

ЗАРУБЕЖНАЯ ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

6
МАРТ
1978

В НОМЕРЕ

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ
ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
ФИЛЬТРЫ

НИИ «ЭЛЕКТРОНИКА»

МИНИСТЕРСТВО ЭЛЕКТРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ СССР

ЗАРУБЕЖНАЯ ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

ИЗДАНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКОЕ, ВЫХОДИТ ДВА РАЗА В МЕСЯЦ

6(176)

СОДЕРЖАНИЕ

Фильтры на основе локализации поверхностных акустических волн	3
Принцип действия и элек- трические модели фильтров	3
Характеристики фильтров ПАВ	16
Методы расчета фильтров ПАВ	32
Основные эффекты второго порядка	38
Особенности проектирования узкополосных фильтров ПАВ	53
Заключение	65

МОСКВА
1978

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

АИГИНА Н.Р. (главный редактор), ИВАНОВСКИЙ Г.Ф.,
КУЗНЕЦОВ В.М., ЛАВРИШЕВ В.П., ПАШКОВСКИЙ М.В.,
ПРЕСНУХИН Л.Н., РУДНЕВ В.В., СТЕПАНЕНКО И.П.,
ЧИСТИЯКОВ Ю.Д., ЩУКА А.А., ЯКОВЛЕВ Ю.М.

© Центральный научно-исследовательский институт "Электроника", 1978

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ *

АЛЕКСЕЕВ А.Н., ОРЛОВ В.С., БОНДАРЕНКО В.С.,

УДК 621.372.542.24:537.228.1

Рассмотрены состояние и перспективы развития интегральных пьезоэлектрических фильтров с локализованной энергией как в объеме, так и вблизи поверхности пьезоэлектрика. Приведены физические принципы работы, электрические параметры, методы расчета и конструирования таких фильтров.

ФИЛЬТРЫ НА ОСНОВЕ ЛОКАЛИЗАЦИИ ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН

Принцип действия и электрические модели фильтров

Пьезоэлектрические преобразователи

В последнее время разработчики миниатюрных радиоэлектронных устройств и информационных систем проявляют все больший интерес к поверхностным акустическим волнам (ПАВ). Это объясняется, во-первых, относительной простотой возбуждения, детектирования, ответвления и взаимодействия пучков упругих волн, что открывает широкие возможности их функционального использования; во-вторых, малой скоростью распространения ПАВ, что позволяет создавать устройства в микроминиатюрном исполнении; в-третьих, возможностью применения для получения устройств на ПАВ хорошо отработанной планарной технологии изготовления микроэлектронных схем.

Возбуждение, детектирование, а также преобразование ПАВ обычно осуществляют с помощью систем электродов на поверхности пьезоэлектрического звукопровода. Разработаны несколько типов преобразователей для генерации либо приема ПАВ.

Во всех пьезоэлектрических преобразователях происходит взаимодействие электрических полей с пьезоэлектриком. В простейшем

* Продолжение. Начало см. ЗЭТ, 1978, № 5.

однофазном преобразователе (рис. 26) прямоугольные полоски электродов на одной поверхности пьезоэлектрика находятся под одинаковым напряжением относительно общего электрода на противоположной поверхности [90]. Переменное по времени электрическое поле под каждым электродом вызывает упругую деформацию, что приводит к распространению вблизи поверхности звукопровода упругой волны. Эффективность такой системы максимальна, когда период электродной решетки равен длине возбуждаемой ПАВ. Однако необходимость использования обеих сторон пьезоэлектрического звукопровода, а также значительное возбуждение объемных волн ограничивают применение однофазного преобразователя. Более технологична встречно-штыревая (двухфазная) система электродов преобразователя (рис. 27). Здесь полярность электрического поля меняется от зазора к зазору между электродами, а период решетки определяется расстоянием между осевыми линиями ближайших электродов одной полярности. В таком преобразователе возникает значительно меньше паразитных объемных волн [90].

Вид частотной зависимости преобразования подводимой электрической энергии в энергию акустической волны показан на рис. 28. Следует отметить, что для систем с постоянными перекрытием электродов и расстоянием между ними амплитуда акустической волны вблизи центральной частоты аппроксимируется функцией [91]:

$$H(\omega) = \text{const} \frac{\sin x}{x}, \quad (48)$$

при этом $x = \frac{(n-1)}{2} \pi \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0} = N \pi \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$; N – число периодов; $n = 2N + 1$ – число электродов в преобразователе. Электрически возбуждаемый преобразователь ПАВ может быть представлен одной из двух эквивалентных схем, показанных на рис. 29, где реактивные сопротивления X_a и проводимость B_a отражают накопление акустической энергии, активные сопротивления R_a и G_a – ее излучение.

Выбор эквивалентной схемы определяется анизотропией используемого пьезоэлектрического материала [91, 92]. Для преобразова-

Рис.26. Однофазный преобразователь ПАВ

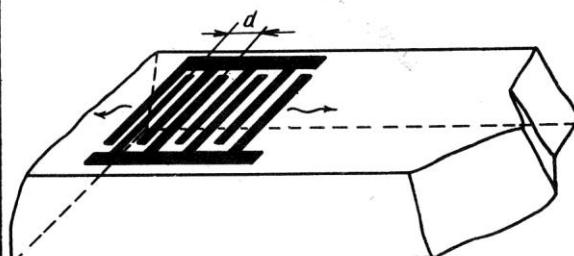
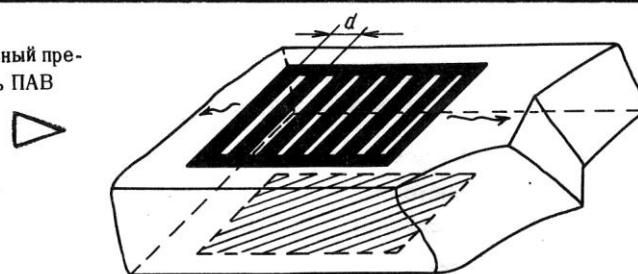
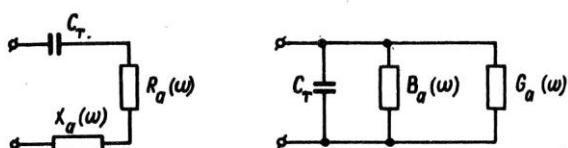
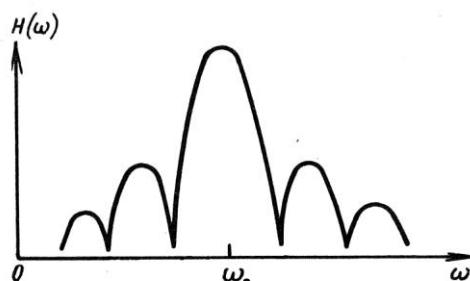


Рис.27. Двухфазный преобразователь ПАВ

Рис.28. Частотная характеристика преобразователя



а)

б)

Рис.29. Последовательная (а) и параллельная (б) эквивалентные схемы преобразователя

теля на сегнетоэлектрическом звукопроводе из ниобата лития Y -среза, в котором направление распространения волн совпадает с осью Z , эквивалентная схема представляется параллельной цепью. Типичные частотные зависимости активной (G_a) и реактивной (B_a) проводимостей излучения показаны на рис. 30 [93]. На центральной частоте активная проводимость поднимается до максимума, а реактивная падает до нуля. Поэтому при компенсации емкостной составляющей проводимости преобразователя обычной катушкой индуктивности и при условии соответствия активных проводимостей генератора и преобразователя удается получить полное согласование, вследствие чего уменьшаются потери на преобразование до 3 дБ на центральной частоте. В ряде случаев приходится отказываться от компенсации емкостной составляющей проводимости преобразователя. Тогда минимальные потери на преобразование $\alpha_{\text{пр}}$ на центральной частоте достигаются при условии:

$$C_T = \frac{1}{R_\Gamma \omega_0} \sqrt{\left(\frac{4}{\pi} k_s^2 N\right)^2 + 1}, \quad (49)$$

где C_T – емкость преобразователя;

R_Γ – сопротивление генератора;

ω_0 – центральная частота;

$N = \frac{n-1}{2}$ – число электродных пар в преобразователе;

k_s – коэффициент электромеханической связи.

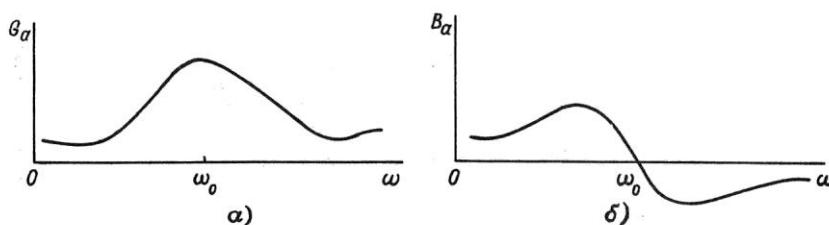


Рис.30. Частотные зависимости активной (α) и реактивной (β) составляющих входной проводимости

В этом случае потери составляют:

$$\alpha_{\text{пр}} = -10 \lg \left| 1 + \sqrt{1 + \frac{1}{\left(\frac{4k_s^2 N}{\pi} \right)^2}} \right| \quad (50)$$

Рассмотренные преобразователи являются двунаправленными, т.е. излучение волн происходит в противоположных направлениях, перпендикулярно электродам системы (см. рис. 26 и 27).

С целью предотвращения потерь, связанных с двунаправленностью излучения, предложена [95] конструкция однонаправленного встречно-штыревого преобразователя (рис. 31). Она содержит два двунаправленных преобразователя, сдвинутых один относительно другого на

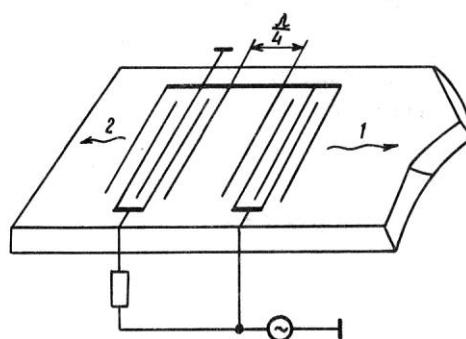


Рис.31. Однонаправленный преобразователь ПАВ (1,2 – направления распространения волн)

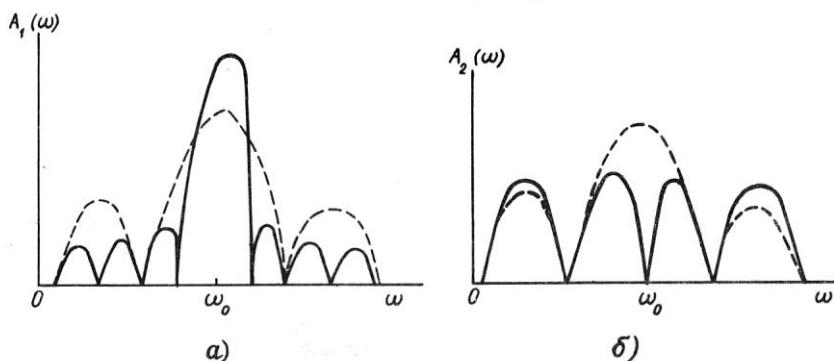


Рис.32. Частотная характеристика однонаправленного преобразователя при распространении волны в направлениях 1 (а) и 2 (б)

расстояние, кратное четверти периода решетки. Питание преобразователей осуществляется от одного источника, но фазы отличаются на 90° . С помощью такой системы электродов можно передавать всю акустическую энергию в одном направлении (рис. 32) только на центральной частоте.

Модель δ -источников

Эта математическая модель относится к числу самых простых методов исследования частотных свойств фильтров ПАВ; ее использование связано с тем, что при анализе работы встречно-штыревого преобразователя была обнаружена связь акустического смещения в уравнении движения каждой точки пьезоэлектрика с градиентом электрического поля, возникающего вокруг электродов преобразователя [96]. Поскольку градиент поля становится максимальным на краях электродов, то считается, что волна, излучаемая преобразователем, создается рядом акустических источников, описываемых δ -функциями и расположенных на краю каждого электрода. При анализе работы фильтров ПАВ с помощью этой модели делаются следующие предположения:

- 1) отдельные δ -источники имеют одинаковую амплитуду на всех частотах;
- 2) источники ПАВ электрически не взаимодействуют друг с другом;
- 3) акустическое затухание отсутствует;
- 4) генерируются только плоские волны (т.е. дифракция не учитывается);
- 5) в влиянием массы электродов, а также их акустическим взаимодействием можно пренебречь.

Тогда от края каждого электрода x_n излучается волна:

$$\exp \left[j \frac{\omega}{V} (x_n - x) \right] \exp (j \omega t), \quad (51)$$

где ω — частота;

V — скорость ПАВ.

Передаточная функция фильтра, состоящего из входного и выходного встречно-штыревых преобразователей на поверхности пьезоэлектрика, имеет вид:

$$H(\omega) = \sum_{l_1=1}^{m_u} \sum_{k_2=1}^{n_\Pi} I_{k_2} \cdot I_{l_1} \cdot \exp [i(x_{k_2} - x_{l_1}) - \frac{\omega}{V}], \quad (52)$$

где m_u и n_Π – количество электродов излучающего и принимающего волну преобразователей.

Значения коэффициентов l_1 и k_2 соответствуют распределению градиента электрического поля на краях электродов в системах входного и выходного преобразователей и при одинаковой длине электродов, расположенных на одинаковом расстоянии друг от друга, становятся равными ± 1 .

При различных длинах либо нерегулярной расстановке электродов амплитуды волн от акустических источников принимают соответству-

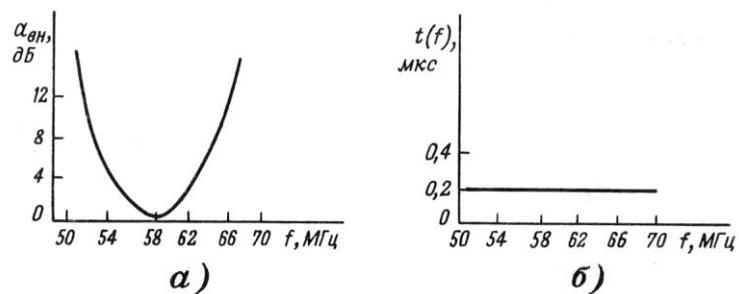


Рис.33. Частотные зависимости вносимых потерь (а) и группового времени запаздывания (б) фильтра ПАВ, рассчитанные по методу δ -функций

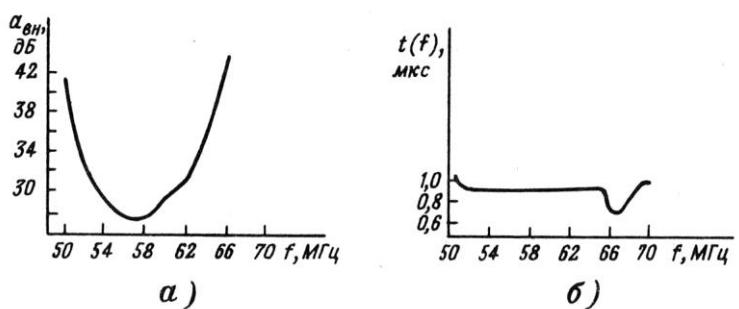


Рис.34. Экспериментальные частотные зависимости вносимых потерь (а) и группового времени запаздывания (б)

ющие неединичные значения. Простота выражения [52] делает удобным анализ таких характеристик фильтра ПАВ [96], как частотные зависимости вносимых потерь и групповой задержки сигнала (рис.33). Однако при всей своей простоте метод δ -функций обеспечивает лишь качественную оценку свойств фильтров ПАВ.

Существенное отличие рассчитанных (см. рис.33) и экспериментально полученных (рис.34) характеристик [93] свидетельствует о неправомерности некоторых предположений, принятых при построении модели.

Импульсная модель

Необходимость расчета таких характеристик фильтров ПАВ, как входной импеданс преобразователей, привела к созданию новой модели, позволившей учитывать эффекты электрического нагружения фильтров [97]. В соответствии с ней, импульсная характеристика преобразователя имеет вид:

$$h(t) = 4k_s \sqrt{C_s} f_i^{3/2} \cdot \sin \theta(t), \quad (53)$$

$$\theta(t) = 2\pi \int_0^t f_i(\tau) d\tau,$$

где k_s – коэффициент электромеханической связи;

C_s – емкость пары электродов преобразователя;

f_i – мгновенная частота в i -ой точке преобразователя;

$\theta(t)$ – мгновенная фаза.

Тогда преобразователь, содержащий N пар равноотстоящих электродов одинаковой длины (однородный преобразователь), характеризуется импульсным откликом:

$$h(t) = \begin{cases} 4k_s \sqrt{C_s} \cdot f_0^{3/2} \cdot \sin \omega_0 t, & 0 \leq t \leq \frac{2\pi N}{\omega_0}, \\ 0, & t < 0, \quad t > \frac{2\pi N}{\omega_0} \end{cases}, \quad (54)$$

где ω_0 – частота акустического синхронизма.

Применяя к уравнению (54) преобразование Фурье, можно определить соответствующую передаточную функцию:

$$H(\omega) = 2 k_s \sqrt{C_s} \cdot f_0^{3/2} \cdot N \cdot \frac{\sin x}{x} \cdot \exp(-j \frac{\omega}{2f_0} \cdot N), \quad (55)$$

$$\text{где } x = \frac{N\pi(\omega - \omega_0)}{\omega_0}.$$

Аподизованный преобразователь (с электродами различной длины) разбивается воображаемыми продольными линиями на группу элементарных преобразователей с постоянной длиной электродов ΔW_i , импульсные характеристики которых описываются выражением (54).

