

Введем обозначение $\eta = 1 + \frac{q\mu E_0}{\omega}$ (3.18)

($V_d = -\mu E_0$ - дрейфовая скорость электронов).

Так как всегда $\alpha \ll \chi$ (относительное изменение амплитуды на пути в одну длину волны много меньше 1), то в (3.18) можно заменить q на χ и считать $\omega/q = V_s$. Тогда

$$\eta = 1 - \frac{V_d}{V_s} \quad (3.19)$$

Исключая \tilde{j} из (3.8) и (3.9) получим

$$\tilde{n} = -\frac{q\sigma_0}{e\omega\eta} \tilde{E} \quad (3.20)$$

где $\sigma_0 = e n_0 \mu$, а исключая \tilde{n} , найдем $\tilde{j} = \frac{\sigma_0}{\eta} \tilde{E}$ (3.21)

Далее, исключим из (3.10) и (3.11) \tilde{D}

$$\tilde{E} = i \frac{4\pi e}{\varepsilon} \frac{\omega\tau_m\eta}{\omega\tau_m\eta + i} U \quad (3.22)$$

где $\tau_m = \frac{\varepsilon}{4\pi\sigma_0}$ - Максвелловское время релаксации.

Исключаем из (3.12) и (3.13) \tilde{S} имеем:

$$(\rho\omega^2 - q^2 C)U - q^2 \beta \tilde{E} = 0 \quad (3.23)$$

Выражая \tilde{E} через U по (3.22) получим

$$U \left\{ \rho\omega^2 - q^2 C \left[1 + K^2 \frac{\omega\tau_m\eta}{\omega\tau_m\eta + i} \right] \right\} = 0$$

где $K^2 = \frac{4\pi\beta^2}{\varepsilon C}$ - квадрат константы электромеханической связи.

Отсюда следует, что выражение в фигурных скобках равно нулю.

Следовательно:

$$q^2 = \frac{\rho\omega^2}{C} \frac{1}{1 + K^2 \frac{\omega\tau_m\eta}{\omega\tau_m\eta + i}} \quad (3.24)$$

Так как $K^2 \ll 1$, то $q^2 \approx \frac{\rho\omega^2}{C} \left\{ 1 - K^2 \frac{\omega\tau_m\eta}{\omega\tau_m\eta + i} \right\} \approx$

$$\approx \frac{\rho\omega^2}{C} \left\{ 1 - K^2 \frac{2(\omega\tau_m\eta)^2}{(\omega\tau_m\eta)^2 + 1} + K^2 i \frac{\omega\tau_m\eta}{(\omega\tau_m\eta)^2 + 1} \right\}$$

Следовательно

$$q \approx \omega \sqrt{\frac{\rho}{C}} \left\{ 1 - \frac{K^2}{2} \frac{(\omega\tau_m\eta)^2}{(\omega\tau_m\eta)^2 + 1} + i \frac{K^2}{2} \frac{\omega\tau_m\eta}{(\omega\tau_m\eta)^2 + 1} \right\}$$

Тогда из (3.17) получим для коэффициента затухания:

$$\alpha = \frac{K^2}{2} \frac{\omega}{V_s} \frac{\omega\tau_m\eta}{(\omega\tau_m\eta)^2 + 1} \quad (3.25)$$

а фазовая скорость ПАВ оказывается равной:

$$V = V_s \left\{ 1 + \frac{K^2}{2} \frac{(\omega\tau_m\eta)^2}{(\omega\tau_m\eta)^2 + 1} \right\} \quad (3.26)$$

Из (3.25) следует интересная особенность в поведении затухания при приложении внешнего электрического поля. Когда электроны и ПАВ движутся в одном направлении и $V_d > V_s$, η меняет знак и становится отрицательным. Это означает, что ПАВ не затухает, а усиливается сверхзвуковым дрейфом электронов.

Физическая картина описанного выше явления заключается в следующем. ПАВ в пьезополупроводнике или слоистой структуре сопровождается возникающим за счет пьезоэффекта электрическим полем,

которое воздействует на носители заряда. Периодический электрический потенциал, сопровождающий ПАВ, будет вызывать группировку электронов проводимости, приводя к возникновению волны электронной плотности. В результате само электрическое поле вблизи поверхности изменяется и, следовательно, изменяются условия распространения ПАВ. Если максимумы электронной концентрации будут отставать от минимумов электрического потенциала волны, то ПАВ будет в среднем затрачивать свою энергию на перемещение электронов, т.е. затухать. Если создать в полупроводнике дрейф электронов со скоростью, превышающей скорость ПАВ, то максимумы электронной концентрации будут опережать минимумы потенциала и при торможении отдавать свою энергию волне.

Однако, использование этого эффекта для усиления радиосигналов малоэффективно. Это связано с тем, что сначала надо преобразовать радиосигнал в ПАВ и после усиления еще раз преобразовать уже ПАВ в радиосигнал. Естественно это двойное преобразование происходит с потерями, которые необходимо дополнительно скомпенсировать. Поэтому на практике рассмотренное явление используется не для усиления радиосигналов, а для усиления непосредственно ПАВ.

4. АКУСТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ЭФФЕКТ.

Акустоэлектрическим эффектом называется явление увлечения свободных носителей заряда акустической волной.

Рассмотрим, как происходит увлечение электронов ПАВ в пьезополупроводнике. Выделим в приповерхностном слое бесконечно тонкий слой dx , перпендикулярный направлению распространения ПАВ, имеющий площадь S . Тогда энергия, передаваемая в единицу времени от волны к электронам есть:

$$\alpha W dx S \quad (4.1)$$

а интенсивность ПАВ в точке x ;

$$W = W_0 \exp(-2\alpha x) \quad (4.2)$$

где W_0 – начальная интенсивность. Число электронов в слое dx равно $n_0 dx S$, таким образом, на один электрон приходится энергия $\alpha W/n_0$.

Если образец разомкнут, то электроны, увлекаемые ПАВ, создают избыточный отрицательный заряд у одного из торцов образца, а другой торец заряжается положительно. Следовательно, в приповерхностном слое в стационарном режиме возникает электрическое поле, которое создает ток, направленный навстречу акустоэлектрическому. Поскольку суммарный ток в разомкнутом образце равен нулю, то эти парциальные токи в точности равны друг другу.

Работа постоянного электрического поля по перемещению электрона в единицу времени равна eEV_s , приравнивая ее к $\alpha W/n_0$ получим:

$$E = 2\alpha W/en_0 V_s \quad (4.3)$$

Это поле E численно равно напряженности поля сторонних сил акустоэлектрической природы $E_{аз}$. Соответственно, для продольной акусто-ЭДС имеем:

$$U_{аз} = \int_0^L E_{аз} dx = \frac{2\alpha W_0}{en_0 V_s} \int_0^L \exp(-2\alpha x) dx = \frac{W_0}{en_0 V_s} (1 - e^{-2\alpha L}) \quad (4.4)$$

где L – расстояние между контактами.

Следует отметить, что в отличие от случая объемных акустических волн для ПАВ увлечение электронов оказывается неодинаковым по толщине образца. ПАВ действует наподобие ветра, увлекая в основном те электроны, которые находятся вблизи поверхности, по которой распространяется ПАВ. Следовательно, появляется возможность в случае толстого полупроводника возникновения перпендикулярного к направлению движения ПАВ акустоэлектрического тока.

Как следует из формулы (4.4) величина акусто-ЭДС зависит от начальной интенсивности ПАВ. Значит если на входной ВШП подать амплитудно-модулированный радиосигнал, то возбуждаемая ПАВ будет модулированной по амплитуде и, следовательно, на выходе будем иметь

переменную акусто-ЭДС с частотой модуляции. Происходит практически 100%-ая демодуляция входного радиосигнала.

Интересен в этой связи тот факт, что демодуляция происходит и в случае, если радиосигнал модулирован по частоте. То есть одну и ту же структуру можно использовать в качестве эффективного линейного демодулятора как амплитудно, так и частотно модулированных радиосигналов.

5. НЕЛИНЕЙНОЕ АКУСТОЭЛЕКТРОННОЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ.