Тогда частотные свойства преобразователя будут соответствовать уравнению:

$$H(\omega) = \sum_i \left[\int_{t_{1i}}^{t_{2i}} h(t) \exp(-j\omega t) dt \right] \Delta W_i, \quad (56)$$

где ΔW_i – длина электродов i -го преобразователя;

t_{1i}, t_{2i} – начальная и конечная задержки i -го преобразователя.

Связь действительной $G_a(\omega)$ и мнимой $B_a(\omega)$ частей входной проводимости преобразователя с его передаточной функцией $H(\omega)$ имеет вид [97]:

$$G_a(\omega) = 2 |H(\omega)|^2$$

$$B_a(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{G_a(\omega')}{\omega' - \omega} d\omega'. \quad (57)$$

Используя выражение (57) для однородного преобразователя, можно записать:

$$G_a(\omega) = 8 \frac{k_s^2}{s} C_s \cdot f_0 \cdot N^2 \cdot \frac{\sin^2 x}{x^2} = G_0 \cdot \frac{\sin^2 x}{x^2};$$

$$(58)$$

$$B_a(\omega) = G_0 \cdot \frac{\sin 2x - 2x}{2x^2}.$$

Подобным образом легко определить характеристики преобразователя с неравномерной расстановкой электродов.

Передаточные функции (56) и (57) характеризуют преобразователь, возбуждаемый от электрического генератора с бесконечно малым входным сопротивлением. Учет конечного импеданса генератора позволяет уточнить выражение для передаточной функции преобразователя:

$$G_a(\omega) = \sum_i 2 \left| \int_{t_{1i}}^{t_{2i}} h(t) \exp(-j\omega t) dt \right|^2 \Delta W_i. \quad (59)$$

С помощью импульсной модели можно оценить значения вносимых потерь фильтра ПАВ, а также предсказать пульсации групповой задержки сигнала [91], но нельзя учесть некоторых эффектов, влияние которых на частотные свойства фильтров ПАВ оказывается весьма значительным, например, акустические отражения ПАВ от областей подложки, покрытой металлическим электродом; регенерация волн электрическим напряжением, которое возникает на электродах при прохождении волны.

Метод эквивалентных схем

Свойства фильтров ПАВ наиболее полно отражаются моделью, предложенной для описания работы резонансных преобразователей объемных волн [98]. Хотя дифракцией акустической волны в этом случае пренебрегают, зато появляется возможность учесть взаимодействие электродов преобразователя, которое весьма значительно при использовании в качестве звукопроводов сильных пьезоэлектриков. Модель встречно-штыревого преобразователя ПАВ представляет собой набор идентичных элементарных эквивалентных схем. В зависимости от среза и выбранного направления распространения

волны в пьезоэлектрике каждая секция преобразователя ПАВ моделируется парой преобразователей объемных волн продольного и поперечного возбуждения (рис. 35). Полная модель оказывается скомпонованной из полуволновых секций, поскольку за длину отдельного элементарного объемного преобразователя принимается расстояние в половину периода встречно-штыревого преобразователя.

Характеристики фильтра ПАВ, рассчитанные по этому методу (рис. 36), обнаруживают хорошее соответствие с экспериментальными данными (см. рис. 34); это можно объяснить учетом в модели того факта, что волна, излучаемая одним электродом, частично преобразуется в электрический сигнал соседним электродом и затем снова излучается в акустическую среду.

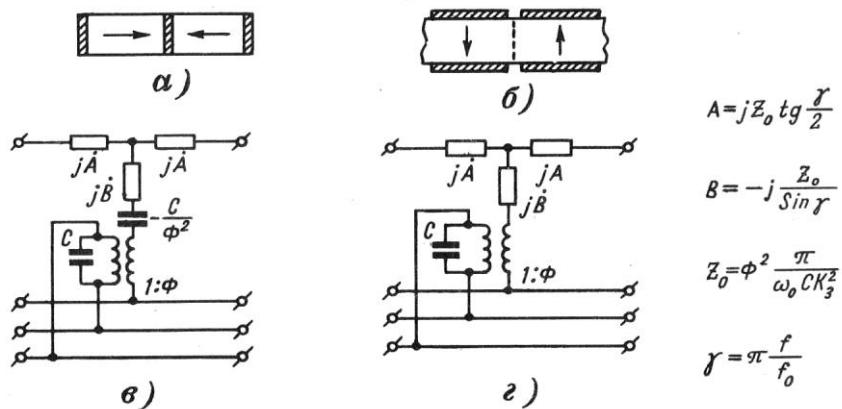


Рис.35. Моделирование преобразователей ПАВ с помощью эквивалентных схем:
модели продольного (а) и поперечного (б) возбуждения и их эквивалентные схемы (в и
г соответственно)

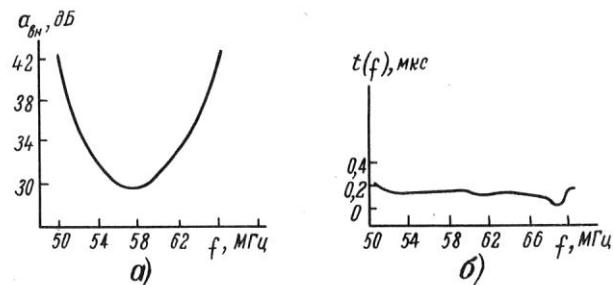


Рис.36. Рассчитанные методом эквивалентных схем частотные зависимости вносимых потерь (а) и группового времени запаздывания (б)

Акустическое рассогласование металлизированных и свободных от электродов участков звукопровода принимается во внимание в ряде модифицированных моделей [99, 100]. Взаимодействие между электродами преобразователя является чисто акустическим эффектом, при котором волна, возбужденная одним электродом, частично отражается другим. Уменьшение скорости ПАВ в металлизированных участках пьезоэлектрического звукопровода, вызванное закорачиванием тангенциальной составляющей электрического поля, а также массовой нагрузкой слоя металла приводит к отражению волн на границе покрытия. В модифицированной модели [99] предусматривается акустическая стыковка полуволновых секций, каждая из которых состоит из четвертьволновой секции объемного преобразователя поперечного возбуждения и четвертьволновой пассивной линии задержки (рис. 37). В такой модели области, генерирующие акустические волны, расположены под электродами преобразователя. Акустическое рассогласование, вносимое электродами, обуславливает различие величин акустического сопротивления четвертьволновых областей звукопровода:

$$\frac{Z_0}{Z_1} = 1 + \frac{\Delta V}{V}, \quad (60)$$

где Z_0 – акустическое сопротивление участков звукопровода без покрытия;

Z_1 – акустическое сопротивление участков звукопровода, покрытых металлом.

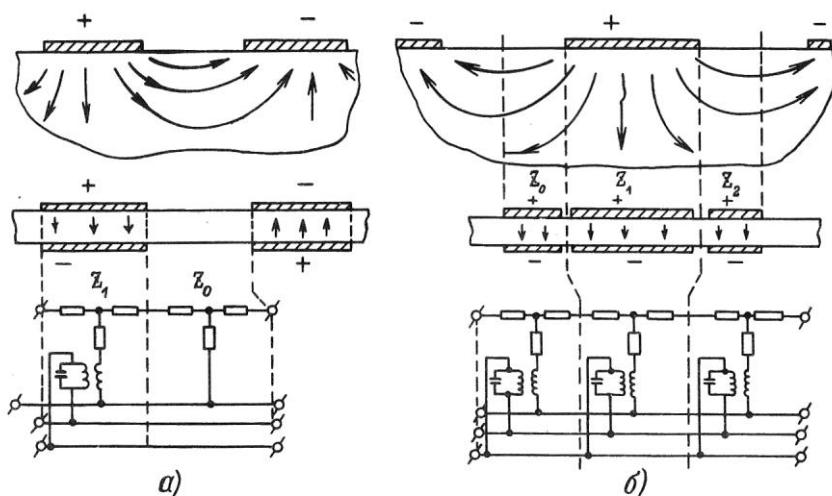


Рис.37. Модели преобразователя ПАВ с учетом (а) и без учета (б) акустического рассогласования его отдельных участков

В другом варианте модели [100] полуволновая секция состоит из четвертьволновой секции и двух секций объемного преобразователя длиной в одну восьмую периода решетки (рис. 38). Здесь металлизированная область звукопровода моделируется четвертьволновой секцией (акустическое сопротивление Z_1), а прилегающие области-двумя секциями в одну восьмую периода (акустическое сопротивление Z_0). Эта модель позволяет не только учесть акустические неоднородности участков звукопровода преобразователя, но и корректней отразить картину распределения электрического поля вблизи поверхности звукопровода. Последовательная стыковка четвертьволновых секций объемных преобразователей с поперечным (Z_1) и продольным (Z_0) возбуждением отражает преимущественное воздействие на участки звукопровода под электродом нормальных компонент электрического поля, а на участки между электродами – тангенциальных компонент поля (см. рис. 38). Частотная характеристика вносимого затухания ультразвуковой линии задержки из ниобата лития Y -среза с направлением распространения волны, совпадающим с осью Z , показана на рис. 39. Экспериментальные и расчетные данные обнаруживают хорошее соответствие.

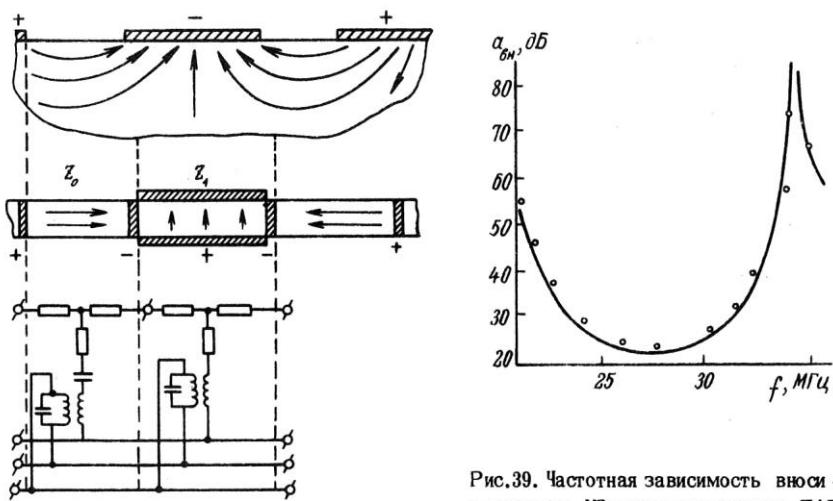


Рис.38. Полная модель преобразователя ПАВ

Рис.39. Частотная зависимость вносимых потерь УЗ линии задержки на ПАВ (точки – эксперимент; сплошная линия – расчет)

Следует отметить, что все рассмотренные модели дают возможность определить частотные характеристики преобразователя ПАВ с достаточной точностью. Однако расчет характеристик ультразвуковых линий задержки, фильтров ПАВ и других устройств путем анализа их преобразователей целесообразен лишь в том случае, когда устройство содержит не менее двух топологически идентичных преобразователей, поскольку только в этом случае реализуются принципы взаимности и суперпозиции характеристик преобразователей.

Предложен метод моделирования устройств на ПАВ, заключающийся в последовательной стыковке моделей отдельных участков устройства с последующим анализом полной модели [100]. Он открывает широкие возможности для расчета устройств, содержащих, помимо входного и выходного преобразователей, дополнительные поверхностные неоднородности на пути волн. К таким устройствам относятся многоотводные линии задержки, устройства с фокусированием, отражением, канализированием ПАВ и, наконец, фильтров со сложной топологией как электродов преобразователей, так и металлического покрытия звукопровода между ними.

Характеристики фильтров ПАВ

Разработки полосовых фильтров ПАВ ведутся рядом фирм и исследовательских организаций. Электроакустической лабораторией французской фирмы Thomson CSF созданы узкополосные фильтры ПАВ, первый из которых имеет $f_0 = 100$ МГц и $\Delta f = 50$ кГц, второй – $f_0 = 102,4$ МГц и $\Delta f = 54$ кГц при уровне боковых лепестков $a_B = -26$ дБ [101]. Той же лабораторией сконструирована модель на $f_0 = 29,75$ МГц, $\Delta f = 0,7$ МГц и $a_{BH} = 24$ дБ.

Фирма Hughes Aircraft (США) изготовила фильтры ПАВ с $f_0 = 39,5$ МГц, $\Delta f = (1,3-2,3)$ МГц, подавлением соседних каналов – 40 дБ, вносимыми потерями 12–18 дБ и прямоугольной, треугольной и гауссовой формами амплитудно-частотной характеристики [102].

Фирма RCA (США), кроме полосовых фильтров на частоты 60; 150; 200; 500 МГц, разрабатывает частотные дискриминаторы, фильтры сжатия и т.д. [103].

Ряд фирм исследует возможности использования фильтров ПАВ в трактах ПЧ цветных телевизоров. Так, сотрудники американской фирмы Zenith Radio занимаются этой проблемой уже на протяжении пяти лет. В настоящее время фирма приступила к опытному производству трактов ПЧ цветных телевизоров [104].

Промышленный выпуск фильтров ПАВ для телевидения освоен английской фирмой **Mullard** [105].

Фирмы **Thomson CSF** и **Plessey Semiconductors** запланировали замену стандартных фильтров ПЧ в телевизионной аппаратуре и с 1976 г. начали поставлять на рынок телевизоры с фильтрами ПАВ [106, 107]. Однако наиболее интенсивно проектированием и изготовлением полосовых фильтров ПАВ занимается фирма **Texas Instruments** (табл.8).

Таблица 8 [108]
Параметры полосовых фильтров ПАВ

Параметры	Лабораторные образцы	Серийные образцы	Предельный уровень
Центральная частота, МГц	1,0–2750	10–1500	10–2000
Минимальные вносимые потери, дБ	0,65	1,0	0,5
Максимальная относительная полоса пропускания, %	100	50	100
Подавление боковых лепестков, дБ	70	60	90
Минимальная полоса пропускания, кГц	100	100	50
Минимальная переходная полоса, кГц	100	100	50
Минимальный коэффициент прямоугольности	1,15	1,2	1,1
Подавление сигнала тройного прохождения, дБ	55	45	60
Пульсация по амплитуде, дБ	±0,02	±0,05	±0,01
Отклонение фазовой характеристики от линейной, град	±0,1	±2	±0,1

Лабораторные образцы **Texas Instruments** характеризуется весьма высоким уровнем параметров. В производстве серийных изделий достигнут высокий выход годных. В последнем столбце табл.8 приведены теоретически предельные уровни параметров, которые могут быть получены при более совершенной весовой обработке преобразователей и строгом учете эффектов второго порядка, в том числе дифракции и электрической нагрузки; следует принимать во внимание, что вследствие специфичной взаимосвязи некоторых параметров фильтра их предельные значения принципиально не могут быть реализованы в одном устройстве.

Сравнительные характеристики

Тип фильтра	f_{\min} , МГц	f_{\max} , МГц	$\Delta f/f_0$, %	Q_0	$a_{\text{ср}}$, дБ
<i>LC</i>	0,1	1	0,3–30	150–300	0,60
	1	10	0,5–50	140–200	0,65
	10	30	1–80	100–150	0,92
	30	100	2–100	8–120	1,35
	100	1000	20–80	5–20	2,1
<i>RC</i> пассивные	0	1	20–100	0,5–2	7
<i>RC</i> активные	0	12	1–60	20–100	—
Электромеханические	$1 \cdot 10^{-4}$	1	0,01–10	$(4–80) \cdot 10^3$	2,14
На приборах с зарядовой связью	$1 \cdot 10^{-2}$	20	1–40	2–200	—
Дискретные пьезокварцевые	$1 \cdot 10^{-3}$	300	0,001–3	$(30–200) \cdot 10^3$	0,12
Дискретные пьезокерамические	$2 \cdot 10^{-4}$	30	0,2–10	$(0,3–20) \cdot 10^3$	2,16
Интегральные пьезокварцевые	4,0	250	0,001–3	$(10–200) \cdot 10^3$	0,078
Интегральные пьезокерамические	1	20	0,01–15	$(10–50) \cdot 10^3$	1,2
Керамические твердые схемы	0,3	30	0,5–7	300–700	3,5
ПАВ	5	2000	0,1–60,0	1–200	0,48
ПАВ-резонаторные	30	2000	0,01–0,2	$(2–20) \cdot 10^3$	1,8
Сpirальные	15	1000	0,15–20	200–600	0,9
Гребенчатые	200	6000	0,1–15	200–400	1,25
Встречно-стержневые	200	6000	0,1–70	1000–1300	0,17
Печатные встречно-стержневые	200	6000	5–40	200–400	3,4
Полосковые на связанных линиях	300	3000	2–30	150–250	2,0
Печатные на симметричных полосках	300	3000	2–30	200–300	1,6
На слоистых пьезорезонаторах	100	1000	0,01–0,1	$(4–12) \cdot 10^3$	2
На диэлектрических резонаторах	200	2000	0,5–5	$(2–8) \cdot 10^3$	0,32
На монокристаллах					
ферритов	300	40000	0,2–10	1500–2000	0,73
Коаксиальные	200	10000	0,2–20	200–1000	1,1
Боночные	500	8000	0,05–20	2000–2500	0,17
Волноводные	3000	40000	0,06–8	7000–9000	0,09