Разговор следует начать с того, что успехи в разработке и производстве новых высокоэффективных материалов для акустоэлектроники дали возможность увеличить интенсивность ПАВ в устройствах. Повышение плотности упругой энергии привело к тому, что при распространении ПАВ стали заметны нелинейные эффекты, вызывающие генерацию гармоник, искажение формы и спектра сигналов в линейных устройствах. В то же время эти эффекты можно с успехом использовать для создания различных нелинейных акустоэлектронных устройств. Одним из таких устройств является конвольвер, который позволяет производить операцию свертки сигналов.

В случае, когда в качестве переменной служит время, математическое преобразование свертки состоит в вычислении интеграла по времени от произведения двух функций:

$$U_{св}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(\tau)G(t - \tau)d\tau \quad (5.1)$$

Физически, при распространении ПАВ навстречу друг другу время задержки между ними автоматически меняется от $L/2V_s$ до нуля, когда волны проходят друг сквозь друга. Если при этом нелинейное взаимодействие встречных волн позволяет получать произведение волн (сигналов), а распределенная вдоль направления распространения ПАВ система

регистрации его проинтегрировать, то такое устройство, по существу, будет производить операцию свертки.

Для того чтобы колебания частиц твердого тела приводили к макроскопическому эффекту взаимодействия двух волн с частотами ω_1 и ω_2 и волновыми векторами q_1 и q_2 необходимо, чтобы возбуждения в отдельных точках области взаимодействия возникали в соответствующих фазах, т.е. чтобы имелось согласование колебаний отдельных частиц во времени и пространстве – синхронизм.

В квантовой акустике колебания частиц твердого тела принято интерпретировать как существование квазичастицы – фонона, а взаимодействие акустических волн как фонон-фононное взаимодействие. При таком взаимодействии должны выполняться законы сохранения их энергий и импульсов. Следовательно, если при фонон-фононном взаимодействии возникает новая частица, т.е. генерируется волна с частотой ω_3 и волновым вектором q_3 , то должны выполняться условия:

$$\begin{aligned} \hbar\omega_1 \pm \hbar\omega_2 &= \hbar\omega_3 \\ \hbar \vec{q}_1 \pm \hbar \vec{q}_2 &= \hbar \vec{q}_3 \end{aligned} \quad (5.2)$$

где \hbar – постоянная Планка, отсюда для условий синхронизма имеем:

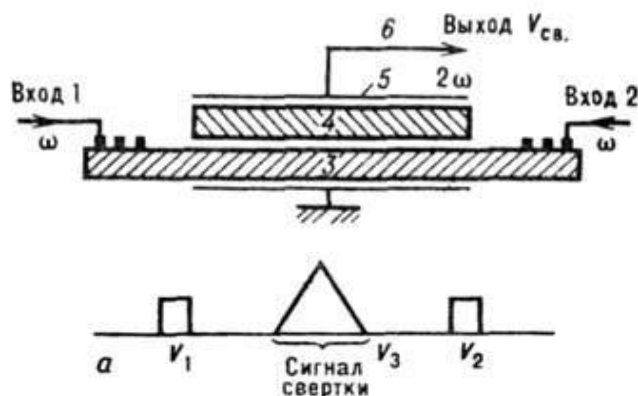
$$\begin{cases} \omega_1 \pm \omega_2 = \omega_3 \\ \vec{q}_1 \pm \vec{q}_2 = \vec{q}_3 \end{cases} \quad (5.3)$$

Из условий (5.3) следует общий вид конструкции конвольвера. Так, например, в случае вырожденного взаимодействия, когда $\omega_1 = \omega_2$ и $q_1 = q_2$, достаточно подать два сигнала с одной и той же частотой на два ВШП. Тогда две ПАВ будут распространяться навстречу друг другу, и мы получим соотношения:

$$\begin{cases} \omega_0 + \omega_0 = 2\omega_0, \\ q_0 - q_0 = 0 \end{cases}, \quad \begin{cases} \omega_0 - \omega_0 = 0 \\ q_0 + q_0 = 2q_0 \end{cases} \quad (5.4)$$

т.е. стоячую волну ($\vec{q} = 0$) с удвоенной частотой и некое постоянное ($\omega = 0$) волновое распределение. Таким образом, во всем объеме взаимодействия встречных ПАВ, будем иметь изменение свойств среды на удвоенной

частоте. Если в этой области создать протяженные (интегрирующие) электроды, то в случае пьезоэлектрика на них будет наводиться переменный заряд, который можно фиксировать емкостным методом. В случае пьезополупроводника или слоистой структуры достаточно приложить к интегрирующим электродам постоянное напряжение смещения и регистрировать переменный ток на удвоенной частоте, возникающий за счет существования переменной проводимости между электродами.



Устройство свёртки на ПАВ (ПАВ-конвольвер) на основе слоистой структуры пьезоэлектрик-полупроводник: 1, 2 - входные преобразователи; 3 – звукопровод; 4 - полупроводниковая пластина (пленка); 5 – параметрический (интегрирующий) электрод; 6 - выходная цепь.

Как следует из вышеизложенного среда должна обладать нелинейными свойствами. С другой стороны, любое твердое тело в большей или меньшей степени обладает решеточной нелинейностью, т.е. нелинейностью, обусловленной свойствами кристаллической решетки. Например, в пьезоэлектриках при достаточно большой амплитуде возбуждения поляризуемость атомов становится нелинейной и возникает нелинейный пьезоэффект. В полупроводниках смещение атомов приводит к изменению внутрикристаллических полей и тем самым к воздействию волны на свободные носители заряда. В зависимости от типа кристалла это взаимодействие может быть чисто ионным, пьезоэлектрическим, электро- или магнитострикционным, носить потенциал-деформационный характер за счет изменения ширины запрещенной зоны.

Для пьезополупроводников и слоистых структур пьезоэлектрик-полупроводниковая пленка основным типом нелинейности является концентрационная нелинейность, связанная с перераспределением свободных носителей заряда в присутствии пьезополя ПАВ и проявляющаяся в нелинейности для электрического тока. Распространение двух ПАВ сопровождается волнами электрического поля:

$$\begin{aligned} E_1 &= E_1^0 \exp[i(\omega_1 t - \bar{q}_1 \bar{r})] \\ E_2 &= E_2^0 \exp[i(\omega_2 t - \bar{q}_2 \bar{r})] \end{aligned} \quad (5.5)$$

В полупроводнике возникают волны концентрации свободных носителей заряда:

$$\begin{aligned} N_1 &= N_1^0 \exp[i(\omega_1 t - \bar{q}_1 \bar{r})] \\ N_2 &= N_2^0 \exp[i(\omega_2 t - \bar{q}_2 \bar{r})] \end{aligned} \quad (5.6)$$

При этом электрическое поле одной ПАВ может взаимодействовать с носителями, сопровождающими другую ПАВ, что приводит к образованию нелинейной индукции $D_{нл}$ и нелинейной составляющей электрического тока:

$$I_{нл} \approx \frac{\partial D_{нл}}{\partial t} \quad (5.7)$$

Без учета процессов диффузии ток $I_{нл}$ связан с параметрами взаимодействующих ПАВ как:

$$I_{нл} = e\mu(N_1 E_2 + N_2 E_1) \quad (5.8)$$

Таким образом, независимо от механизма нелинейного взаимодействия, если один из входных сигналов имеет вид:

$$F(t) = F_0(t) \exp[i(\omega_1 t - \bar{q}_1 \bar{r})]$$

а другой: $G(t) = G_0(t) \exp[i(\omega_2 t - \bar{q}_2 \bar{r})]$

то в области, в которой существуют ПАВ, вызываемые обоими сигналами, с амплитудами $U_1 \sim F(t)$ и $U_2 \sim G(t)$, происходит их перемножение. Следовательно, выходной сигнал, соответствующий напряжению, снимаемому с интегрирующего электрода, можно представить в виде:

$$U(t) = \int_{-L/2}^{L/2} F(t - \frac{z}{V_s}) G(t + \frac{z}{V_s}) dz \quad (5.9)$$

где L – длина области взаимодействия ПАВ (длина интегрирующего электрода).