Таблица 9

электрических фильтров

$a_{\text{гар}}$, дБ	K_{Π}	$V_{\text{ср}}$, см ³	$R_{\text{н}}$, кОм	ДД, дБ	ТКЧ, $\times 10^{-6} K^{-1}$	КВС, $\times 10^{-6}/\text{год}$	Литера- тура
50	3,2	35	1,5	50	150–300	50–100	[109]
80	2,9	18,6	0,8	80	150–200	50–100	[109, 110]
70	2,0	3,2	0,5	70	100–200	20–80	[111]
60	3,12	1,2	0,5	60	50–150	20–80	[109]
40	3,2	0,02	0,1	40	100–200	80–150	[109]
40	10	0,75	20	40	100–300	50–100	[109]
65	2,1	0,75	0,2	60	50–100	50–100	[112]
80	1,8	1,83	3	70	5–50	5–10	[113]
50	0,2	0,01	0,2	80	50–100	50–400	[114]
90	2,95	9,5	2,0	55	0,5–50	5–40	[115]
60	2,6	0,266	1,5	45	30–150	100–500	[116]
80	2,6	0,75	1,5	65	2–20	5–15	[117]
60	2,6	0,04–0,06	1,5	50	30–100	100–500	[118]
50	2,49	0,35	2	40	60–100	60–80	[119]
60	1,45	0,5	0,2	65	10–80	5–50	[120]
80	2,5	1,0	0,6	60	0–70	2–80	[121]
60	3,82	2,82	1,0	60	80–200	50–150	[122]
40	2,7	38,2	0,075	35	150–400	50–150	[123]
40	2,5	6,5–9,7	0,075	40	150–300	50–150	[124]
80	2,23	5,4	0,075	60	100–200	50–200	[110]
50	1,9	1,5–1,8	0,1	45	20–120	20–120	[125]
50	2,21	4,7–5,0	0,1	50	50–150	50–150	[110]
50	4,5	0,2	1,2	45	48–50	40–60	[126]
50	5,6	1,96	0,05	40	10–30	80–400	[127]
50	6,1	6,41	0,2	40	100–1000	50–200	[128, 129]
50	3,7	4,2	0,05	45	100–200	100–200	[110, 111, 130]
40	36,8	12,9–15,3	0,1	35	100–200	100–200	[109–111]
50	4,1	163	0,4	40	150–300	150–300	[109–111]

Основные электрические и эксплуатационные характеристики различных фильтров, работающих в одном и том же частотном диапазоне, показаны в табл. 9. В ней использованы следующие обозначения:

f_{\min} , f_{\max} – минимальная и максимальная частота рабочего диапазона;

$\Delta f/f_0$ – относительная полоса пропускания по уровню – 3 дБ;

$a_{\text{гар}}$ – гарантированное затухание в полосе заграждения;

Q_0 – ненагруженная добротность одного резонатора;

$a_{\text{ср}}$ – вносимые потери одного резонатора;

$V_{\text{ср}}$ – объем одного резонатора;

K_{Π} – коэффициент прямоугольности амплитудно-частотной характеристики по уровню – 40 дБ;

R_h – сопротивление нагрузки;

ДД – динамический диапазон;

ТКЧ – температурный коэффициент частоты;

КВС – коэффициент временной стабильности.

В табл. 9 приведены усредненные параметры приборов. Так как фильтры ПАВ имеют распределенную структуру, для них за условное число резонаторов принято число лепестков импульсной характеристики, связанное с протяженностью структуры.

Основным требованием к полосовым фильтрам является высокая избирательность по соседнему каналу, определяемая коэффициентом прямоугольности амплитудно-частотной характеристики и затуханием в полосе заграждения фильтра $a_{\text{гар}}$. Наименьший коэффициент прямоугольности, близкий к теоретическому пределу ($K_{\Pi} = 1,0$), имеют фильтры ПАВ, для которых достижимо значение в 1,1–1,15 по уровню – 40 дБ.

Для улучшения коэффициента прямоугольности фильтров с дискретными резонаторами (LC , электромеханических, спиральных, полосковых, коаксиальных и т.д.) необходимо одновременно увеличивать число звеньев фильтра и добротность отдельных резонаторов, что приводит к значительному росту объема резонаторов и габаритов устройства в целом. Наименьший объем резонаторов имеют интегральные кварцевые и керамические фильтры на захвате энергии, а также фильтры ПАВ.

Гарантированное затухание в полосе заграждения определяется не только уровнем электрических параметров, но и совершенством конструкции фильтров, особенно в случае микроминиатюрных селективных устройств, у которых трудно обеспечить хорошую электрическую развязку входа и выхода. Интегральные кварцевые фильтры на захвате энергии разрабатываются уже около 15 лет, за это время были получены серийные образцы с $a_{\text{гар}}$ около 80–90 дБ. Фильтры ПАВ являются сравнительно новым типом селективных устройств, поэтому проблема экранировки входных и выходных преобразователей для них полностью еще не решена.

Основная трудность экранировки заключается в необходимости уменьшения проходной емкости между встречно-щтыревыми преобразователями, которая достигает большой величины в фильтрах на ниобате лития и особенно на пьезокерамике из-за повышенной диэлектрической проницаемости (49,5 и 400–800 соответственно). Предложено несколько оригинальных методов снижения сигнала прямой наводки через проходную емкость, но они не всегда применимы. Поэтому для фильтров ПАВ типичным значением $a_{\text{гар}}$ являются 50–60 дБ, а для отдельных образцов – 70–80 дБ.

Фильтры ПАВ по принципу действия могут быть отнесены к дискретным устройствам с неминимальной фазой, что обуславливает одно из важных преимуществ фильтров ПАВ: они позволяют сравнительно просто получить произвольную форму амплитудно-частотной характеристики (ближнюю к чебышевской, треугольной, гауссовой и т.д.) при линейной фазовой характеристике. Наиболее полно это преимущество проявляется при построении многоканальных систем, для которых необходима полная идентичность каналов как по амплитуде, так и по фазе. При использовании аналоговых фильтров других типов приходится применять дополнительные корректоры фазы, что значительно усложняет устройство.

Диапазон рабочих частот определяется совершенством технологии изготовления структур фильтров, а также материалом звукопровода. Например, для фильтра из ниобата лития, рассчитанного на частоту $f_0 = 30$ МГц, необходимо иметь ширину электродов ~29 мкм, а на частоту $f_0 = 300$ МГц – соответственно 2,9 мкм.

На частотах 300–800 МГц и выше существенную роль играют потери, вносимые селективными устройствами, поскольку в этом диапазоне трудно реализовать эффективные малошумящие усилители, компенсирующие эти потери.

Вносимые потери фильтра определяются конструкцией преобразователей, шириной полосы пропускания и степенью согласования с нагрузкой. В односторонних преобразователях с узкой полосой пропускания $\Delta f/f_0 \approx 1\%$ достижимы минимальные потери в 1–4 дБ. В двухсторонних преобразователях теоретический предел a_{BH} составляет 6 дБ. Вносимые потери часто увеличиваются путем рассогласования до 10–20 дБ с целью уменьшения трехпролетного сигнала, появляющегося на выходе фильтра вследствие отражения ПАВ сначала от приемного преобразователя, а затем от передающего. Трехпролетный сигнал ограничивает динамический диапазон устройства, так как он имеет подавление $a_{TPC} \approx 2 a_{BH}$, а его задержка втрое больше, чем основного сигнала ПАВ, т.е. $\tau_{TPC} = 3 \tau$. Кроме того, трехпролетный сигнал вызывает пульсации амплитудно-частотной характеристики с частотой $f = \frac{1}{2\tau}$ и амплитудой Δa , а также пульсации фазы $\Delta\phi$. Например, если при полном согласовании двухстороннего преобразователя $a_{BH} = 6$ дБ, то $a_{TPC} = 12$ дБ и $\Delta a = 4$ дБ; при $a_{BH} = 12$ дБ соответственно $a_{TPC} = 24$ дБ, $\Delta a = 1$ дБ и $\Delta\phi = 10^\circ$; при $a_{BH} = 40$ дБ наблюдается $\Delta a = 0,2$ дБ [91]. Эти данные относятся к фильтрам, в которых не принимались специальные меры по подавлению трехпролетного сигнала.

Из-за ограниченности импульсной характеристики по длительности, определяемой протяженностью встречно-штыревого преобразователя, в амплитудно-частотной характеристике фильтра ПАВ, кроме основного лепестка, появляется ряд боковых, ухудшающих избирательность по соседнему каналу тракта ПЧ при малой расстройке от несущей частоты. Уровень боковых лепестков a_b зависит, в первую очередь, от метода взвешивания электродов преобразователя, принятого при проектировании. При наиболее распространенном амплитудном взвешивании величина перекрытия электродов пропорциональна коэффициентам усеченной импульсной характеристики. В зависимости от выбранной весовой функции можно получить теоретически уровень лепестков в 80–100 дБ. Однако ошибка в перекрытии электродов на 1 мкм по сравнению с заложенной функцией аподизации вызывает ухудшение уровня с 75 до 62 дБ при использовании весовой функции Кайзера; при ошибке 2 мкм величина a_b снижается до 56 дБ.

Кроме технологических ошибок, на уровень a_6 существенное влияние оказывают дифракция пучка ПАВ, сигналы объемных волн и другие эффекты второго порядка.

Конструкции полосовых фильтров ПАВ

Фильтры с аподизованными преобразователями

Фильтры такого типа, у которых хотя бы один из преобразователей имеет электроды различной длины, являются самыми распространенными. Наиболее просты в изготовлении фильтры с равномерной расстановкой электродов; они содержат аподизованный и широкополосный однородный преобразователи на поверхности звуко провода (рис. 40).

Обычно для нахождения заданной прямоугольной амплитудно-частотной характеристики фильтра используется функция аподизации электродов преобразователя в виде:

$$A(t_n) = \frac{\sin n\pi(\Delta f / 2f_0)}{n\pi(\Delta f / 2f_0)}, \quad (61)$$

где f_0 – центральная частота фильтра;

Δf – полоса пропускания фильтра;

n – порядковый номер электрода.

При этом неравномерность вносимого затухания Δa имеет величину от 2,5 до 4 дБ в полосе пропускания, а уровень боковых лепестков a_6 составляет 13–15 дБ для фильтра ПАВ, выполненного на кварце XY-среза [131].

Дополнительное взвешивание функции аподизации позволяет уменьшить неравномерность амплитудно-частотной характеристики фильтра.

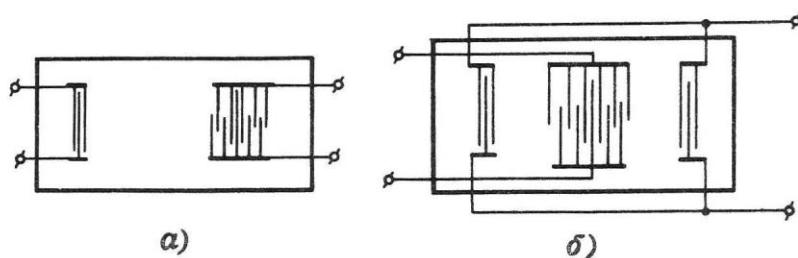


Рис.40. Конструкции аподизованных фильтров с двумя (a) и тремя (б) преобразователями

Для функции взвешивания Фейера $\Delta a = (0,8-1,2)$ дБ, $a_6 = 35$ дБ [131]. С целью снижения потерь из-за двунаправленности излучения преобразователя часто используют конструкцию из двух широкополосных и одного аподизированного преобразователей на поверхности звукопровода. Сигнал, излучаемый средним преобразователем, принимается боковыми преобразователями и выделяется в общей нагрузке. Уровень вносимого затухания уменьшается до 8 дБ по сравнению с 12 дБ в двухпреобразовательной конструкции фильтра, выполненного на пластине ниобата лития XY-среза [132]. Каскадное включение двух фильтров ПАВ, расположенных на одной пластине пьезоэлектрика и акустически связанных поглощающим покрытием, позволяет улучшить затухание в полосе заграждения фильтра [131]. Подавление боковых лепестков амплитудно-частотной характеристики такого фильтра составляет 50 дБ.

Известно [96], что частотная характеристика фильтра, выполненного из двух аподизированных преобразователей, отлична от произведения частотных характеристик этих преобразователей, что связано с неоднородным излучением и детектированием акустических волн. Для выравнивания фронта акустического пучка применяют [133] многополосковый ответвитель — группу электродов, перекрывающих акустические апертуры входного и выходного преобразователей (рис. 41). У такого фильтра амплитудно-частотная характеристика соответствует произведению характеристик преобразователей. Однако с помощью аподизации трудно изготовить фильтры ПАВ с полосой пропускания больше 30 % от центральной частоты. Резко возрастающая при этом неоднородность длины электродов увеличивает влияние эффектов второго порядка на характеристики устройства.

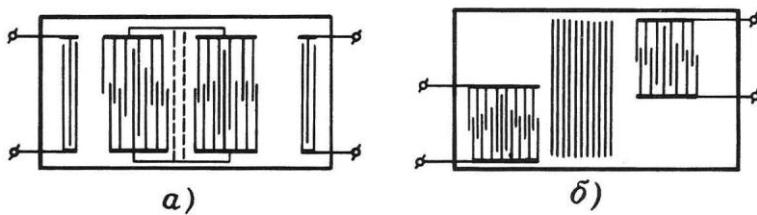


Рис.41. Каскадное соединение аподизированных фильтров с двумя преобразователями (а) и фильтр с многополосковым ответвителем (б)

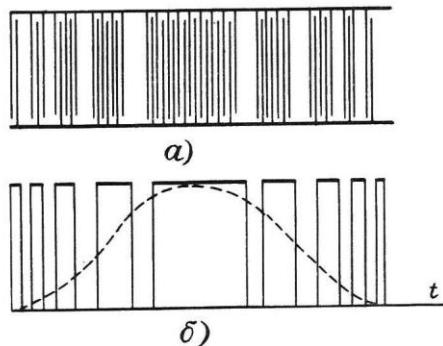
Фильтры с взвешиванием преобразователя удалением электродов

Получить заданный импульсный отклик фильтра ПАВ при одинаковой длине электродов преобразователя удалось при выборке некоторых из равномерно расставленных электродов [134]. На рис. 42 пунктирная кривая соответствует заданной импульсной характеристики, сплошная кривая – функции взвешивания при сохранении размеров каждого электрода. Совпадение значений интегралов от импульсной характеристики и от функции взвешивания будет лучше в том случае, когда перепад амплитуды импульсной характеристики мал. Поэтому взвешивание путем удаления электродов преобразователя наиболее приемлемо при конструировании узкополосных фильтров ПАВ.

Предложена [134] конструкция фильтра ПАВ, в которой путем взвешивания электродов обеспечивается полоса пропускания 0,6% от центральной частоты и подавление боковых лепестков характеристики до уровня 50 дБ. Увеличение полосы пропускания фильтра достигается при использовании более сложной расстановки электродов преобразователей.

Применение фазовзвешенной конфигурации электродов преобразователя привело к созданию фазоинтерференционных фильтров ПАВ.

Рис.42. Конструкция (а) и импульсная характеристика (б) преобразователя с взвешиванием путем удаления электродов



Фазоинтерференционные фильтры

Принцип действия фазоинтерференционных фильтров ПАВ [135] заключается в том, что импульсный отклик любой формы $h(t)$ можно представить суммой двух фазомодулированных сигналов постоянной амплитуды $h_{\phi}(t)$ и $h_{\phi}(-t)$:

$$h(t) = h_{\Phi}(t) + h_{\Phi}(-t), \quad (62)$$

где

$$\begin{aligned} h(t) &= a(t) \cos \omega_0 t, -\frac{T}{2} < t \leq \frac{T}{2}; \\ h_{\Phi}(t) &= \frac{1}{2} \cos [\omega_0 t + \Phi(t)]; \\ h_{\Phi}(-t) &= \frac{1}{2} \cos [\omega_0 t - \Phi(t)]; \\ \Phi(t) &= \arccos [a(t)]. \end{aligned} \quad (63)$$

Тогда при подаче двух пучков акустических волн противоположных направлений на преобразователь, электроды которого имеют постоянную длину и расставлены в соответствии с фазоимпульсным законом $h_{\Phi}(t)$, электрический сигнал, выделяемый в нагрузке, определяется суммой $h_{\Phi}(t) + h_{\Phi}(-t)$, т.е. обеспечивается заданная передаточная функция фильтра ПАВ $H(\omega)$:

$$H(\omega) = H_{\Phi}(\omega) + H_{\Phi}^*(\omega), \quad (64)$$

где $H_{\Phi}(t)$ и $H_{\Phi}^*(t)$ – преобразование Фурье от $h_{\Phi}(t)$ и $h_{\Phi}(-t)$ соответственно.

Таким образом, для обеспечения заданной характеристики фильтра необходима конфигурация устройства, по меньшей мере, с тремя преобразователями.

Поскольку импульсный отклик каждого преобразователя является сверткой двух известных сигналов $u(t)$ и $h(t)$, неизбежно усложнение топологии преобразователей. Одна из возможных конструкций показана на рис. 43, где схематично изображены центральный фазовзвешенный преобразователь, излучающий в противоположных направлениях

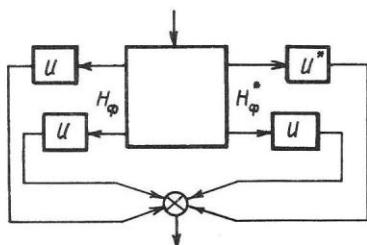


Рис.43. Блок-схема фазоинтерференционного фильтра ПАВ

акустические сигналы $h_{\Phi}(t)$ и $h_{\Phi}(-t)$, и две пары преобразователей по обе стороны от центрального, фазоманипулированные по закону $u(t)$

Учитывая, что $h(t) = h_{\Phi}(t) + h_{\Phi}(-t)$

и

$$u(t) = u_{\Phi}(t) + u_{\Phi}(-t),$$

передаточную функцию фильтра можно записать в виде:

$$H(\omega) = [H_{\Phi}(\omega) + H_{\Phi}^*(\omega)] \cdot [U(\omega) + U^*(\omega)]. \quad (66)$$

Однако изготовление таких фильтров является весьма трудоемким процессом, поскольку в их конструкцию входят несколько сложных электродных систем преобразователей.