Если длительность сигналов не превышает времени взаимодействия ПАВ под электродом, то пределы интегрирования можно считать бесконечными, и мы получаем выходной сигнал, представляющий собой акустическую свертку сигналов:

$$U(t) \cong \int_{-\infty}^{\infty} F(\tau)G(2t - \tau)d\tau \quad (5.9)$$

Данное выражение отличается множителем 2 перед временем от принятого в математике определения свертки. Поэтому для получения истинной свертки, если это необходимо, проводят дополнительное преобразование входных сигналов.

Теперь остановимся на вопросе – зачем это надо?

Операция свертки используется для решения задачи нахождения образа-прообраза. А реально ПАВ-конвольверы использовались в головках самонаведения крылатых ракет при их движении по карте местности или в режиме огибания поверхности. Непосредственно перед стартом в бортовой компьютер вносится маршрут, учитывающий конкретную обстановку на местности. Во время полета на один из входов конвольвера подавался этот сигнал, а на другой – сигнал с бортового локатора. При несовпадении сигналов на выходе конвольвера мы имеем некий сигнал рассогласования, причем непосредственно в вольтах. Этот сигнал, после усиления, подается на рулевую машинку. Поворот ракеты приводит к компенсации рассогласования и т.д. При этом ракета, как бы, рыскает, но идет по намеченному маршруту, огибая крупные населенные пункты, зоны ПВО и дезориентируя противника о конкретной цели поражения.

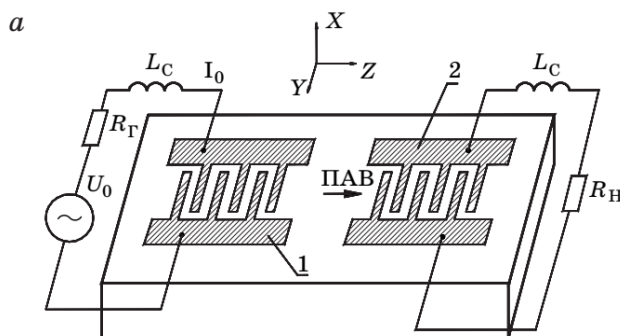
6. ФИЛЬТРЫ НА ПАВ.

В настоящее время разработано и используется в радиоэлектронной аппаратуре большое количество различных типов фильтров на ПАВ. В

начале века ежегодный мировой оборот ПАВ-фильтров превышал 7 млрд. долларов. Эти фильтры стоят в телевизорах, сотовых телефонах, радиостанциях и служат для селекции и уплотнения каналов передачи информации. Условно все многообразие конструкций фильтров на ПАВ можно разделить на трансверсальные и резонансные.

Трансверсальные фильтры на ПАВ.

Общим свойством трансверсальных фильтров на ПАВ является то, что частотная характеристика фильтра определяется пространственным расположением и апертурой электродов ВШП. Физическую причину этого факта можно пояснить следующим образом. Каждый электрод ВШП возбуждает ПАВ, энергия в которой в первом приближении пропорциональна его перекрытию с соседним электродом. Поэтому если на вход преобразователя ВШП-А подать достаточно короткий видеоимпульс (сигнал, близкий к дельтавоздействию), то на выходе ВШП-А в пьезоэлектрике будет сформирован волновой пакет, пространственное изменение энергии в котором пропорционально функции аподизации электродов ВШП-А.



С другой стороны, если приемный преобразователь ВШП-В имеет минимальное число электродов (например, два), то его частотная характеристика значительно шире частотной характеристики ВШП-А, и форма коэффициента передачи фильтра в целом будет близка к форме коэффициента передачи ВШП-А. Тогда форма импульсной характеристики

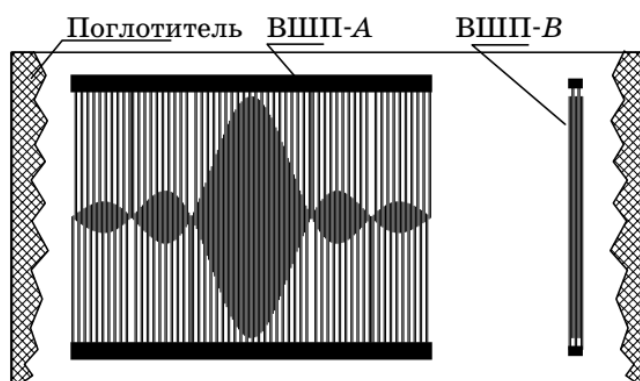
фильтра будет близка к фурье-преобразованию от частотной характеристики ВШП-А.

Таким образом, задав требование к форме частотной характеристики фильтра и вычислив обратное преобразование Фурье от нее, можно получить функцию аподизации электродов ВШП-А, обеспечивающую заданную форму частотной характеристики фильтра.

Фильтры с аподизацией $\text{sinc}(x)$.

Одним из трансверсальных фильтров, получивших широкое распространение благодаря возможности реализовать АЧХ, близкую к прямоугольной, является фильтр с аподизацией электродов ВШП вида $\text{sinc}(x)$. Практически реализованные коэффициенты прямоугольности у данного типа фильтров достигают значений менее $\sim 1,1$.

Такой фильтр состоит из пьезоэлектрической подложки и двух преобразователей. Его АЧХ полностью определяется характеристиками ВШП, так как пьезоэлектрическая подложка частотно-зависимыми свойствами обычно не обладает. Следовательно, изменяя топологию ВШП можно формировать разнообразные АЧХ.



Анализ АЧХ фильтра обычно начинается с анализа характеристик преобразователей. Для этого используют метод δ -источников, рассмотренный ранее. Как уже говорилось, если подать на ВШП δ -импульс электрического напряжения с неким заполнением, то в обе стороны от преобразователя будут распространяться поверхностные возбуждения в виде плоских волн. Волна на выходе ВШП будет являться суперпозицией плоских

волн, от каждого источника, следуемых с задержкой, пропорциональной координате источника. В этом случае АЧХ преобразователя можно представить в виде суммы:

$$h_1(t) = \sum_{n=1}^{N_1} (-1)^n \delta(t - x_n/V_s) A_{1n} \quad (6.1)$$

где N_1 – число источников, A_{1n} – их амплитуда, пропорциональная величине перекрытия электродов, $x_n = V_s t_n$ – координата источника.

АЧХ выходного преобразователя имеет аналогичный вид, так как картина регистрации ПАВ полностью зеркальна процессу возбуждения. Следовательно, импульсная характеристика фильтра определяется сверткой импульсных характеристик входного и выходного преобразователей:

$$h(t) = \sum_n \sum_m (-1)^{n+m} A_n A_m \delta(t - t_n + t_m) \quad (6.2)$$

Выполняя преобразование Фурье от этого выражения, получаем АЧХ фильтра:

$$K(\omega) = \sum_n \sum_m (-1)^{n+m} A_n A_m e^{i\omega(t_n - t_m)} \quad (6.3)$$

$$\text{Или } K(\omega) = \sum_n (-1)^n A_n e^{-i\alpha x_n} \sum_m (-1)^m A_m e^{i\alpha x_m} = K_1(\omega) K_2(\omega) \quad (6.4)$$

Если выходной преобразователь широкополосный (содержит малое число электродов), то

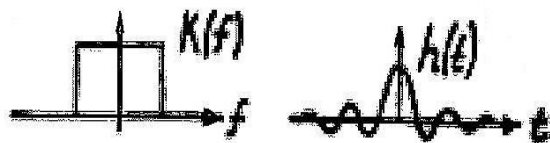
$$K(\omega) = \sum_n (-1)^n A_n(x_n) e^{-i\alpha x_n} \quad (6.5)$$

Следовательно, АЧХ фильтра находится прямым Фурье преобразованием функции аподизации электродов $A(x_n)$. Выражение в правой части (6.5) является геометрической прогрессией, и ее сумма может быть легко вычислена:

$$K(\omega) = A_0 N \frac{\sin(\pi N(\omega - \omega_0)/2\omega_0)}{\pi N(\omega - \omega_0)/2\omega_0} \quad (6.6)$$

т.е. описывается функцией типа $(\sin X)/X$.

Рассмотрим вопрос о количестве электродов в преобразователе. Предположим, что АЧХ должна иметь прямоугольную форму, т.е.



Естественно, что преобразователь с бесконечным числом электродов изготовить нельзя. Очевидно, что если $h(t) \sim \sin(t)/t$ ограничить во времени ($t_n = x_n/V_s$), то это приведет к искажению $K(\omega)$, а именно:



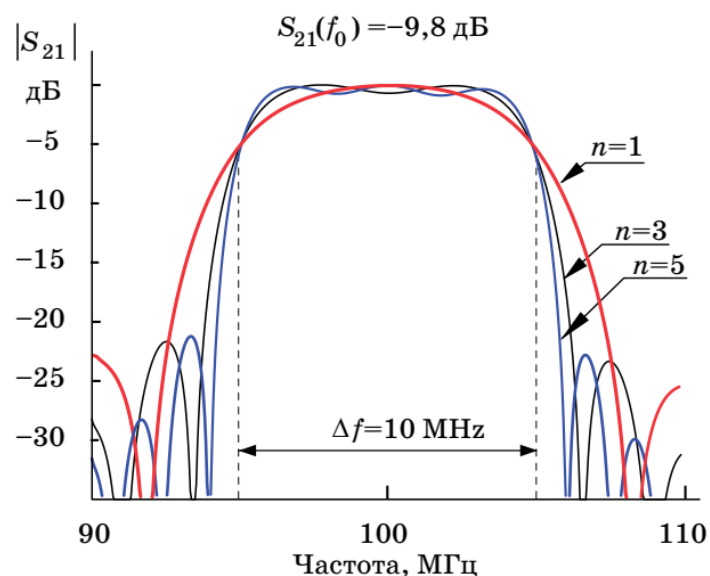
Ограничение $h(t)$ во времени эквивалентно умножению бесконечного отклика на функцию окна $W(t)$. Перемножение во временной области эквивалентно операции свертки в частотной области, результатом которой и является осциллирующая АЧХ с уменьшенной крутизной склонов. На практике неравномерность АЧХ нежелательна.

Число электродов в преобразователе, импульсная характеристика которого содержит n боковых лепестков, может быть определена из выражения:

$$N_{\text{общ}} = 2N + 1 = 2 \times 2\omega_0 T + 1 = 4 \frac{\omega_0}{\Delta\omega} (1 + n) + 1 \quad (6.7)$$

где $\Delta\omega$ – относительная ширина полосы пропускания (см. (2.5)), T – значение времени, ограничивающее слева и справа импульсную характеристику.

На рисунке представлен коэффициент передачи фильтра, преобразователь ВШП-А которого аподизован по функции $\text{sinc}(x)$ при $n = 1, 3$ и 5 . Видно, что по мере увеличения числа n прямоугольность АЧХ улучшается, а именно: уменьшается неравномерность вершины, увеличивается крутизна скатов характеристики.



Очевидно, что математически можно рассчитать любую функцию аподизации, но ее надо изготовить. И здесь можно выделить два момента.

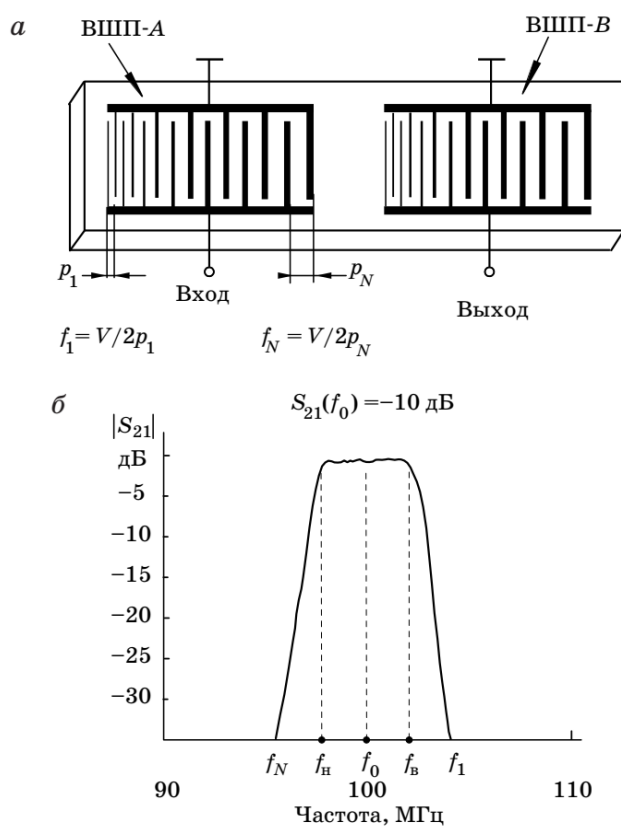
Во-первых, реально аподизация задается как величина перекрытия электродов, а они имеют определенные ширину и расстояние между соседями. Эти геометрические параметры задаются материалом звукопровода (V_s) и центральной частотой фильтра (ω_0). Кроме того, надо учитывать, что под электродом электрического поля нет. Следовательно, на практике синтезируется кусочно-непрерывная функция с заданным шагом. Очевидно, что это накладывает определенные ограничения на форму функций аподизации и адекватность получаемых расчетных результатов и реальных АЧХ.

Во-вторых, если закон аподизации требует наличия пар электродов с малым перекрытием (в пределе, точечном), то мы имеем источник не плоских, а сферических волн. В этом случае картина синфазного сложения плоских и сферических волн от разных пар электродов ВШП резко усложняется. Это приводит к существенным отклонениям реальных АЧХ фильтров от расчетных.

Фильтр, использующий преобразователи дисперсионного типа.

Несмотря на то, что преобразователи фильтра являются дисперсионными, сам фильтр является недисперсионным и имеет линейную фазочастотную характеристику. Более того, основным достоинством фильтра данной

конструкции является возможность получить ФЧХ с очень небольшими отклонениями от линейного закона (или не зависящую от частоты задержку сигнала в полосе рабочих частот фильтра). Конструкция фильтра представлена на рисунке. Он включает два идентичных дисперсионных преобразователя ВШП-А и ВШП-В. Период следования электродов в ВШП меняется, причем обычно по линейному закону. Поскольку расстояние между электродами, возбуждающими ПАВ в ВШП-А и принимающими ПАВ в ВШП-В, одинаково для всех частот в полосе пропускания фильтра (от f_H до f_B), ФЧХ фильтра линейна.

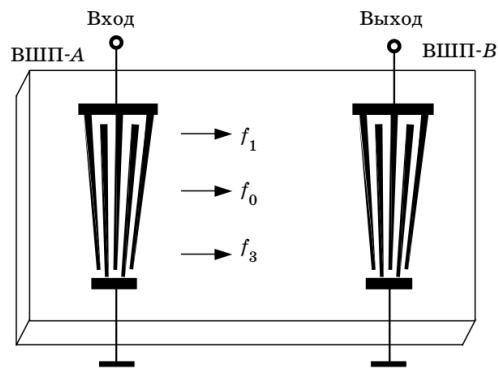


Конструкция трансверсального фильтра на основе дисперсионных ВШП (ВШП показаны условно) (а) и его модуль коэффициента передачи (б).

Другим достоинством фильтра данной конструкции является возможность получить АЧХ, близкую к прямоугольной с небольшой неравномерностью вершины. Возможные значения относительной полосы рабочих частот фильтра данной конструкции составляют от единиц процентов до 100 %.

Фильтр на основе преобразователей веерного типа.

Данный фильтр является популярной конструкцией трансверсального фильтра, обеспечивающей хорошую прямоугольность АЧХ. Этот тип фильтра также позволяет реализовать широкий диапазон значений относительных полос пропускания. Его достоинством являются небольшие вносимые потери и значения коэффициента прямоугольности АЧХ, близкие к единице. Кроме того, благодаря пространственному разделению областей возбуждения ПАВ с различными частотами в полосе пропускания фильтра, данный тип фильтра имеет небольшие искажения АЧХ, связанные с паразитными переотражениями в ВШП и возбуждением объемных волн.