Существенно проще конструкция фильтра ПАВ, основанная на использовании спектрального взвешивания преобразователя.

Фильтры ПАВ с спектральным взвешиванием

Фильтры, для которых осуществляется спектральное взвешивание при расстановке электродов постоянной длины в преобразователе, подразделяются на два типа.

В первом электроды входного и выходного преобразователей расположены идентично (рис. 44). Передаточная функция такого устройства имеет вид:

$$H(\omega) = \left| \sum_{k_1=1}^n I_{k_1} \exp \left[j x_{k_1} - \frac{\omega}{V} \right] \right|^2 \exp \left(-j \frac{l}{V} \omega \right), \quad (67)$$

где l – расстояние между преобразователями. Выражение (67) свидетельствует о линейном изменении фазы фильтра при любой расстановке электродов. Фильтр второго типа содержит детектирующий преоб

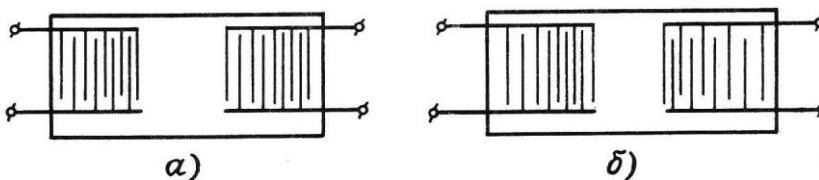


Рис.44. Конструкция фильтра с линейной фазой (а) и дисперсионного фильтра (б) с спектральным взвешиванием

разователь, являющийся зеркальным отражением излучающего преобразователя (см. рис. 44). В его передаточную функцию входит составляющая, которая может приводить к дисперсии.

В фильтрах первого типа при использовании логопериодической конфигурации электродов в преобразователе каждая их пара эффективно возбуждает поверхностную волну на частоте f_n , определяемой шириной электродов и расстоянием между ними. Поэтому при конструировании преобразователя должно быть соблюдено условие:

$$\frac{f_{n+1}}{f_n} = \text{const.} \quad (68)$$

Тогда достигается линейная частотно-модулированная функция взвешивания электродов.

Предложена [100] конструкция фильтра, содержащая 211 электродов в преобразователях с линейным частотно-модулированным взвешиванием на звукопроводе из ниобата лития. Вносимые потери изменяются от 22 до 32 дБ в полосе пропускания 40 % от центральной частоты. Фазовые искажения, оказывающие значительное влияние на частотные характеристики фильтра, снижаются при соблюдении постоянного отношения ширины электродов к промежутку между ними, поскольку в этом случае эффективная скорость ПАВ в любой области преобразователя оказывается неизменной.

Для снижения пульсаций характеристик в полосе пропускания используют амплитудное взвешивание электродов линейных частотно-модулированных преобразователей [100].

В конструкции с 92 электродами в преобразователях при аподизационной функции:

$$A(t_n) = \alpha \cdot \left(\frac{f_n}{f_0} \right)^{-3} \left[1 + Q_L \left(\frac{f_n}{f_0} \right)^2 \right]; \quad Q_L = \frac{2\pi f_0 C_T}{G_L}, \quad (69)$$

(где G_L – электрическая проводимость нагрузки преобразователя C_T – статическая емкость преобразователя) амплитудно-частотная характеристика имела неравномерность 3 дБ в полосе пропускания 40 % от центральной частоты [100].

Фильтры ПАВ с веерными преобразователями

При использовании в фильтре преобразователей с электродами, повернутыми на некоторый угол Θ относительно один другого (рис. 45) амплитуда акустической волны, излучаемой каждым электродом, равна

$$\hat{A}(t_n) = \hat{A}_0 \frac{\sin x_1}{x_1}; \quad (70)$$

$$x_1 = \frac{\pi \Theta W \cdot n}{\lambda_0},$$

где W – апертура преобразователя;

λ_0 – длина повернутой волны на частоте синхронизма;

n – порядковый номер электрода относительно центра преобразователя.

Данное выражение аналогично уравнению (61), полученному для функции аподизации однородных электродов преобразователя, формирующего прямоугольную частотную характеристику фильтра ПАВ [100].

Таким образом, число лепестков импульсной характеристики веерного преобразователя, имеющей вид усеченной функции $\sin x/x$, равно:

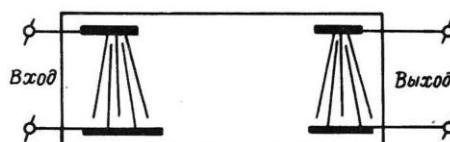
$$CS = 2 \frac{W}{\lambda_0} \cdot \Theta_{\max} - 1. \quad (7)$$

У фильтра ПАВ с двумя веерными преобразователями, по 21 электроду в каждом, с $\Theta_{\max} = 3^\circ$ на звукопроводе из ниобата лития YZ среза неравномерность вносимого затухания в полосе пропускания $\Delta f/f_0 = 20\%$ составила 2 дБ при подавлении уровня боковых лепестков до 20 дБ.

Фильтры с широкополосным согласованием импедансов преобразователей

Как указывалось, простейшей согласующей цепью для обеспечения минимальных потерь в фильтрах ПАВ может служить обычная катушка индуктивности.

Рис.45. Конструкция фильтра ПАВ с веерным преобразователем



Применение более сложных цепей [137] позволило создать фильтр ПАВ с полосой пропускания – 40 % от центральной частоты 100 МГц. Преобразователи содержали шесть равноудаленных электродов одинаковой длины на звукопроводе из ниобата лития YZ-среза. Уровень вносимых потерь в полосе пропускания составлял 15 дБ. Согласующее устройство представляло собой многоэлементную инвертирующую цепь, по габаритам значительно превышающую фильтр ПАВ.

Фильтры ПАВ с металлизированным звукопроводом

Нанесение на звукопровод металлического покрытия определенной формы приводит к пространственному изменению скорости ПАВ, что вызывает появление изменяющейся по ширине пучка дополнительной задержки.

Частотная характеристика фильтра ПАВ, состоящего из двух идентичных эквидистантных преобразователей и фигурной металлической пленки между ними на поверхности пьезоэлектрического звукопровода (рис. 46), описывается выражениями:

$$H(\omega) = H_i^2(\omega) \cdot V_M(\omega) \cdot \exp\left(-j \frac{\omega l_x}{V}\right); \quad (72)$$

$$V_M(\omega) = \frac{1}{W} \int_0^W \exp(-j \omega \delta \tau \cdot l_z) dx, \quad (73)$$

где $H(\omega)$ – передаточная функция каждого преобразователя;
 $V_M(\omega)$ – передаточная функция, определяющая влияние металлического покрытия;
 l_z – длина участка звукопровода;
 W – апертура преобразователей;
 l_x – расстояние между центрами преобразователей;
 $\delta \tau$ – время дополнительной задержки, обусловленной нанесением металлической пленки.

Для тонкого покрытия: $\delta \tau = \frac{1}{V} \cdot \frac{k_s^2 / 2}{1 - (k_s^2 / 2)}, \quad (74)$

где V – скорость поверхностной волны;
 k_s – коэффициент электромеханической связи.

Полагая $\delta \tau \cdot l_z = t$, можно записать:

$$V_M(\omega) = \frac{1}{W} \int_0^W \exp(-j \omega t) x(t) dt. \quad (75)$$

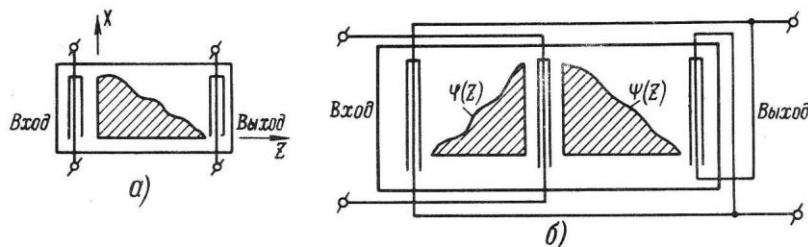


Рис.46. Конструкция фильтров с двумя (а) и тремя (б) преобразователями с металлическим покрытием звукопровода

Таким образом, кривая, задающая форму металлического покрытия звукопровода, определяется первообразной от обратного преобразования Фурье для заданной функции:

$$x(l_z) = \frac{2W}{\pi} \int_0^\infty \left\{ \int_0^\infty \operatorname{Re}[V_M(\omega)] \cos \omega t d\omega \right\} dt. \quad (76)$$

Если при этом полученная функция неоднозначна, то выражение (73) теряет смысл. В этом случае функцию $x(l_z)$ следует представить так, чтобы $l_z = f(x)$ было однозначно и $x'(l_z) = x(l_z)$. Такая функция легко находится и имеет вид:

$$x(l_z) = \phi(l_z) + \psi(l_z), \quad (77)$$

причем $\phi(l_z) = \begin{cases} x'(l_z) & \text{если } x'(l_z) > 0 \\ 0 & \text{если } x'(l_z) < 0 \end{cases}$

$$\psi(l_z) = \begin{cases} x'(l_z) & \text{если } x'(l_z) < 0 \\ 0 & \text{если } x'(l_z) > 0 \end{cases}$$

В конструкции фильтра из идентичных центрального излучающего и двух включенных встречно детектирующих преобразователей форма наносимых между ними металлических покрытий определяется для одного функцией $\phi(l_z)$, для другого – функцией $\psi(l_z)$.

Передаточная функция такого фильтра дается выражением :

$$H(\omega) = H_i^2 \exp(-j\omega \frac{l_x}{V}) \cdot \frac{1}{W} \int_0^W \exp[-j\omega \cdot \delta\tau \cdot l_z(\phi)] dy - \\ - \int_0^W \exp[-j\delta\tau \cdot l_z(\psi)] dy = H_i^2 \exp(-j\omega \frac{l_x}{V}) \cdot V_{\text{м зад.}}(\omega). \quad (78)$$

Исследовалась конструкция фильтра ПАВ, выполненного на звукопроводе из ниобата лития YZ -среза и содержащего идентичные эквидистантные преобразователи с шестью электродами; форма металлического покрытия между ними обеспечивала прямоугольность амплитудно-частотной характеристики фильтра. Полоса пропускания составила 25% от центральной частоты 28 МГц при подавлении боковых лепестков до уровня 40 дБ.

К преимуществам такой конструкции относятся, во-первых, интегральный характер воздействия $V_{\text{м}}(\omega)$ на частотные зависимости фильтра, во-вторых, возможность регулировки характеристик фильтра, в-третьих, снижение потерь из-за двунаправленности излучения; кроме того, обеспечивается широкополосное подавление объемных волн, генерируемых центральным преобразователем. Недостатки конструкции: увеличение размеров звукопровода, активизация эффектов преломления акустических волн на границе металлизации, необходимость использования материалов с большим коэффициентом связи.

Методы расчета фильтров ПАВ

Метод рядов Фурье. Весовые функции

Как указывалось, в простейшей модели фильтра ПАВ каждый электрод является генератором либо детектором ПАВ, а ее действие описывается с помощью δ -функций.

Формула (52), соответствующая характеристике фильтра, пригодна для анализа, но неудобна для проектирования фильтра. Большинство разработчиков в целях упрощения методов синтеза отдают предпочтение конструкции, в которой один преобразователь имеет небольшое число электродов одинаковой длины, в то время как на топографию другого преобразователя таких ограничений не накладывается. При этих условиях выражение (52) упрощается:

$$H(\omega) = P \cdot \sum_{k_1=1}^{2N+1} I_{k_1} \cdot \exp(-j\omega x_{k_1}/V), \quad (79)$$

где $2N + 1$ – число электродов сложного преобразователя;
 I_{k_1} – показатель, характеризующий длину перекрытия и полярность k -го электрода.

Для симметричного преобразователя с равномерно размещенными электродами передаточная функция фильтра ПАВ приобретает вид:

$$H(f) = P[1 + 2 \sum_{k_1=1}^N I_{k_1} \cdot \cos(\omega \cdot x_{k_1}/V)]. \quad (80)$$

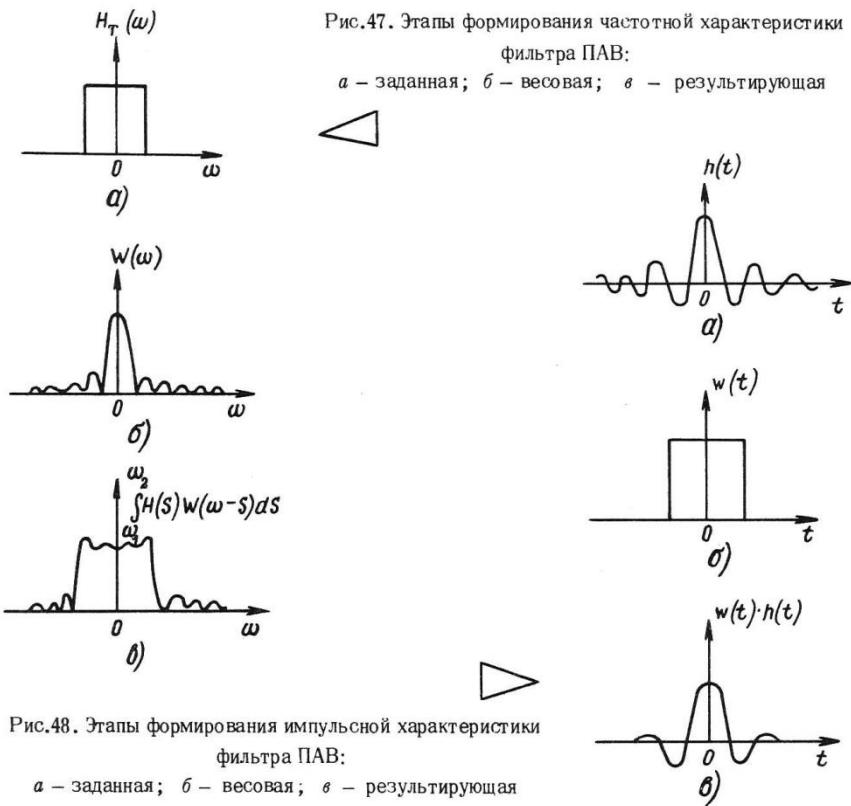
Частотная характеристика $H(f)$ является повторяющейся, так как излучение и прием ПАВ происходят в дискретных точках. Простейший метод проектирования фильтров основан на использовании рядов Фурье. Поскольку импульсный отклик и функция перекрытия электродов преобразователя подчиняются одному закону, то последнюю можно определить с помощью обратного преобразования Фурье:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H_T(\omega) \exp(j\omega t) d\omega, \quad (81)$$

где $H_T(\omega)$ – заданная частотная характеристика, которая путем замены переменной центрируется в нулевой частоте (рис. 47), при этом $h(t)$ является видеоимпульсом (рис. 48). Коэффициенты функции перекрытия определяют при выборке $h(t)$ в точках, расположенных на расстоянии, кратном расстоянию между электродами:

$$I_{k_1} = (-1)^{k_1} \cdot h\left(\frac{k_1}{2f_0}\right). \quad (82)$$

Конечно, этот метод из-за дискретности выбора позволяет лишь приблизительно находить длину перекрытия электродов. Более точные данные можно получить при использовании дискретного преобразования Фурье, однако и здесь возможны ошибки из-за конечности размеров преобразователя. Конечную импульсную характеристику фильтра ПАВ (см. рис. 48) рассчитывают путем умножения бесконечной характеристики на прямоугольную функцию, которая называется весовой функцией $w(t)$. Умножению во временном интервале соответствует свертка заданной передаточной функции с функцией, являющейся преобразованием Фурье $w(t)$. Резкое изменение весовой функции на гра-



нице усечения приводит к нежелательным пульсациям результирующей частотной характеристики фильтра, которые известны как явление Гиббса [137].

Использование гладких, медленно меняющихся функций в качестве весовых вызывает уменьшение пульсаций частотной характеристики функции – свертки, однако ухудшает ее прямоугольность. В настоящее время предложен ряд функций, широко применяемых разработчиками [138]. Одной из простых является функция Фейера:

$$w(t) = \begin{cases} 1 - \frac{2t}{T}, & |t| < \frac{T}{2} \\ 0, & |t| > \frac{T}{2}, \end{cases} \quad (83)$$

где T – длительность импульсного отклика.

Такое взвешивание способствует подавлению боковых лепестков частотной характеристики, но почти удваивает ширину переходной полосы. При использовании функции Ланцоша

$$w(t) = \begin{cases} \left[\frac{\sin(\frac{\pi t}{T})}{\frac{\pi t}{T}} \right]^{m_1}, & m_1 = 1, 2, \dots, |t| < \frac{T}{2} \\ 0, & |t| > \frac{T}{2} \end{cases} \quad (84)$$

удается уменьшить боковые лепестки частотной характеристики до -35 дБ по сравнению с -21 дБ без взвешивания.