Конструкция фильтра на основе ВШП веерного типа.

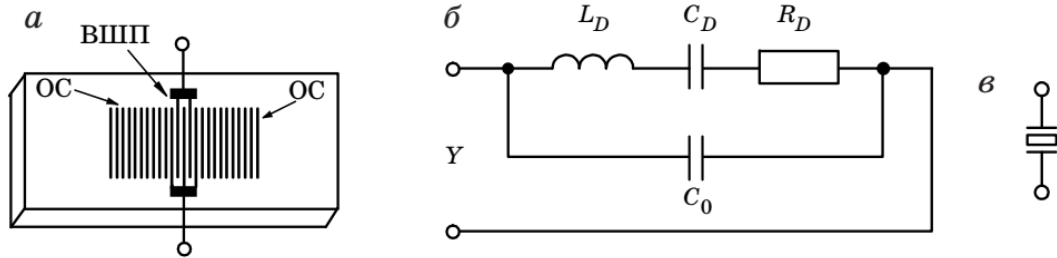
Резонансные фильтры на ПАВ.

Основные параметры резонансных фильтров на ПАВ определяются степенью связи и количеством возбуждаемых в структуре фильтра типов колебаний. Причем связь между резонаторами, входящими в фильтр, может быть как электрическая, так и акустическая. К достоинствам таких фильтров относятся весьма малые вносимые потери (1 – 4 дБ) при приемлемом внеполосном подавлении (25– 50 дБ) и малых габаритных размерах. Данные качества весьма привлекательны для использования фильтров в системах связи, в частности, в мобильных телефонах.

Лестничные фильтры на основе резонаторов на ПАВ.

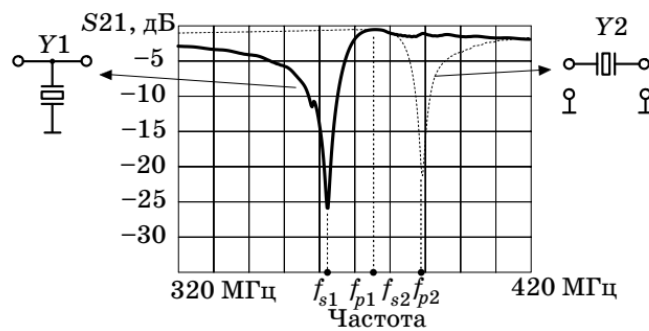
Основой лестничного фильтра являются одноходовые резонаторы, каждый из которых имеет вполне определенные статические и динамические

параметры. Эквивалентная схема, описывающая одноходовый резонатор с входной проводимостью $Y(\omega)$ вблизи резонансной частоты, состоит из статической емкости C_0 , динамической емкости C_D , динамической индуктивности L_D и сопротивления потерь R_D (см. рис.).



Топология одноходового резонатора на ПАВ (а), его эквивалентная схема вблизи резонансной частоты (б) и условное графическое изображение кварцевого резонатора (в).

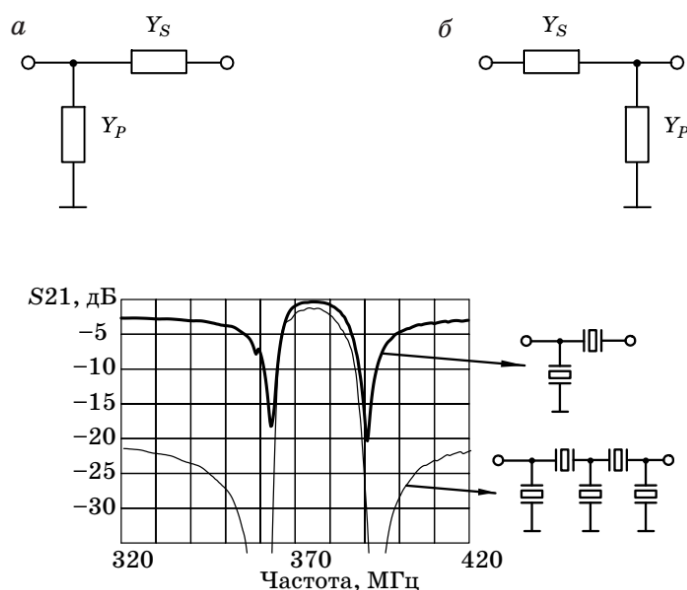
На частоте последовательного резонанса f_S проводимость резонатора имеет максимальное значение, а на частоте параллельного резонанса f_P – минимальное значение. Следует отметить, что эти частоты отличаются от частоты f_0 . Поэтому при последовательном включении резонатора в цепь (модуль коэффициента передачи на частоте последовательного резонанса f_{S2} имеет максимальное значение, а на частоте параллельного резонанса f_{P2} – минимальное значение).



Модуль коэффициента передачи последовательно и параллельно включенных в цепь резонаторов, выполненных на 36° Y,X-среза LiTaO₃.

При параллельном включении резонатора (Y1) в цепь модуль коэффициента передачи на частоте последовательного резонанса f_{S1} имеет минимальное значение, а на частоте параллельного резонанса f_{P1} – максимальное значение. Соединение последовательно и параллельно

включенных в цепь резонаторов в виде Г-образного звена (см. рис.) дает суммарный коэффициент передачи, напоминающий коэффициент передачи фильтра.



Элементарное звено лестничного фильтра: а – звено типа «Г»; б – звено типа «Г». Модуль коэффициента передачи элементарного звена лестничного фильтра и фильтра, состоящего из трех последовательно включенных звеньев. Резонаторы выполнены на 36° Y,X-среза LiTaO₃.*

Следует обратить внимание на тот факт, что для формирования характеристики, похожей на характеристику фильтра, соответствующие частоты последовательно и параллельно включенных резонаторов должны быть смещены друг относительно друга примерно на полосу частот фильтра. В этом случае резонансная частота f_{P1} последовательно включенного в цепь резонатора должна совпадать с резонансной частотой f_{S2} параллельно включенного в цепь резонатора.

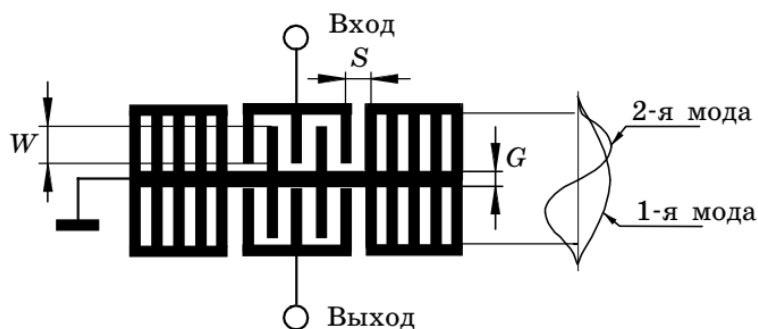
Элементарными звеньями лестничных фильтров, на основе которых строятся более сложные схемы, являются два Г-образно включенных резонатора с проводимостями параллельного плеча Y_P и последовательного плеча Y_S . Более сложные фильтры, имеющие большее внеполосное подавление, могут быть получены путем последовательного подключения звеньев в произвольной комбинации.

Методы расчета лестничных фильтров на основе LC -резонаторов хорошо разработаны и позволяют по заданным параметрам фильтра определить значения индуктивностей и емкостей, а также необходимое количество звеньев в фильтре. Параметры резонаторов (значения L и C), включенных в последовательное и параллельное плечи звена фильтра, определяются из условия равенства нулю реактивных составляющих входного и выходного импедансов звена в полосе пропускания фильтра. Активная часть импеданса резонаторов R_D определяет добротность резонаторов, которая, в свою очередь, определяет крутизну скатов амплитудно-частотной характеристики и вносимые фильтром потери.

Фильтры на акустически связанных волноводных модах.

Одним из наиболее перспективных для использования в аппаратуре различных видов связи типов узкополосных фильтров на ПАВ является фильтр, использующий волноводные моды в структуре двух слабосвязанных в поперечном направлении резонаторов на ПАВ. Данный тип фильтров привлекателен тем, что имеет относительно небольшие вносимые потери при хорошем внеполосном подавлении.

В последние годы наибольшее распространение получил фильтр, у которого слабая связь осуществляется через узкий металлизированный зазор G между резонаторами, размером порядка длины волны (см. рис.).

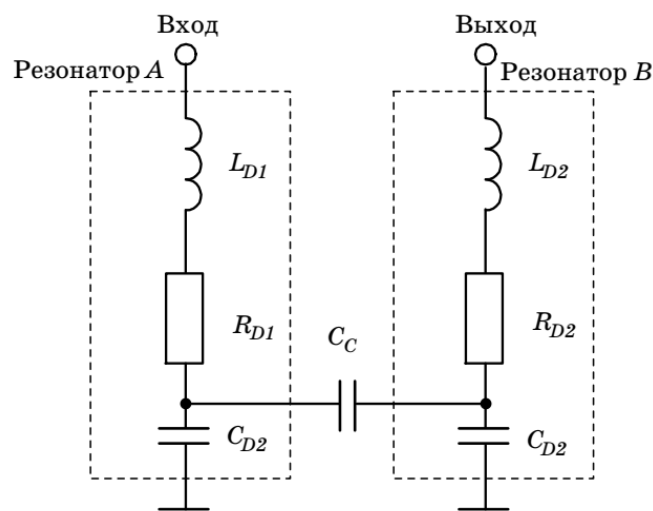


Конструкция резонансного фильтра на слабосвязанных волноводных модах.

Акустическое поле вне резонатора (в объеме пьезоэлектрика) экспоненциально спадает с расстоянием и частично проникает в соседний

резонатор. Таким образом, связь резонаторов осуществляется за счет взаимного проникновения акустических полей резонаторов, причем, чем на большее расстояние разнесены резонаторы, тем слабее связь.

Параметры топологии фильтра, т. е. W , G , число электродов в ВШП и ОС, а также величина зазора S между ВШП и ОС выбираются таким образом, чтобы в структуре эффективно возбуждалось, по крайней мере, две резонансные моды. Структура поля в поперечном сечении фильтра для первых двух эффективно возбуждаемых поперечных мод также показана на рисунке. Качественный анализ параметров фильтра можно провести на основе рассмотрения эквивалентной схемы фильтра, включающей эквивалентные схемы двух резонаторов, со слабой связью в виде эквивалентной емкости.



Эквивалентная схема резонансного фильтра на слабосвязанных волноводных модах.

Резонансные частоты резонаторов A и B соответствуют резонансным частотам первой и второй мод и имеют следующие значения при $C_C = 0$:

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_{D1}C_{D1}}}, \quad (6.7)$$

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{D2}C_{D2}}}. \quad (6.8)$$

Параметр связи резонаторов определим как

$$k_{12} \approx k_{21} \approx \frac{C_C}{2\sqrt{C_{D1}C_{D2}}}. \quad (6.9)$$

Тогда резонансные частоты связанных резонансных контуров равны

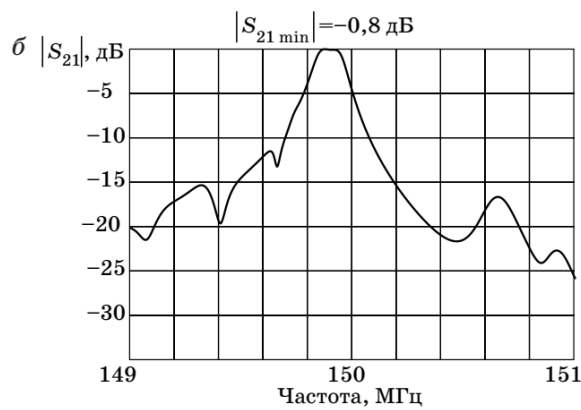
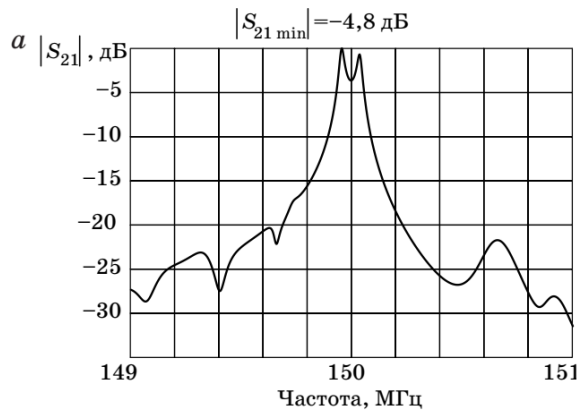
$$\omega_{1,2} = \frac{\omega_{01} + \omega_{02}}{2} \pm \left[\left(\frac{\omega_{01} - \omega_{02}}{2} \right)^2 + \frac{\omega_{01} + \omega_{02}}{2} (1 \pm k_{12}^2) \right]^{1/2} \quad (6.10)$$

Таким образом, расстояние между резонансными пиками или полоса частот фильтра определяется величиной связи C_C между резонансными контурами и собственными резонансными частотами мод в отсутствии связи $C_C = 0$.

Следует отметить, что реальные значения апертуры отдельного резонатора составляют $W \sim (6...16)\lambda_0$. Меньшие значения апертуры резонатора приводят к резкому увеличению дифракционных потерь и, как следствие, к уменьшению добротности резонатора и крутизны скатов фильтра (прямоугольности АЧХ). Большие значения апертуры ($W > 16\lambda_0$) дают слабое расщепление волноводных мод, поэтому частотная характеристика фильтра приближается к частотной характеристике отдельного резонатора. На величину расщепления волноводных мод влияет также параметр связи резонаторов, регулируемый расстоянием между резонаторами G . Допустимо использовать G в диапазоне от $0,5\lambda_0$ до $3\lambda_0$.

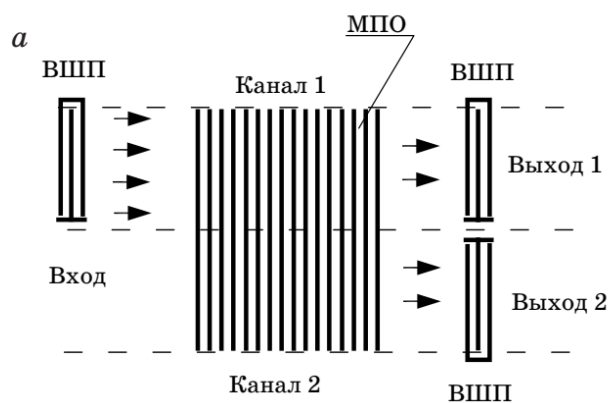
На рисунке представлена амплитудно-частотная характеристика фильтра, включенного в 50-омный тракт без элементов согласования (а) и с элементами согласования (б). Параметры топологии фильтра, следующие: число электродов в преобразователях $N_T = 561$, число электродов в отражающих структурах $N_R = 200$, апертура $W = 8,2\lambda_0$, ширина полоски связи между резонаторами $G = 1,2\lambda_0$, толщина пленки Al $0,016\lambda_0$, где λ_0 – длина акустической волны на центральной частоте.

Следует отметить, что данный тип фильтров может быть реализован только на материалах с небольшим коэффициентом электромеханической связи. Поэтому реализуемые относительные полосы рабочих частот фильтра составляют 0,04...0,14 %.



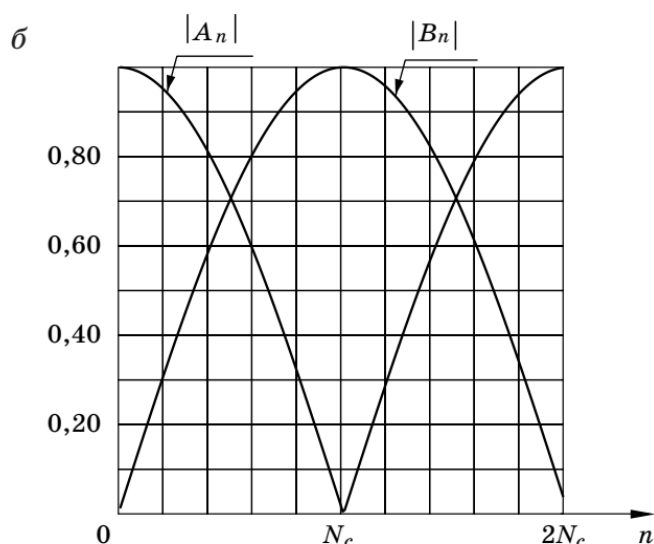
7. МНОГОПОЛОСКОВЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ И УСТРОЙСТВА НА ЕГО ОСНОВЕ.