Весовая функция Хемминга

$$w(t) = \begin{cases} 0,54 + 0,46 \cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right), & |t| < \frac{T}{2} \\ 0 & |t| > \frac{T}{2} \end{cases} \quad (85)$$

дает возможность с помощью преобразования Фурье сконцентрировать 99,96% энергии в основной полосе пропускания.

Если необходимо при конечной протяженности импульсной характеристики найти соответствующую ей конечную частотную характеристику фильтра ПАВ, то за весовую функцию часто принимают функцию вытянутого сфероида [138]. Этот класс функций оптимален в том смысле, что в полученных с их помощью частотных характеристиках максимум энергии содержится внутри некоторой полосы для конечного временного интервала. Весьма сходны с ними весовые функции Кайзера:

$$w(t) = \begin{cases} I_0 \left[\omega_a \sqrt{(T/2)^2 - t^2} \right], & |t| < \frac{T}{2} \\ I_0 \left(\frac{\omega_a T}{2} \right) & |t| > \frac{T}{2}, \end{cases} \quad (86)$$

где I_0 – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка. Таким образом, метод преобразования Фурье с применением функций взвешивания позволяет найти удобное аналитическое выражение для описания топологии преобразователей фильтра ПАВ. Следует отметить, что этот метод также применим при расчете фильтров с неоднородной расстановкой электродов в преобразователе.

Методы оптимального проектирования фильтров ПАВ

Метод снижения колебаний частотной характеристики фильтров ПАВ с помощью весовых функций позволяет уменьшить ее среднеквадратичное отклонение от заданного уровня, но не дает возможности выявить конкретных изменений параметров фильтра.

Методы, позволяющие найти топологию заданного числа электродов преобразователей при заранее определенных границах изменения частотной характеристики фильтра ПАВ, называют оптимальными. Они основаны на представлении преобразователя в виде трансверсального фильтра. Методы расчета трансверсальных фильтров (в частности, цифровых нерекурсивных) хорошо известны [139].

Из параметров, влияющих на пределы изменения частотной характеристики, необходимо учитывать: пульсации в частоте пропускания ($1 \pm \frac{1}{2} \Delta a_p$), пульсации в полосе заграждения (Δa_3), границы полосы пропускания (ω_p) и полосы заграждения (ω_3), число выборок импульсной характеристики или число электродов сложного преобразователя ($2N + 1$). Естественно, не все эти параметры задаются независимо, один из них остается свободным. Например, программа может минимизировать ширину переходной полосы ($\omega_p - \omega_s$) для жестко заданных значений N , Δa_p , Δa_3 , ω_p .

Оптимально спроектировать фильтр ПАВ можно путем синтезирования максимально плоского фильтра либо в полосе пропускания, либо в полосе заграждения [140]. В обоих случаях на основе выражения (79) составляется ряд уравнений, определяющих значения функции или ее производных в отдельных точках. Так, для фильтра первого типа положение нулей полинома $H(\omega)$ задается рядом уравнений:

$$H(\omega) \Big|_{\omega=0} = 1$$

$$\frac{\partial^n H(\omega)}{\partial \omega^{n_2}} \Big|_{\omega=0} = 0, n_2 = 1, 2, \dots, (2N - k_2) + 1 \quad (87)$$

$$\frac{\partial^m H(\omega)}{\partial \omega^{m_2}} \Big|_{\omega=\pm\frac{1}{T_1}} = 0, m_2 = 1, 2, \dots, (2k_2 - 1)$$

Здесь T_1 – коэффициент плоскостности характеристики на краях полосы пропускания. Решение этих уравнений позволяет найти коэффициенты перекрытия преобразователя.

Для фильтра второго типа характеристика является эквипульсационной в полосе пропускания и гладкой – в полосе заграждения. Система уравнений, определяющих перекрытие преобразователя, аналогична выражениям (67) для полосы заграждения. Пульсации в полосе пропускания должны находиться в пределах:

$$H(\omega_i) = 1 \pm \frac{1}{2} \Delta a_p, \quad i = 1, 2, \dots, k_2, \quad (88)$$

где ω_i – частоты максимальных производных.

Оптимизацию частотной характеристики фильтра ПАВ можно осуществлять с помощью ЭВМ. При этом задается какой-либо критерий, например, максимально допустимая величина пульсаций; программа оптимального поиска автоматически находит параметры фильтра с самой узкой полосой перехода для этой величины пульсаций.

В рассмотренных методах конструирования фильтров ПАВ предполагается, что один из преобразователей является взвешенным, т.е. имеет электроды неоднородной длины, другой (широкополосный) состоит из малого числа одинаковых электродов, поэтому его полоса не влияет на заданную характеристику.

Если возникает "завал" амплитуды широкополосного преобразователя на краях полосы, его можно скомпенсировать при расчете частотной характеристики взвешенного преобразователя.

Основные эффекты второго порядка

Методы синтеза, основанные на рассмотрении преобразователя ПАВ в виде идеального трансверсального фильтра, не учитывают эффектов второго порядка, возникающих в фильтрах ПАВ и оказывающих существенное влияние на их характеристики. Наиболее ощущимыми эффектами второго порядка считаются [99, 141]:

- 1) многократные отражения ПАВ от краев встречно-штыревых электродов (рис. 49);
- 2) сигналы многократного (в основном, тройного) прохождения, обусловленные отражением от преобразователей, так как идеальное согласование акустических каналов практически невозможно в системе с двунаправленными преобразователями;
- 3) электроакустическая регенерация вследствие постоянного чередования электрических и акустических полей, возникающая по мере того как поверхностная волна распространяется под преобразователем (см. рис. 49);
- 4) дифракция пучка ПАВ и его отклонение от направления распространения, обусловленные геометрией преобразователей и материалом звукопровода;

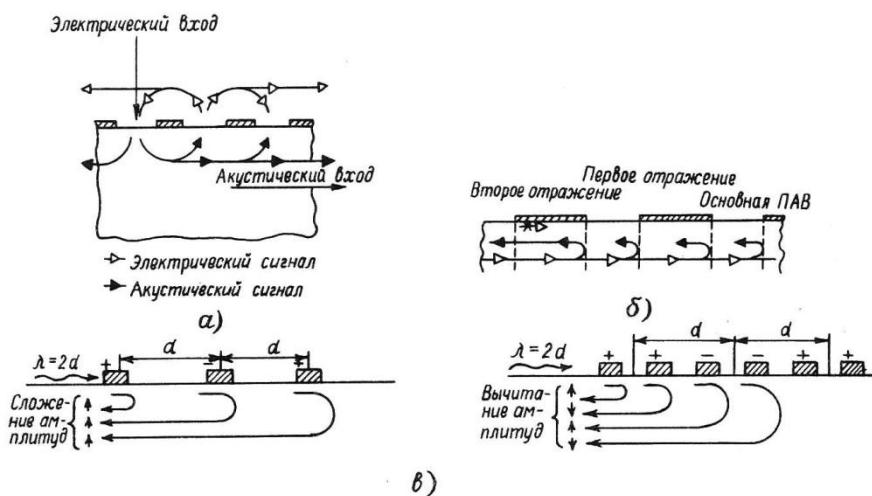


Рис.49. Механизм образования некоторых эффектов второго порядка:
α – электроакустическая регенерация; β – акустическое рассогласование; γ – отражение волн от простых и расщепленных электродов

- 5) отражение ПАВ от краев звукопровода;
 - 6) ложные сигналы, вызываемые объемными модами, как продольными, распространяющимися почти параллельно поверхности, так и поперечными, отраженными от границ звукопровода;
 - 7) массовая нагрузка поверхности звукопровода металлическими преобразователями и связанное с ней изменение скорости ПАВ;
 - 8) дисперсия скорости ПАВ в металлизированных областях;
 - 9) искажение фазового фронта волны из-за разности скоростей ПАВ в центральной и периферийных областях преобразователя;
 - 10) краевые эффекты и взаимодействие соседних электродов между собой;
 - 11) паразитные электростатическая и электромагнитная связи входных и выходных преобразователей;
 - 12) искажение характеристик, обусловленное цепями согласования.
- Точный расчет некоторых эффектов второго порядка затруднителен и влияние их уменьшают путем изменения конструкций преобразователей и фильтров, а также использованием симметричных балансных схем.

Ниже рассмотрены эффекты второго порядка, величину и характер которых можно оценить при проектировании устройства.

Многоократные отражения ПАВ

Эффект пассивного отражения ПАВ от отводов, образованных парами встречно-штыревых электродов, целесообразно оценивать при условии слабой связи преобразователя с внешней схемой. Обычно отводы соединяются параллельно, поэтому преобразователь действует как отражающая пассивная решетка только при коротком замыкании. В режиме же холостого хода параллельно соединенные отводы вызывают эффекты повторного возбуждения или регенерации, которые можно относить к внешней схеме.

Для элементарного отвода, состоящего из двух электродов, приемлема матрица рассеяния, характеризующая шестиполюсник:

$$S_n = \begin{vmatrix} r_n & t_n & C_n \\ t_n & r_n & C_n \\ C_n & C_n & e_n \end{vmatrix}, \quad (89)$$

где r_n – коэффициент акустического отражения; t_n – коэффициент прохождения ПАВ; C_n – коэффициент электроакустической передачи; e_n – коэффициент электрического отражения.

Если на два акустических входа I и II шестиполюсника падают ПАВ с амплитудами a_n и b_n соответственно, то коэффициент электроакустической передачи почти зажорченного отвода равен:

$$C'_n \approx C_n \sqrt{R/R_0} (a_n + b_n), \quad (90)$$

где R – сопротивление внешней нагрузки, R_0 – опорный импеданс (обычно 50 Ом).

Взвешивание отводов учтено в C'_n ; амплитуда b_n вызывается акустическими отражениями, и следовательно, a_n уменьшается при прохождении волны через преобразователь вследствие потерь на отражение. Преобразователь можно рассматривать как периодическую решетку с постоянными отражениями на каждом отводе. Естественно, с ростом числа отводов увеличиваются искажения из-за акустического отражения даже для материалов со слабой связью.

Если искажения сравнительно малы, то волны a_n и b_n в структуре с симметричными отводами можно описать уравнениями [141]:

$$a_n \approx e^{-j \cdot (n-1) \cdot \Phi}; \quad (91)$$

$$b_n \approx \pm |r| e^{-j \cdot N \cdot \Phi} \cdot \frac{\sin \cdot (N-n) \cdot \Phi}{\sin \Phi}; \quad (92)$$

$$C'_n \approx C_n \cdot \sqrt{R/R_0} \cdot e^{-j(n-1)\Phi} \cdot [1 \pm j \cdot |r| \cdot e^{-j \cdot (N-n+1) \cdot \Phi}] \cdot \frac{\sin(N-n) \cdot \Phi}{\sin \Phi}, \quad (93)$$

где $|r|$ – модуль коэффициента акустического отражения на каждом отводе. Можно представить общую передаточную функцию в виде суммы симметричной и несимметричной частей, для учета искажений ввести соответствующие коэффициенты:

$$H(p) = \sum_{n=1}^N C_n \cdot e^{-j(n-1) \cdot \Phi} = e^{-j[(N-1)/2] \Phi} \sum_{m=0}^{(N-1)/2} (a_m \cdot \cos m \cdot \Phi + j \cdot b_m \cdot \sin m \cdot \Phi), \quad (94)$$

где $m = N/2 - n + 1/2$, $C_n = \frac{a_m + b_m}{2}$ для $n < \frac{N-1}{2}$ и $m = -N/2 +$

$+ n - 1/2$, $C_n = \frac{a_m - b_m}{2}$ для $n > \frac{N+1}{2}$, при этом преобразова-

тель содержит нечетное число отводов N ; $p = i\omega$.

Подставляя выражение (93) в уравнение (94), получаем передаточную функцию с учетом искажений:

$$H'(p) = \sqrt{R/R_0} \cdot e^{-j[(N-1)/2]\Phi} \left\{ \sum_{m=0}^{(N-1)/2} a_m \cos m \cdot \Phi [1 \pm j \cdot |r| \cdot e^{-j(\frac{N+1}{2})\Phi}] \times \right.$$

$$\times \left. \frac{\sin(\frac{N-1}{2})\Phi}{\sin\Phi} \right] + j \cdot \sum_{m=0}^{(N-1)/2} b_m \cdot \sin m \cdot \Phi [1 +$$

$$+ j \cdot |r| \cdot e^{-j(\frac{N-1}{2})\Phi} \cdot \frac{\cos(\frac{N-1}{2})\cdot\Phi}{\sin\Phi}] \}.$$
(95)

Из уравнения (95) видно, что многократные отражения волн ведут к суперпозиции пульсаций как в амплитуде, так и в фазе частотной характеристики.

Обычно полосовые фильтры имеют симметричную или близкую к симметричной амплитудно-частотную характеристику, которую в этом случае с учетом многократных отражений можно записать в виде:

$$|H'(p)| \approx \sqrt{R/R_0} \cdot |H(p)| \cdot [1 \pm \frac{|r| \cdot (\cos\Phi - \cos n\Phi)}{2 \sin\Phi}].$$
(96)

Это выражение справедливо, если $|r|$ достаточно мало.

Если отводы в преобразователе отстоят один от другого на целое число полуволн, то при работе в узкой полосе частот вблизи резонанса

$$\begin{aligned} \sin\Phi &\approx \pm 2x/N; \\ \cos\Phi - \cos n\Phi &\approx \pm 2 \sin^2 x, \end{aligned}$$
(97)

где $x = \frac{N\rho\pi}{2} - \frac{f-f_0}{f_0}$, ρ – расстояние между отводами, выражено

ное в длинах полуволн, f_0 – резонансная частота. В соответствии с этим, уравнение для амплитудно-частотной характеристики можно записать в виде:

$$|H'(p)| \approx \sqrt{R/R_0} \cdot |H(p)| \cdot (1 \pm |r| \cdot \frac{N}{2} \cdot \frac{\sin^2 x}{x^2}). \quad (98)$$

При этом максимальная пульсация равна:

$$\delta a_{\max} = \pm 0,36 |r| \cdot N, \quad (99)$$

а модуль теоретического коэффициента отражения $|r|$ от закороченного отвода в обычном преобразователе (расстояние между отводами $\lambda_0/2$) на резонансной частоте равен:

$$|r| \approx 0,36 \cdot k_s^2, \quad (100)$$

где k_s^2 – постоянная связи. Массовая нагрузка поверхности в уравнении (100) не учитывается. На рис. 50 показаны расчетные кривые, отражающие зависимость максимальных пульсаций от числа отводов в преобразователе (с равной шириной и шагом электродов).

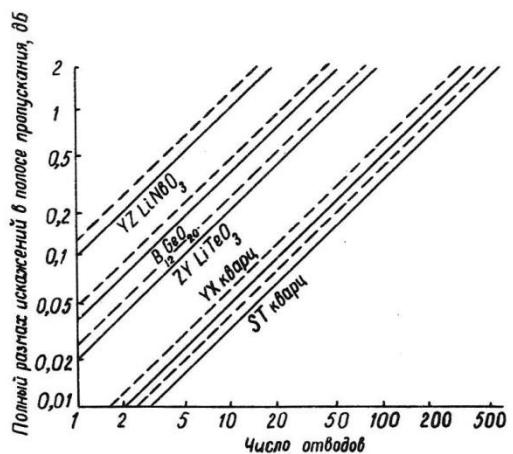


Рис.50. Пульсации в полосе пропускания, вызванные многократными отражениями ПАВ (штриховые линии – раздельные отводы, сплошные линии – заполненные преобразователи)

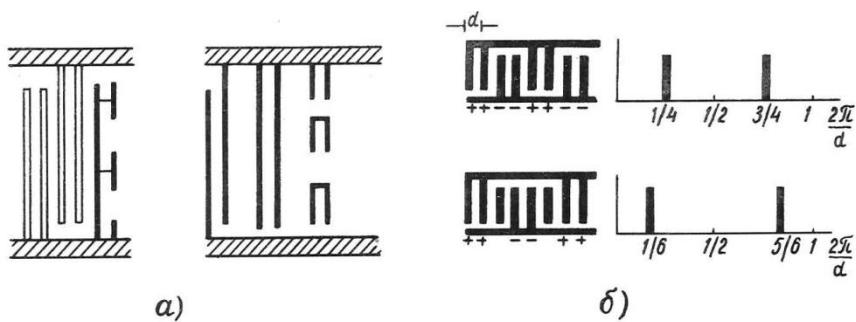


Рис.51. Преобразователь с двойными рабочими и взвешенными ложными электродами (а) и многоэлектродный преобразователь (б)

Эффективным способом снижения уровня многократных отражений является применение расщепленных электродов. В этом случае изменение общей амплитудной характеристики достигается уменьшением вдвое фазового угла Φ в уравнении (96).

В соответствии с этим

$$H'(p) = \sqrt{R/R_0} \cdot |H(p)| \cdot \left\{ 1 \pm \frac{|r| \cdot [\cos(\Phi/2) - \cos N - \Phi]}{2 \sin(\Phi/2)} \right\}, \quad (101)$$

где $|r|$ теперь означает коэффициент отражения от узкого зазора в расщепленном электроде.

При работе в узкой полосе частот справедливо приближение $\cos(\Phi/2), \sin(\Phi/2) = 1$, поэтому пульсации являются однородными и имеют амплитуду $\delta a \approx |r|/2$. В этом случае отражение можно рассматривать как следствие рассогласования между акустическими импедансами участков звукопровода под электродами преобразователя и со свободной поверхностью. Пульсации из-за многократного отражения [142] можно эффективно уменьшить путем взвешивания последнего (ложного) отвода или путем использования преобразователей с несколькими электродами в отводе (рис. 51). Приемлемое уменьшение отражений происходит при изменении соотношения размеров электрод-прорезь в преобразователе [143].