Конструкция многополоскового ответвителя (МПО) была предложена Маршаллом и Пейджем в 1971 г. и представляла решетку параллельных и изолированных друг от друга металлических электродов постоянного периода, расположенную на поверхности пьезоэлектрика.



Принцип работы МПО основан на прямом и обратном пьезоэффекте. ПАВ, распространяющаяся под электродами МПО, взаимодействует с ними подобно взаимодействию с электродами приемного ВШП. Переменный заряд, наводимый на электродах в области канала 1, растекается по всему электроду и, в свою очередь, возбуждает вторичную ПАВ в канале 2 подобно возбуждающему ВШП. Растекание заряда по электроду происходит со скоростью электромагнитной волны, которая гораздо больше акустической, поэтому фронт возбуждаемой акустической волны плоский. Подобное возбуждение вторичной ПАВ происходит на каждом электроде МПО. Поскольку возбуждаемые каждым электродом вторичные ПАВ синфазны, то амплитуда вторичной ПАВ возрастает по мере распространения ПАВ под МПО. Условие нарастания суммарной вторичной акустической волны выполняется в широком диапазоне частот падающих ПАВ, поэтому МПО – широкополосное устройство. Со стороны высоких частот широкополосность МПО ограничена полосовыми свойствами отдельного электрода, поскольку по мере укорочения длины волны начинает сказываться несинфазность возбуждения ПАВ различными сегментами поверхностного тока на ширине полоски (в направлении распространения ПАВ).

Нарастание вторичной ПАВ в канале 2 ограничено энергией, падающей ПАВ на входе канала 1. В случае каналов одинаковой ширины, а также отсутствия потерь в материале звукопровода и электродах МПО, а также преобразования в другие типы волн максимальная амплитуда вторичной ПАВ в канале 2 будет равна амплитуде ПАВ на входе канала 1. При этом амплитуда падающей ПАВ в канале 1 будет равна нулю. По достижении ситуации в МПО, когда вся энергия из канала 1 перейдет в канал 2, при дальнейшем распространении ПАВ в МПО начнется обратный процесс перекачки энергии из канала 2 в канал 1. Зависимости величины выходного сигнала в каналах 1 и 2 от числа электродов в МПО показаны на рисунке.



Изменение модулей комплексных амплитуд волн на выходе канала 1 (A_n) и канала 2 (B_n) при изменении числа полосок МПО.

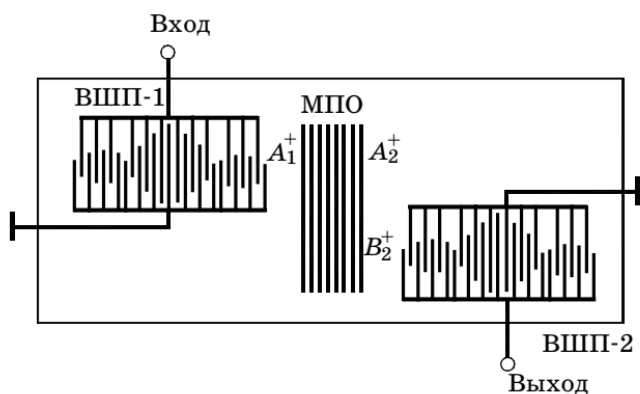
Трансверсальный фильтр на основе МПО с полной передачей мощности.

В трансверсальных фильтрах, состоящих из двух ВШП и использующих аподизацию типа $\sin(x)/x$ только в одном ВШП, основные параметры, такие как коэффициент прямоугольности, неравномерность коэффициента передачи в полосе рабочих частот, внеполосное подавление и т. д., зависят от числа лепестков n функции $\sin(x)/x$, реализованных в преобразователе. При этом значение n ограничено дифракционными эффектами, связанными с уменьшением весовых коэффициентов для электродов по мере удаления от главного лепестка функции $\sin(x)/x$, а также дисперсией скорости ПАВ в пьезоэлектрической среде, нагруженной электродами ВШП.

Улучшить полосовые свойства фильтра можно, если провести весовую обработку типа $\sin(x)/x$ в обоих преобразователях. Однако во втором преобразователе обычного трансверсального фильтра, как правило, не проводят амплитудное взвешивание, поскольку результирующий коэффициент передачи фильтра не будет равен произведению коэффициентов передачи первого и второго ВШП.

Одним из способов избежать подобных трудностей является весовая обработка *селективным удалением электродов* ВШП. В материалах с большим коэффициентом связи, таких как ниобат лития, для того чтобы

иметь возможность проводить весовую обработку в обоих ВШП фильтра, используется МПО с полной передачей мощности. В этом случае коэффициент передачи трансверсального фильтра равен произведению коэффициентов передачи каждого из ВШП и коэффициента передачи МПО.

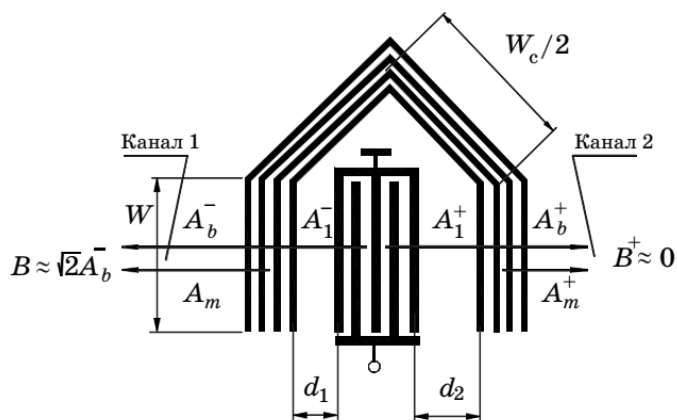


Дополнительным преимуществом фильтров с МПО является подавление паразитных откликов, появляющихся на экспериментальных частотных характеристиках фильтров и обусловленных возбуждением электродами ВШП фильтра объемных типов волн. Следует отметить, что для улучшения частотных характеристик фильтра число боковых лепестков функции $\sin(x)/x$, реализованных в первом и втором ВШП, должно быть различным.

Однонаправленный преобразователь на основе МПО.

Недостатком обычных встречно-штыревых преобразователей на ПАВ является их двунаправленность, т. е. возбуждаемые ими ПАВ распространяются как вправо, так и влево от ВШП с одинаковой амплитудой. Поскольку приемный преобразователь расположен только с одной стороны, то половина мощности сигнала теряется. В силу взаимности процессов возбуждения и приема ПАВ при приеме идеально согласованный с трактом ВШП преобразует только половину падающей на него мощности. Таким образом, минимальные потери на преобразование в фильтре с обычными ВШП, в случае идеального согласования с внешними цепями и отсутствия прочих источников потерь, составляют 6 дБ. В этой связи интерес для использования представляют преобразователи, обладающие разной

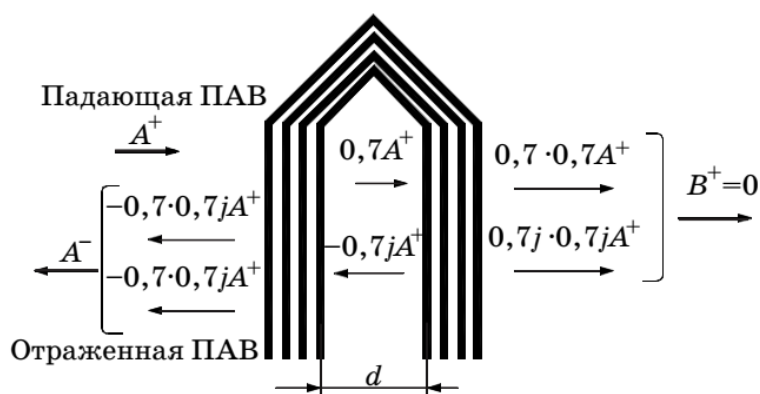
эффективностью возбуждения ПАВ во взаимно противоположных направлениях, перпендикулярных электродам. Один из вариантов преобразователей такого типа, использующий U-образный МПО.