Тройные переходные сигналы

Учет тройных переходных сигналов, вызываемых акустическими отражениями от передающего и приемного преобразователей, особенно сложен для фильтров ПАВ с узкой и средней шириной полосы пропускания, так как уровень этих сигналов в конструкциях с двумя

преобразователями может составлять всего лишь – 6 дБ от основного сигнала.

Если общее акустическое отражение от внешнезакороченного преобразователя равно r_s , то с учетом внешнего согласования оно составит:

$$r_s = r + r_m = r + \frac{1}{2} |H'(p)|^2 \cdot (R_0/R) \cdot \frac{1}{Y_L + Y_t}, \quad (102)$$

где $Y_L = \frac{R_0}{Z_L}$ – проводимость внешней цепи;

$Y_t = \frac{R_0}{Z_t}$ – входная проводимость преобразователя.

Модуль коэффициента отражения $|r_m|$ и амплитудно-частотная характеристика $|H''(p)|$ фильтра с учетом тройного сигнала связаны между собой уравнением:

$$|r_m|^2 = \frac{1 - |H''(p)| \cdot (1 + q)^2 \pm \sqrt{1 - 2|H''(p)|^2 \cdot (1 + q^2)}}{2 \cdot (1 + q)^2} \quad (103)$$

Здесь параметр q определяется из соотношения:

$$Y_L + Y_t = (q_L + q_t)(1 + iq),$$

где q_L и q_t – соответственно относительные проводимости нагрузки и излучения преобразователя.

Графическое решение уравнения (103) показано на рис. 52. По этим графикам можно непосредственно подсчитать величину подавления тройного переходного сигнала для фильтра с идентичными входным и выходным преобразователями. Из формулы (103) и рис. 52 видно, что для достижения заданного уровня вносимых потерь преобразователи нужно настраивать для получения $q = 0$ и минимизировать отношение q_t/q_L .

Снижение уровня тройного переходного сигнала достигается, в первую очередь, при уменьшении многократных отражений $|r|$, а так-

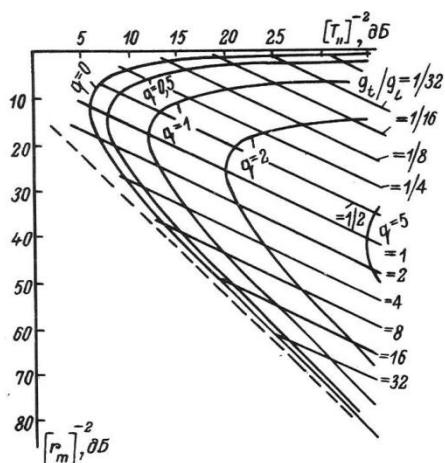


Рис.52. Подавление тройного проходного сигнала в зависимости от вносимых потерь для фильтра из двух идентичных преобразователей

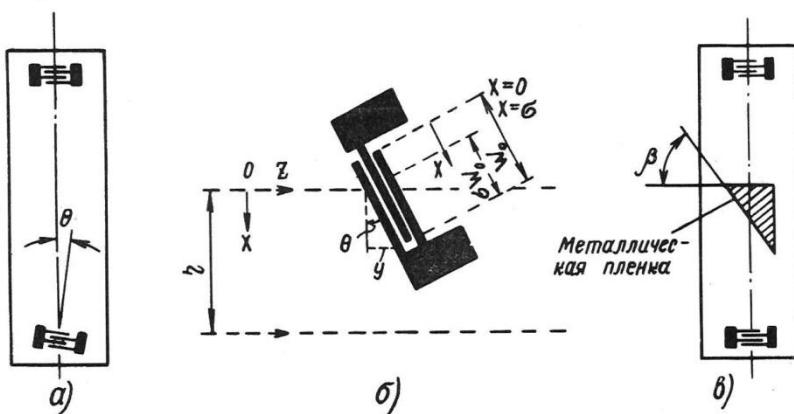


Рис.53. Уменьшение тройного проходного сигнала при повороте фронта падающей волны:

a – повернут передающий преобразователь; *б* – детали повернутого преобразователя; *в* – поворот фронта при помощи металлической пленки

же при использовании многополосковых ответвителей [144] или фазированной решетки [145]. В некоторых случаях положительные результаты дает деление преобразователя на смещенные параллельно связанные секции или применение преобразователей с наклоном к направлению распространения акустического луча (рис. 53).

Коэффициент передачи фильтра, в котором один из преобразователей имеет наклон под углом θ , равен [146]:

$$S(i\omega) = 2 \cdot \frac{1}{|H^2(\omega)|} \cdot \cos \theta \cdot \frac{\tau^2 \cdot T}{\eta} \left\{ \frac{1}{\phi^2} [1 - \cos \phi] \right\}; \quad (104)$$

$$\phi = 2\pi \frac{\tau \cdot W_0}{\lambda_0} \cdot \sin \theta; \quad \tau = 1 - \frac{\mu}{W_0},$$

где $\frac{1}{|H(\omega)|}$ — коэффициент передачи входного и выходного преобразователя;
 η — ширина акустического луча;
 W_0 — апертура преобразователя;
 μ — часть апертуры, на которую попадает акустический луч.

Функция $E = \frac{2}{\phi^2} [1 - \cos \phi]$, графически представленная на рис.54,

обращается в нуль при $\phi = 2\pi n (n=1, 2, 3 \dots)$. Поскольку тройной переходный сигнал попадает на выходной преобразователь под углом 3θ , то условие равенства нулю его амплитуды на выходе будет иметь вид:

$$2 \cos \theta \frac{\tau^2 W_0^2}{2} \left[\frac{1}{\phi^2} (1 - \cos \phi) \right] = 0. \quad (105)$$

Угол θ обычно мал, поэтому $\cos \theta \approx 1$ и условие (105) сводится к следующему:

$$E \approx \frac{2}{\phi^2} [1 - \cos \phi] = 0, \quad (106)$$

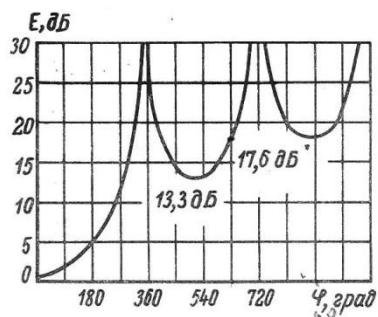


Рис.54. Функция $\frac{2}{\phi^2} (1 - \cos \phi)$

откуда величина угла θ наклона преобразователя для полного подавления переходного сигнала равна:

$$\theta = \frac{1}{3} \arcsin \frac{\lambda_0}{r \cdot W_0} . \quad (107)$$

Возникающее при этом ослабление прямого сигнала ПАВ оценивается по формуле (104), например, при $\lambda_0 = 116$ мкм, $W_0 = 7,8$ мм, $r = 0,9875$ и $\theta = 2^\circ 50'$ найдено, что подавление тройного переходного сигнала составляет -36 дБ, в то время как основной сигнал ослаивается лишь на $1,8$ дБ.

Для поворота фронта акустической волны можно использовать металлическую пленку в виде треугольника с углом β при вершине [147]. Угол при вершине связан с углом поворота фронта акустической волны соотношением:

$$\beta = \operatorname{arctg} \left[\frac{V_e}{\Delta V} \operatorname{tg} \theta \right], \quad (108)$$

где V_e — скорость ПАВ под металлизированной областью;

$\Delta V = \frac{1}{2} k_s^2 V_f$ — изменение скорости под влиянием металлизации.

В случае реализации LiNbO_3 в качестве звукопровода угол $\beta = 62^\circ 18'$ для поворота фронта ПАВ на угол $\theta = 2^\circ 50'$, соответствующий максимальному подавлению тройного переходного сигнала.

Наибольший эффект дает использование схем и конструкций фильтров ПАВ с компенсацией отраженных сигналов, например, схемы каскадного включения фильтров [148]. Так, в двухкаскадном фильтре при различии расстояний между преобразователями в первом и втором каскадах (рис. 55) в половину длины акустической волны $\lambda_0 / 2$ обеспечивается компенсация отраженного сигнала.

В случае симметричных структур фильтров с тремя преобразователями (рис. 56) удается достичь большего подавления тройного переходного сигнала [135]. Для центрального преобразователя общее акустическое отражение двух волн, излучаемых в противоположных направлениях, описывается формулой [141]:

$$r_{ac} = r + 2 r_m + C'_{n_1}, \quad (109)$$

где последний член C'_{n_1} соответствует акустической передаче через

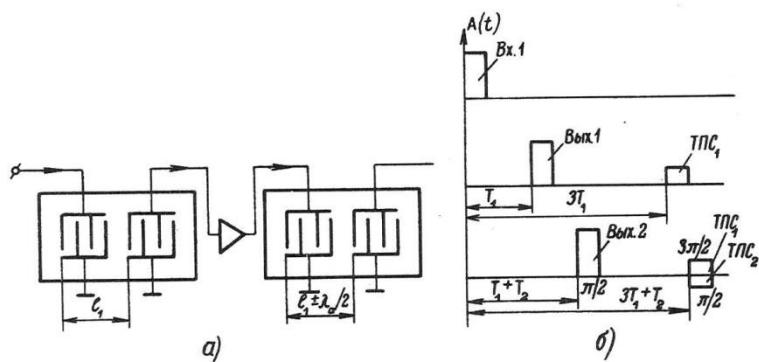


Рис.55. Двухкаскадный фильтр с уменьшенным уровнем тройного проходного сигнала (а) и его временная диаграмма (б)

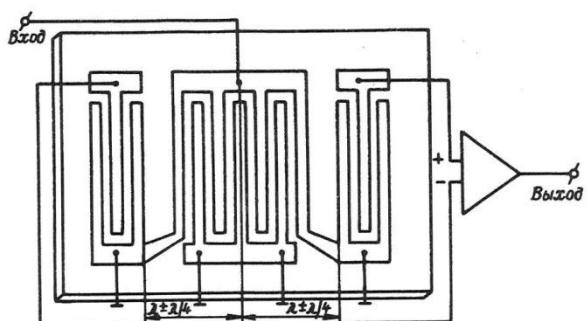


Рис.56. Симметричный фильтр с общей решеткой

электрически закороченный преобразователь. Если многократные отражения ПАВ полностью компенсированы, то:

$$r_{ac} = \frac{|H(p)|^2}{|H'(p)|^2} \cdot \left(\frac{2 q_t}{Y_L + Y_t} - 1 \right). \quad (110)$$

При идеальном согласовании ($q_L - q_t = b_t$) достигается полное подавление r_{ac} и, следовательно, тройного переходного сигнала.

Дифракция акустического луча

При расчете полосовых фильтров ПАВ обычно предполагается, что акустическая волна, принятая выходным преобразователем,

является суперпозицией плоских волн, излучаемых каждой парой электродов передающего преобразователя [96]. При этом амплитуда волн пропорциональна величине перекрытия соседних электродов, а их фаза зависит от временного положения электродов t_n . В фильтрах с аподизованными эквидистантными преобразователями, рассчитанными, например, по методу прямой свертки, для получения уровня боковых лепестков $a_6 = -60$ дБ в качестве весовых функций обычно используются функции Кайзера и Дольфа-Чебышева, для реализации которых необходимо весьма точно соблюдать условия перекрытия электродов (функцию аподизации). При этом диапазон изменения относительного перекрытия составляет от 1 до $1 \cdot 10^{-3}$.

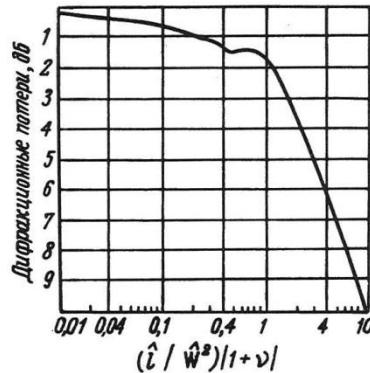
Для согласования с конечной нагрузкой и из-за ограниченности размеров звукопроводов апертура преобразователей фильтра выбирается равной $\hat{W} = (30-70) \cdot \lambda_0$, а приемный преобразователь располагается на расстоянии $\hat{l}_z = (50-100) \cdot \lambda_0$ от передающего, т.е. в ближней зоне акустического луча.

Дифракция ПАВ от источников с конечной апертурой вызывает не только расхождение пучка, но и пульсации волнового фронта как по амплитуде, так и по фазе. Расхождение акустического пучка сопровождается ростом потерь на его распространение; при этом кривая, описывающая зависимость дифракционных потерь (рис. 57), является справедливой для всех материалов звукопроводов, в которых скорость ПАВ удается аппроксимировать отрезком параболы [150]:

$$\frac{V(\theta)}{V_0} \approx 1 + \frac{\gamma}{2} (\theta - \theta_0)^2, \quad (111)$$

где $\gamma = \frac{\partial \phi}{\partial \theta}$ — параболический коэффициент, а θ_0 — угловая ориентация направления чистой моды.

Рис.57. Кривая, описывающая зависимость дифракционных потерь от $(l/W^2) |1 + \nu|$ для всех материалов в параболическом приближении



В зоне Френеля потери не превышают 1,6 дБ, что соответствует потерям на границе между дальней и ближними зонами $\hat{l}_z = l_F$. Расстояние между преобразователями и их ширина всегда могут быть выбраны такими, что величина данных потерь будет соответствовать измерениям в дальней зоне. Например, для точки, в которой потери составляют 3 дБ [151]:

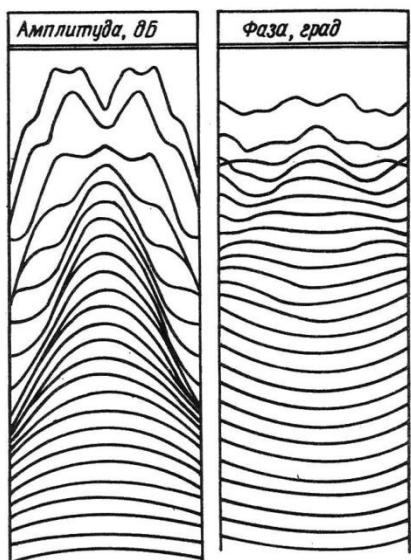
$$\hat{l}_{zz} = 1.769 \hat{l}_F, \quad (112)$$

где $\hat{l}_F = \frac{\hat{W}_2}{|1 + \gamma|}$.

Потери в дальней зоне можно аппроксимировать формулой:

$$\Pi_{\text{дз}} = -10 \lg \frac{\hat{l}_z}{l_F} \quad (113)$$

На фильтры с аподизованными преобразователями наиболее сильное влияние оказывают пульсации амплитуды и фазы фронта ПАВ. На рис. 58 показаны дифракционные картины пучка ПАВ, распространяющегося в звукопроводе из кварца ST-среза [152]. На расстоянии от источника $\hat{l}_z = (50-70) \cdot \lambda_0$ искажения амплитуды достигают 15–28%,



а пульсации фазы составляют 17–25°. При этом амплитуда не только является нелинейной функцией величины перекрытия электродов, но и изменяется с удалением от передающего преобразователя. Это эквивалентно нарушению заложенных при проектировании условий аподизации и приводит к росту боковых лепестков передаточной характеристики и уменьшению уровня затухания в ее полюсах.

Рис.58. Дифракционные картины пучка ПАВ, распространяющегося в звукопроводе из кварца ST-среза

Наибольшее влияние на передаточную характеристику оказывает непостоянство фазы принимаемой волны [152]: боковые лепестки увеличиваются на 15–20 дБ, а отклонение фазовой характеристики от линейной на краях полосы пропускания достигает $\pm(10-15)^\circ$.

Уменьшению искажений способствует тщательный выбор материала и угла среза с точки зрения дифракции и отклонения луча; при этом следует принимать во внимание один из важных выводов дифракционной теории в параболическом приближении: поскольку после учета фактора $(1 + \gamma)$ становится справедливой изотропная теория, то для материалов с $\gamma = -1$ в параболическом приближении дифракционное расхождение пучка отсутствует [151, 153]. Снижение потерь вследствие расхождения пучка достигается также при взвешивании апертуры приемного и передающего преобразователей [153].

Искажения в передаточной характеристике сильно взвешенных фильтров, вызванные пульсациями амплитуды и фазы ПАВ, целесообразнее снижать введением коррекции в функцию аподизации.

Амплитуда сигнала, передаваемого в электрическую нагрузку от акустической апертуры \hat{W} , облученной акустическим пучком с комплексной амплитудой $A(x)$, определяется по формуле [146]:

$$S = C \cdot \int_{-\hat{W}/2}^{\hat{W}/2} A(x) dx, \quad C = \text{const.} \quad (114)$$

В отсутствие дифракции напряжение на нагрузке, обусловленное N -ой парой штырей с перекрытием \hat{W}_N , относительно напряжения, обусловленного наиболее широкой парой штырей с перекрытием \hat{W}_p , как это следует из уравнения (114), равно:

$$\frac{\int_{-\hat{W}_p/2}^{\hat{W}_p/2} A(0) dx}{\int_{-\hat{W}_N/2}^{\hat{W}_N/2} A(0) dx} = \frac{\hat{W}_N}{\hat{W}_p}. \quad (115)$$

Здесь каждая пара штырей рассматривается отдельно и при получении конечного результата используется суперпозиция результатов для каждой пары.