Преобразователь включает широкополосный (малоэлектродный) ВШП и изогнутый в виде латинской буквы «U» многополосковый ответвитель с числом электродов, обеспечивающим половинную передачу мощности из канала 1 в канал 2. Поскольку МПО изогнут и каналы 1 и 2 совмещены, то результирующий сигнал, например, справа от ВШП, равен сумме сигналов канала 2 МПО (A^+m) и ослабленного сигнала от ВШП (A^+b), прошедшего через МПО справа. Аналогично, сигнал слева от ВШП равен сумме сигналов канала 1 МПО (A^-m) и ослабленного сигнала от ВШП, прошедшего через МПО слева (A^-b). Положение ВШП внутри МПО устанавливается таким образом, что на центральной частоте устройства сигналы, например, справа от преобразователя A^+m и A^+b , находились бы в противофазе, т. е. компенсировали друг друга $B^+ \approx 0$, а сигналы слева от преобразователя, A^-m и A^-b находились бы в фазе, т. е. имело бы место увеличение суммарной амплитуды сигнала $B^- \approx 2A^-b$. Следует отметить, что сигналы, ответвленные МПО A^+m и A^-m , отстают по фазе на $\lambda/4$ относительно сигналов A^+b и A^-b , что соответствует дополнительному фазовому множителю $\exp(-i\pi/2) = -i$. Тогда, сдвинув сигналы от ВШП слева $+\lambda/4$ и справа на $-\lambda/4$, можно обеспечить требуемое условие. То есть слева от ВШП амплитуда ПАВ возрастает в $\sqrt{2}$ раз, а справа ≈ 0 .

Многополосковое «зеркало».

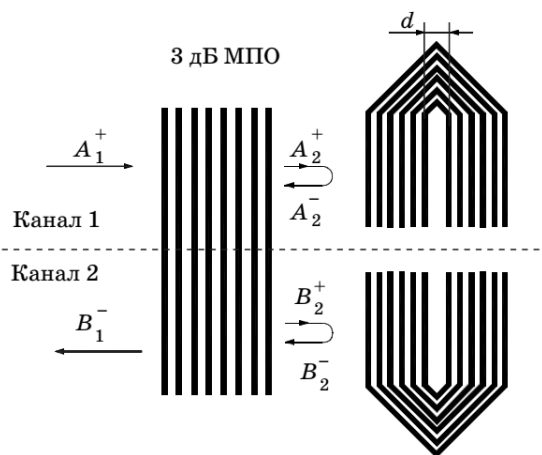
МПО с числом электродов, обеспечивающим деление мощности, поступающей на вход одного из каналов примерно на две равные части, и изогнутый так, что оба канала МПО находятся в одном акустическом канале, выполняет функцию широкополосного отражателя с коэффициентом отражения, близким к единице.



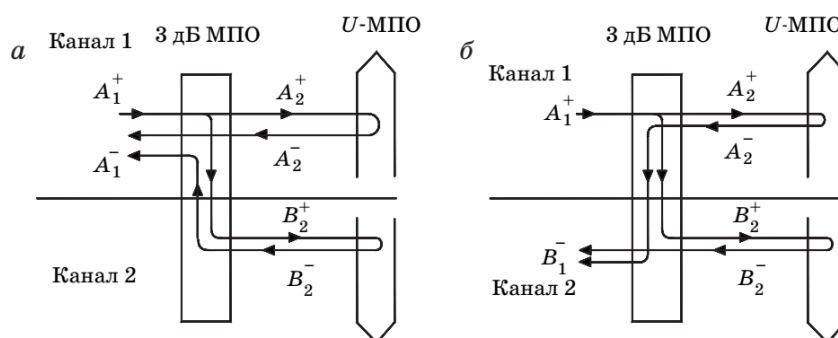
Такой МПО часто называют многополосковым «зеркалом». Полоса рабочих частот многополоскового зеркала составляет ~60 % при вносимых потерях ~2 дБ. Отметим, что деление мощности пополам соответствует уменьшению амплитуды в $1/\sqrt{2}$ (т.е. 0,7) раз.

Многополосковое «зеркало» для линии задержки с отдельными входом и выходом.

Конструкция представляет собой два U-образных МПО, размещенных в параллельных акустических каналах и связанных через обычный МПО с числом полосок, обеспечивающим половинную передачу мощности.

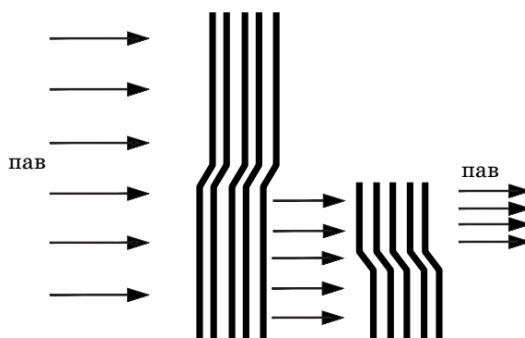


Использование данной комбинации МПО в линиях задержки позволяет уменьшить их длину в два раза. Прохождение волн в отражателе, поступающих в канал 1, показано на рис.(а). Прохождение волн в отражателе, поступающих в канал 2, показано на рис.(б). Таким образом, рассмотренное устройство осуществляет передачу мощности из канала 1 в канал 2 и меняет направление распространения ПАВ на противоположное.



Устройство для сжатия акустического пучка на основе 3 дБ МПО.

Конструкция устройства на основе МПО с полной передачей мощности, обеспечивающая сжатие акустического луча без потерь мощности, приведена на рисунке:



Ступенька на полосках между верхними и нижними каналами первого МПО обеспечивает синфазность двух парциальных ПАВ в нижнем канале и противофазность парциальных ПАВ в верхнем канале. В каждом канале одна из парциальных ПАВ проходит через МПО с ослаблением в 3 дБ, а другая, также с ослаблением в 3 дБ, ответвлена из соседнего канала МПО со сдвигом

фазы на -90° . Кроме того, ответвленные ПАВ за счет смещения полосок сдвинуты по фазе на -90° в верхнем канале и $+90^\circ$ в нижнем канале. Таким образом, общий фазовый сдвиг между парциальными ПАВ в верхнем канале равен -180° и в нижнем канале - 0° .

У второго МПО ступенька сделана в обратную сторону и распределение мощности ПАВ между каналами обратное – сигнал концентрируется в верхнем канале.

Недостатки МПО данной конструкции - необходимость точного задания и реализации при изготовлении разницы между периодами полосок в каналах, а также большие габариты; достоинство – небольшие потери.

Рекомендуемая литература

1. *Кайно Г.* Акустические волны. Устройства, визуализация и аналоговая обработка сигналов. М.: Мир. 1990. 665 с.
2. *Каринский С. С.* Устройства обработки сигналов на ультразвуковых поверхностных волнах. М.: Советское радио, 1975. 176 с.
3. *Морган Д.* Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1990. 416 с.
4. *Орлов В. С., Бондаренко В. С.* Фильтры на поверхностных акустических волнах. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.
5. Фильтры на поверхностных акустических волнах (расчет, технология и применение) / пер. с англ., под ред. Мэттьюза. М.: Радио и связь, 1981. 472 с.
6. *Щука А. А.* Функциональная электроника: учеб. для вузов. м.: МИРЭА, 1998. 259 с.
7. *Щука А. А.* Электроника: учеб. пособие / под ред. А. С. Сигова. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 800 с.

Составил: доктор физ.-мат. наук, проф. Боритко С.В.

Боритко Сергей Викторович

**ОСНОВЫ АКУСТОЭЛЕКТРОНИКИ НА
ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ.**