Для определения заданной частотной характеристики при наличии дифракции необходимо найти такое же соотношение, т.е. выражение:

$$\frac{\frac{\hat{W}_N/2}{\int_{-\hat{W}_N/2}^{\hat{W}_N/2} A(x, \hat{l}'_N) dx}}{\frac{\hat{W}_0/2}{\int_{-\hat{W}_0/2}^{\hat{W}_0/2} A(x, \hat{l}_0) dx}} \quad (116)$$

нужно соотнести с выражением (115):

$$\frac{\frac{\hat{W}_N/2}{\int_{-\hat{W}_N/2}^{\hat{W}_N/2} A(x, \hat{l}'_N) dx}}{\frac{\hat{W}_0/2}{\int_{-\hat{W}_0/2}^{\hat{W}_0/2} A(x, \hat{l}_0) dx}} = \frac{\hat{W}_N}{\hat{W}_0} \cdot p \quad (117)$$

В этих уравнениях \hat{W}_N – неизвестные апертуры N -ой пары штырей, расположенной на расстоянии \hat{l}_N от излучающего преобразователя при наличии дифракции. Поскольку соотношение (117) является комплексным, оно в действительности представляет собой два уравнения относительно двух неизвестных \hat{W}_N и \hat{l}_N (соответственно скорректированной апертуре и расстояния) для N -ой пары штырей при наличии дифракции. Для двух одинаковых преобразователей шириной \hat{W}_0 дифракционные потери равны:

$$a_{\text{дф}} = -10 \lg \frac{\left| \int_{-\hat{W}_N/2}^{\hat{W}_N/2} A(x, \hat{l}_N) dx \right|^2}{\hat{W}_0 / \hat{W}_N} - 10 \lg \frac{\hat{W}_N \cdot W_0}{\hat{W}_N^2} \quad (118)$$

и могут рассматриваться как поправка к амплитуде. При необходимости с целью нахождения относительной фазы $\xi(N)$ для каждой пары штырей вводится поправка к фазе путем анализа нового фильтра \hat{W}_N ,

расположенного на расстоянии \hat{l}_N . Использование равенства:

$$\hat{l}'_N = l_N + \frac{\xi(N)}{2\pi} \quad (119)$$

дает хорошие результаты при определении поправки к фазе.

Особенности проектирования узкополосных фильтров ПАВ

Требования к материалам

Полосовые фильтры с относительной полосой пропускания $\Delta f/f_0 = (1-2)\%$ обычно классифицируются как узкополосные. Они могут быть построены как по традиционной схеме, содержащей многоэлектродные входной и выходной преобразователи, так и по схемам, в которых используются резонаторы ПАВ.

Резонаторы ПАВ с распределенными отражателями в виде системы металлических полосок или вытравленных на поверхности звукопровода канавок находят все большее применение в устройствах узкополосной фильтрации. Они характеризуются высокой добротностью (2–1000), низкими вносимыми потерями (≤ 5 дБ), а их основные рабочие частоты (30–1000 МГц) на порядок выше, чем у объемных пьезоэлектрических резонаторов со сравнимыми параметрами. Обычно при изготовлении резонаторов ПАВ применяются три основные конструкции:

- двухполюсник с единственным преобразователем, используемым как сопротивление резонансного характера;
- двухходовой фильтр с входным и выходным преобразователями, размещенными вне резонатора;
- двухходовой фильтр с преобразователями, расположенными внутри резонатора.

Важной проблемой при создании узкополосных фильтров ПАВ является выбор материала звукопровода. Часто при этом приходится идти на компромисс между увеличением вносимых потерь и снижением температурной стабильности устройства. Для узкополосного фильтра ПАВ температурная стабильность – более критичный параметр, чем уровень вносимых потерь. Кварц ST-среза и tantalat лития некоторых срезов пока считаются единственными материалами, имеющими достаточно малый температурный коэффициент. Ряд других ма-

териалов можно использовать только при условии контролируемой температуры окружающей среды, что практически неоправданно сложно. Кроме того, для узкополосных фильтров в области низких промежуточных частот (30–120 МГц) размеры звукопровода достигают 1000 длин волн, следовательно, нужны кристаллы длиной до 10 см, так что кварц *ST*-среза с этой точки зрения является единственным подходящим материалом. LiTaO_3 , большие кристаллы которого пока еще трудно выращивать, приемлем на частотах выше 300 МГц. LiNbO_3 неходит широкого применения для узкополосных фильтров из-за высокого температурного коэффициента, хотя его кристаллы не очень дороги и имеют достаточно большие размеры. Поскольку значение диэлектрической постоянной у него велико, узкополосные преобразователи длиной в сотни длин волн будут иметь большую емкость, что приведет к увеличению вносимых потерь из-за сложностей электрического согласования. При конструировании узкополосного фильтра с использованием третьей гармоники предпочтительнее оказывается также *ST*-кварц [154]. Сравнение *YZ*– LiNbO_3 и *ST*-кварца показывает, что действие объемных мод около третьей гармоники довольно велико в *YZ*– LiNbO_3 и отсутствует в *ST*-кварце.

Наконец, кварц более приемлем на низких частотах вследствие слабой пьезоэлектрической связи, которая ограничивает отражения волн от краев электродов преобразователя, вызванные рассогласованием электрических импедансов между электродами и подложкой. Однако на высоких частотах (порядка гигагерц) массовое нагружение электродов (вторая причина отражений), которое пропорционально частоте, начинает играть более существенную роль, чем электрическое рассогласование [155]. Поэтому в области высоких частот кварц не имеет больших преимуществ перед LiNbO_3 .

Фильтры с многоэлектродными преобразователями

Встречно-штыревой преобразователь с большим числом электродов можно рассматривать в качестве узкополосного фильтра, поскольку ширина акустической полосы пропускания обратно пропорциональна количеству электродов. Однако для достижения высокой добротности (например 10^4 – 10^5) понадобилось бы намного больше штырей, чем это осуществимо при современной технологии. Кроме того, в подобных конструкциях акустический импеданс периодически нарушается металлическими электродами, в результате чего изменяются

характеристики распространения волны при ее прохождении под преобразователями. Поэтому разработчики ищут другие пути создания узкополосных фильтров. Так, предложен преобразователь (рис. 59), в котором отсутствуют большие группы электродов, но его длина достаточна для получения заданной узкополосности. Например, узкую частотную характеристику с относительной шириной полосы пропускания около 0,08% имеет фильтр, каждый встречно-штыревой преобразователь которого содержит 2404 электрода [156]. Считается, что ширина полосы пропускания равна $1/\tau_t$, где τ_t – полное время прохождения волны через встречно-штыревой преобразователь. Если часть штырей отсутствует, то в частотной характеристике появляются дополнительные отклики, а частотный интервал между ними определяется величиной, обратно пропорциональной времени прохождения волны расстояния между элементарными отводами $1/\tau_p$. Так, при наличии только четырех электродов в отводе частотные отклики отделены интервалом 0,8 МГц ($1/\tau_p = 1/\tau_t$).

Для получения узкополосного фильтра с одиночными отками в частотной характеристике можно использовать различные комбинации преобразователей. Например, разработан фильтр с полосой пропускания 50 кГц и центральной частотой 102 МГц [157]. Его преобразователи представляют собой последовательность элементарных отводов, разделенных промежутками, кратными по величине целому числу акустических длин волн.

Сконструированы два фильтра, первый из которых имеет два одинаковых преобразователя, состоящих из 13 элементарных отводов. Каждый отвод содержит 4 электрода. Расстояние между отводами – 3050 мкм ($99 \lambda_0$ на $f_0 = 102,376$ МГц). Импульсный отклик этого фильтра состоит из 25 треугольных импульсов, длительность которых про-

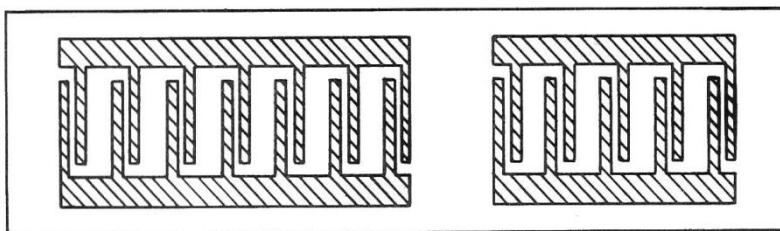


Рис.59. Структура фильтра с двумя различными преобразователями

порциональна числу штырей элементарного отвода. Огибающая максимумов также треугольна. Длительность импульсного отклика (23 мкс) равна удвоенному времени распространения, соответствующему длине преобразователя (36,6 мм). Частотный отклик представляет собой последовательность пиков, интервал между которыми (1,034 МГц) равен обратной величине времени распространения между двумя элементарными отводами. Огибающая частотной характеристики изменяется по закону $\sin x/x$, соответствующему преобразованию Фурье отдельного импульсного отклика, по форме она идентична огибающей частотной характеристики линии задержки, состоящей только из двух элементарных отводов, каждый из которых имеет 4 электрода.

Теоретическая полоса пропускания по уровню 3 дБ равняется 50 кГц, измеренная полоса пропускания частотного отклика по этому уровню достигает 54 кГц, уровни двух боковых лепестков на 23 и 26 дБ ниже главного лепестка.

Если необходима частотная характеристика с единственным откликом, то берутся два различных преобразователя, в которых расстояния между соседними элементарными отводами отличаются по числу укладываемых акустических длин волн. Максимумы частотного отклика двух преобразователей совпадают на центральной частоте, если кратные целые числа длин волн выбраны соответствующим образом.

Фильтр второго типа содержит два различных преобразователя, в которых расстояния между отводами составляют 110 и $90 \lambda_0$ [157]. Теоретическая центральная частота равняется 102,463 МГц. Входной (передающий) преобразователь включает в себя 13 отводов, отстоящих один от другого на расстоянии 3386 мкм ($110 \lambda_0$), приемный имеет 16 отводов с расстоянием между ними около 2770 мкм ($90 \lambda_0$). Полоса пропускания по уровню 3 дБ центрального пика составляет 45 кГц, уровень боковых лепестков на 26,5 дБ ниже амплитуды основного отклика. Формируется также основной отклик на частоте 112,7 МГц, соответствующий совпадению частотных откликов от элементарных отводов, сдвинутых во входном и выходном преобразователях относительно первых отводов на расстояние, равное в длинах волн наименьшему общему кратному расстоянию между отводами в обоих преобразователях. Полоса пропускания по уровню 3 дБ достигает приблизительно 42 кГц. Уровень боковых лепестков равен 16 дБ и зависит от температуры окружающей среды. Измеренный уровень оказался на

10 дБ выше теоретического, так как центральные частоты каждого преобразователя различны. Уровни боковых лепестков уменьшаются до 23 дБ, когда разность температур между преобразователями достигает несколько кельвинов. Разница между измеренной и теоретической центральными частотами составляет 139 кГц.

Вносимые потери фильтра с подстраиваемой индуктивностью при сопротивлении генератора и нагрузки 50 Ом имеют величину 27 дБ.

Для построения высокодобротных узкополосных фильтров можно использовать возбуждение ПАВ на гармониках, поскольку добротность увеличивается с порядком гармоники. Кроме того, возбуждающая структура, а следовательно, и размеры электродов преобразователя могут быть больше, что обуславливает более высокий выход годных схем в производстве. К тому же, возможно эффективное возбуждение не только на третьей, но также на пятой и седьмой гармониках [158].

На рис. 60 показаны структуры преобразователей, рассчитанных на различные гармоники; очевидны преимущества использования седьмой гармоники: можно реализовать более широкие электроды и зазоры между ними, чем в случае третьей гармоники.

Многоэлектродная структура характеризуется большими отражениями, в структуре со сдвоенными электродами эти отражения меньше, а паразитная полоса пропускания смешена на удвоенную рабочую частоту. Пятая и седьмая гармоники имеют амплитуды, приблизи-

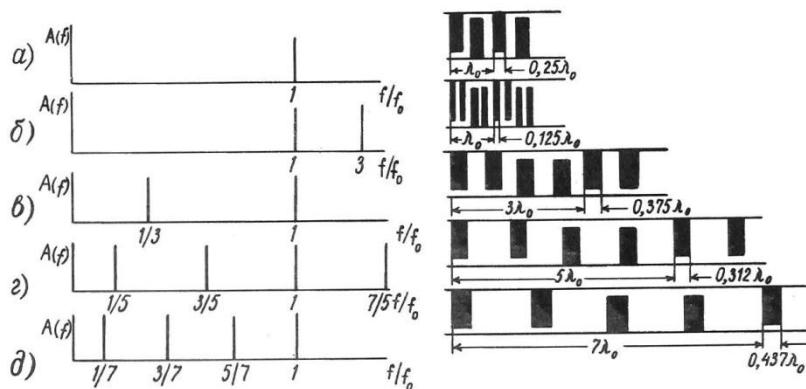


Рис.60. Структуры преобразователей, работающих на основной гармонике (а); основной гармонике со сдвоенными штырями (б); на третьей (в), пятой (г) и седьмой (д) гармониках

тельно равные амплитудам первой и третьей гармоник в структуре со сдвоенными электродами. Использование этих гармоник, однако, также приводит к росту вносимых потерь по сравнению с первой гармоникой; при этом рабочая полоса частот находится в области существования объемных мод, которые могут интерферировать с основным сигналом; наконец, в частотной характеристике присутствуют многочленные полосы пропускания, которые можно отфильтровать другими фильтрами или усилителями в системе. Исследовались [158] несколько фильтров на ST -кварце с расщепленными электродами шириной $\lambda_1/8$ (λ_1 – длина волны на первой гармонике с частотой 10 МГц). Один из них имел два идентичных преобразователя с числом пар штырей $N = 80$. Частотная характеристика определялась в диапазоне от 5 до 55 МГц. Для подавления объемных волн нерабочая сторона и края подложки сканировались на незначительный угол, но все же возникала сильная интерференция приблизительно на удвоенных частотах первой и третьей гармоник. На первой гармонике $f_1 = 10$ МГц были получены $Q = 120$ и $\Delta f = 0,085$ МГц ($\Delta f/f_0 = 0,85\%$), на третьей $f_3 = 30$ МГц, $Q = 350$ и $\Delta f = 0,085$ МГц ($\Delta f/f_3 = 0,28\%$).

При изменении числа пар штырей ($N_1 = 24$, $N_2 = 133$) на третьей гармонике $\Delta f = 0,06$ МГц ($\Delta f/f_3 = 0,2\%$).

В случае преобразователей с шириной электрода $\lambda_0/16$ (где λ_0 – рабочая длина волны) фильтр имел равные отклики на первых четырех гармониках. Рабочая частота в одном случае была пятой гармоникой, в другом – седьмой. У фильтров на ST -кварце выявлены следующие характеристики: $f_0 = 30$ МГц (пятая гармоника), $Q = 230$, $N_1 = N_2 = 38$; $f_0 = 30$ МГц (седьмая гармоника), $Q = 220$, $N_1 = N_2 = 27$. Фильтр на YZ -кварце работал на седьмой гармонике, $f_0 = 30$ МГц и имел $\Delta f = 0,05$ МГц, $Q = 600$, $N_1 = N_2 = 59$.

Высокодобротный фильтр с шириной электродов $\lambda_1/16$ (λ_1 – длина волны первой гармоники) был реализован на $LiNbO_3$ YZ -среза. При $3f_1 = 33,2$ МГц, $N_1 = 9$, $N_2 = 47$ значение Δf составило 0,12 МГц ($\Delta f/f_0 = 0,4\%$). Сильная интерференция объемных волн в этом случае также наблюдалась приблизительно на двойных частотах гармоник.

Фильтры на основе двухполюсных резонаторов ПАВ

Полная проводимость встречно-штыревого преобразователя с большим числом электродов определяется уравнением:

$$Y = G_a \frac{\sin^2 x}{x^2} + j(2\pi f C_T + G_a \frac{\sin 2x - 2x}{2x^2}), \quad (120)$$

где C_T – емкость преобразователя, $x = \pi \cdot N \cdot (f - f_0) / f_0$, $G_a = 8 k_s^2 C_T \cdot N$, f_0 – частота синхронизма, N – число пар электродов, k_s^2 – эффективный коэффициент электромеханической связи.

Выражение (120) справедливо при условии соблюдения строгой пространственной периодичности электродов и их перекрытия. Из него следует, что если преобразователь имеет большое число электродов и выполняется условие $N \cdot k_s^2 > 1$, то между электрическими выводами будут существовать последовательный резонанс на частоте, приблизительно равной f_0 , и параллельный резонанс на частоте f'_0 , определяемой по формуле:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f'_0 - f_0}{f_0} \approx \frac{4 k_s^2}{\pi^2}. \quad (121)$$

Таким образом, встречно-штыревой преобразователь вполне может выступить в роли резонатора ПАВ. Отношение емкостей резонатора ПАВ $f_0 / 2 \Delta f = \pi^2 / 8 k_s^2$ и, следовательно, зависит только от k_s^2 . Значение добротности при резонансе находят из общей формулы для Q' цепи с полной проводимостью:

$$Q' = \frac{x^2}{\sin^2 x} \left(\frac{N \cdot \pi}{2} \cdot \frac{x \cdot \cos 2x - \sin 2x + x}{x^3} + \frac{\pi}{8 k_s^2 N} \right). \quad (122)$$

Для определения добротности на частоте последовательного резонанса в уравнение (122) подставляют $x = 0$, на частоте параллельного резонанса – соответственно $x = 4 k_s^2 N / \pi$. Найдено, что резонатор ПАВ имеет на частоте параллельного резонанса наибольшее значение добротности при N , выбранном с учетом условия $\sin(4 k_s^2 N / \pi) = 0$, которое означает, что на частоте f'_0 фазы акустических волн, излучаемых разными концами преобразователя, отличаются на 180° .

Сконструированы [159] резонаторы с $N = 500$ на частоту 150 МГц. Преобразователи изготавливались из пленки алюминия методом фо-

толитографии на звукопроводе из LiNbO_3 , YZ -среза, повернутого на 128° . Максимальное значение $Q = 2000$ при $\Delta f/f_0 = 0,023$.

Резонаторы на ST -кварце с $N = 900$ на частоте последовательного резонанса $f_0 = 152,6$ МГц имели $Q = 10\,000$; на частоте параллельного резонанса $f'_0 = 152,667$ МГц величина $Q = 20\,000$, так что $\Delta f/f_0 = 0,00045$.

На основе резонаторов ПАВ можно построить как полосовые, так и режекторные фильтры. Простейший узкополосный режекторный фильтр можно получить путем замены в низкочастотных фазовых LC -фильтрах части емкостных элементов резонаторами ПАВ (рис. 61).

Разработан [160] режекторный фильтр, состоящий из четырех последовательно включенных резонаторов с $N = 250$ на звукопроводе из LiNbO_3 . Результатирующее затухание в полосе заграждения 60 кГц превышает 80 дБ при центральной частоте 153,5 МГц. Потери в полосе пропускания 0–300 МГц составляют менее 1 дБ, за исключением участка вблизи частоты $153,5 \pm 5$ МГц, где потери возрастают до 1–2 дБ. Температурный коэффициент частоты достигает $-72,3 \cdot 10^{-6}$. У фильтра из трех резонаторов на ST -кварце в полосе заграждения $\Delta f = 65$ кГц затухание равнялось 45 дБ при $f_0 = 153$ МГц. В полосе пропускания 0–200 МГц потери не превышали 1,2 дБ, причем при росте температуры от 253 до 353 К изменение потерь в полосе пропускания составляло 0,4 дБ [160].

Поскольку резонаторы ПАВ приемлемы в качестве импедансных элементов, на их основе можно конструировать и полосовые фильтры. В этом случае, по сравнению с обычным полосовым фильтром ПАВ, потери в полосе пропускания оказываются меньше, а пульсации отсутствуют (см. рис. 61).

Исследовались фильтры с такими же резонаторами на кварце ST -среза, как в режекторных фильтрах. Вносимые потери в полосе про-

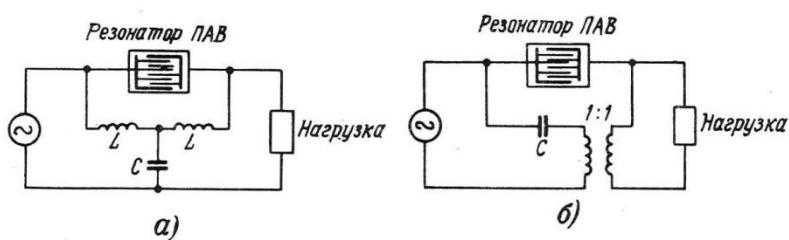


Рис. 61. Схемы режекторного (a) и полосового (б) фильтров с двухполюсным резонатором ПАВ

пускания равнялись 1,5 дБ, подавление сигнала в полосе заграждения для одного звена достигало 20 дБ. Для двухзвенного фильтра полоса пропускания $\Delta f = 43$ кГц при $f_0 = 153$ МГц, затухание в полосе заграждения 0–200 МГц превышало 45 дБ [159].

Фильтры на основе резонаторов с отражателями

Резонатор ПАВ состоит из двух отражателей с большим коэффициентом отражения, разнесенных на расстояние, при котором обеспечивается аддитивная (с усилением) интерференция последовательных отражений между ними. Обычно отражатели представляют собой периодическую решетку из нескольких сот слабоотражающих элементов в виде металлических полосок, канавок в звукопроводе и участков, полученных ионной имплантацией или диффузией металла вглубь подложки (рис. 62).

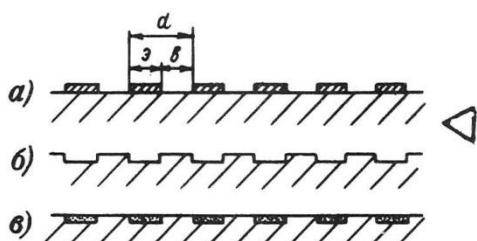


Рис.62. Решеточные отражатели ПАВ:
а – металлические полоски; б – канавки; в – участки, полученные ионной имплантацией или диффузией металла

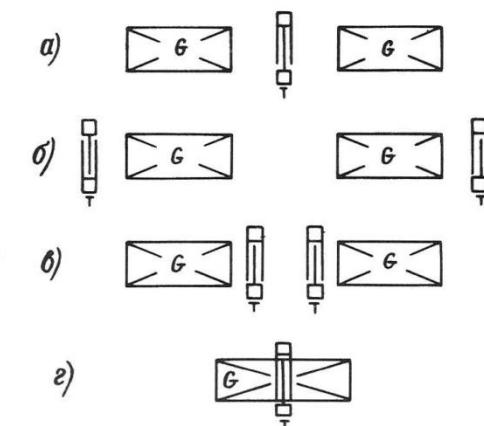


Рис.63. Одновходовой (а), двухходовые (б, в) и нестандартный одновходовой (д) резонаторы ПАВ

Между отражателями образуется резонирующая полость, связь с которой осуществляется с помощью одного или нескольких обычных преобразователей, которые можно разместить различным образом (рис. 63). в результате получают резонатор с одним или двумя входами [161]. Благодаря строгой периодичности решеточных отражатели по своей природе являются узкополосными устройствами.

При падении ПАВ на решетку из N элементов с периодом d максимум коэффициента отражения $|\Gamma|$ приблизительно совпадает с центральной частотой $f_c = V/2d$ (соответствующей длине волны $\lambda_c = 2d$), а затем коэффициент отражения уменьшается до нуля в относительной полосе частот порядка $2/N$. В принципе величина и фаза коэффициента отражения $\Gamma = |\Gamma| \exp(+j\phi)$ полностью характеризуют отражатель. Однако на практике часто удобнее пользоваться понятием эффективного центра отражения решетки [162] и заменять распределенный отражатель сосредоточенным. Расположение этого центра отражения прямо связано с наклоном фазо-частотной характеристики отражателя. Обозначив расстояние от базисной плоскости до эффективного центра отражения (проникновения) через l_p , можно записать [162]:

$$l_p = C \cdot d / 2, \quad (123)$$

$$\text{где } C = -\frac{1}{\pi} \frac{\partial \Phi}{\partial(f/f_c)}.$$

В простейшей конструкции резонатора преобразователь помещен между отражателями так, чтобы их электроды находились в точках

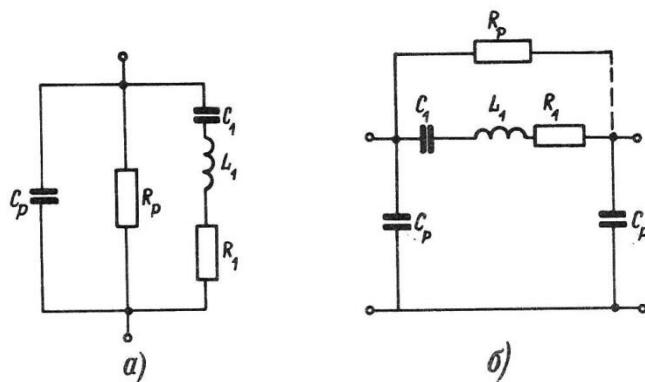


Рис.64. Эквивалентные схемы одновходового (а) и двухходового (б) резонаторов ПАВ вблизи резонанса

максимумов электрического потенциала (см.рис. 63). Общая эквивалентная схема преобразователя вблизи заданной резонансной частоты показана на рис.64,*a*, где R_p и C_p – соответственно сопротивление излучения и статическая емкость преобразователя. При $|\Gamma| \approx 1$ остальные элементы этой схемы можно аппроксимировать выражениями:

$$R_1 = \frac{1 - |\Gamma|}{2\Gamma} \cdot R_p$$

$$L_1 = \frac{l_{\text{эфф}} / \lambda}{4f_0 |\Gamma|} \quad (124)$$

$$C_1 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_1},$$

где f_0 – резонансная частота; $l_{\text{эфф}} = l + 2l_p$ – полная эффективная длина резонансной полости, складывающаяся из расстояния между отражателями l и глубины проникновения излучения в каждую из решеток l_p .

Можно построить резонатор и с двумя преобразователями [163]. При удалении от точки резонанса такое устройство аналогично обычной линии задержки (см.рис. 63). В точке резонанса между преобразователями образуется сильная связь и пропускание резко увеличивается в очень узкой полосе частот, как в узкополосном фильтре. Общая эквивалентная схема такого четырехполюсника, содержащего идентичные входной и выходной преобразователи, справедливая вблизи резонансной частоты, показана на рис. 64, б.

Двухходовые резонаторы особенно удобно использовать в узкополосных фильтрах, поскольку они представляют собой класс много полюсных резонансных фильтров. Связь между отдельными резонаторами может быть чисто акустической, чисто электрической или смешанной, как, например, связь через многополосковые ответвители.

Добротность резонатора ПАВ определяется величиной потерь в нем. Если все другие механизмы потерь исключить, то так называемая добротность материала Q_M ограничивается лишь потерями на распространение ПАВ в звукопроводе. В последние входят вклады, обусловленные

ленные потерями на вязкостное затухание и потерями из-за нагрузки поверхности резонатора воздухом.

Другой важный механизм потерь связан с дифракцией пучка ПАВ в процессе его многократного прохождения между отражателями, поскольку из-за расхождения пучка часть энергии не попадает в апертуру преобразователя и теряется для всей системы в целом.

Предложен [164] узкополосный фильтр, состоящий из трех последовательно включенных двухходовых резонаторов, работающих на частоте 35 МГц. Вносимые потери фильтра равняются 13 дБ, но затухание в полосе заграждения превышает 80 дБ.

При последовательном включении двухходовых резонаторов ПАВ и индуктивности (рис. 65) можно получить фильтры и со средней полосой пропускания. Разработаны [162] четырехрезонаторный фильтр Баттервортса на частоту 60 МГц и полосу пропускания 80 кГц, в котором затухание в полосе заграждения превышает 50 дБ, а также однорезонаторные фильтры на $f_0 \approx 140$ МГц при $\Delta f_1 = 22,4$ кГц, $\Delta f_2 = 72,3$ кГц и $\Delta f_3 = 253$ кГц.

Показано [164], что скорость ПАВ под преобразователем является монотонной функцией внешней нагрузки (активной или емкостной), присоединенной к преобразователю. Если внутри двухходового резонатора ПАВ расположить третий преобразователь, то время пролета, а следовательно, резонансную частоту, можно изменить присоединением внешнего импеданса Z_H , т.е. можно осуществлять электронную перестройку фильтра. Максимальная величина перестройки для одномодового режима составляет $\sim 5 \cdot 10^{-3}$.

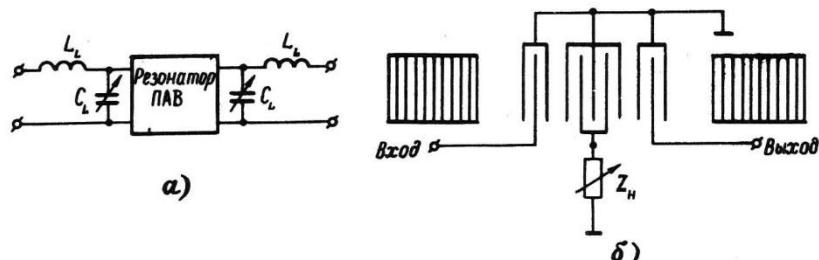


Рис.65. Однорезонаторные узкополосные фильтры ПАВ с катушками индуктивности (а) и с электронной перестройкой частоты (б)

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследования в области микроминиатюризации частотно-избирательных устройств привели к разработке двух типов интегральных пьезоэлектрических фильтров: с локализацией энергии объемных колебаний и локализацией энергии поверхностных акустических волн. Эти фильтры отлично дополняют друг друга по диапазону рабочих частот и реализуемой полосе пропускания и обладают несомненными преимуществами по сравнению с частотно-избирательными устройствами других типов. Они имеют высокие надежность и добротность, хорошую воспроизводимость параметров, температурную стабильность, широкий динамический диапазон и линейность фазовой характеристики, низкую стоимость. Кроме того, с помощью интегральных пьезоэлектрических фильтров сравнительно легко получить частотные характеристики разнообразной формы.

По конструкции и технологии изготовления фильтры на ПАВ и на захвате энергии полностью совместимы с микросхемами. Более того, чрезвычайно малые габариты позволяют размещать их в корпусе микросхемы совместно с интегральными усилителями и создавать таким образом универсальные функциональные узлы и блоки.

Интегральные пьезоэлектрические фильтры с локализованной энергией широко используются в качестве полосовых и заграждающих фильтров устройств связи, в качестве импульсных фильтров и фильтров-накопителей в РЛС, в системах сжатия и оптимальной обработки радиолокационных сигналов, в линиях задержки и перестраиваемых частотно-избирательных устройствах систем автоматики, связи и телевидения.

Дальнейший прогресс в области интегральных пьезоэлектрических фильтров связан с разработкой точных методов их синтеза по рабочим и характеристическим параметрам, с поиском новых эффективных пьезоэлектрических материалов и с совершенствованием технологии изготовления.

Решение этих проблем позволит перейти к созданию фильтров, рассчитанных на более высокие частоты и характеризующихся лучшими электрическими параметрами, чем частотно-избирательные устройства, основанные на других физических принципах.

ЛИТЕРАТУРА

90. Proc.IEEE, 1970, v. 58, N 8, pp. 68–111
91. IEEE Trans., 1969, v. MTT–17, N 11, pp. 856–864
92. IEEE Trans., 1971, v. MTT–19, N 4, pp. 416–417
93. Proc.IEEE, 1972, v. 60, N 3, pp. 116–117
94. IEEE Trans., 1973, v. MTT–21, N 4, pp. 236–243
95. Electronics, 1969, v. 42, N 23, pp. 6–13
96. Proc.IEEE, 1971, v. 59, N 3, pp. 393–409
97. IEEE Trans., 1973, v. SU–20, N 2, pp. 80–93
98. W. Mason. Electromechanical Transducers and Wave Filters, 2 nd ed., Princeton, N.-Y., Van Nostrand, 1948, pp. 201–209, 399–409
99. IEEE Trans., 1972, v. SU–19, N 3, pp. 368–377
100. IEEE Trans., 1972, v. MTT–20, N 7, pp. 458–471
101. Microwave J., 1972, v. 7, N 2, pp. 14–16
102. Microwave J., 1974, v. 9, N 9, p. 59
103. EDN, 1973, v. 18, N 18, pp. 46–65
104. Proc.IEEE, 1976, v. 64, N 5, pp. 120–126
105. Electronics Weekly, 1976, v. 17, N 4, p. 23
106. Electronics, 1975, v. 48, N 3, pp. 17, 10E–12E
107. Electronics, 1975, v. 48, N 9, p. 25
108. Proc.IEEE, 1976, v. 64, N 5, pp. 98–120
109. Zverev A. Handbook of Filter Synthesis, Gohn Willey, N.-Y., 1967
110. G. Mattheei, L. Young, E.M.I. Jones. Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, N.Y., 1964, McGraw-Hill Book Company
111. I. Ortus. Tube Mathematique des Circuits de l'Electronique, Paris, 1966, Musson et cie
112. Electronics, 1973, v. 46, N 4, pp. 43–49
113. Проспект фирмы Collins Radio Co (США), 1971
114. Proc.XXIX Symposium of Frequency Control, 1976, USA, 1976, pp. 426–432

115. Проспект фирмы Salford Electrical Instrum.Ltd (Великобритания), 1973
116. Funkschau, 1974, Jg. 46, Hf. 5, S. 433–436
117. Проспект фирмы Piezo Technology Inc. (США), 1974
118. International Elektronische Rundschau, 1972, N 9, ss. 203–209
119. J. Brit.IRE, 1961, v. 21, N 4, pp. 357–360
120. 1973, Proc. of International Special Siminar of Component Performance and System Applications of Suspace Acoustic Wave Devices, London, pp. 130–140
121. Microwave J., 1976, v. 19, N 10, p. 32
122. Microwave J., 1967, v. 10, N 9, pp. 84–90
123. IEEE Trans., 1971, v. MTT–19, N 1, pp. 26–29
124. IEEE Trans., 1965, v. MTT–13, N 3, pp. 328–334
125. Archiv der Elektrischen Übertragungen, 1970, Bd.24, Hf.2, ss. 598–600
126. J. of Appl.Phys., 1967, v. 38, N 5, pp. 2350–2358
127. Nachrichtentechnik–Elektronik, 1974, Hf. 2, ss. 259–261
128. Проспект фирмы Walkins–Johnson Co., (США), 1972
129. IEEE Trans., 1973, v. MTT–21, N 1, pp. 52–57
130. Zutschrift für angewandte Physik, 1968, Bd. 44, Hf. 3, ss. 56–64
131. Electr.Lett., 1972, v. 8, N 19, pp. 485–486
132. IEEE Trans., 1973, v. MTT–21, N 8, pp. 505–519
133. Electr.Lett., 1973, v. 9, N 10, pp. 235–236
134. 1973 Ultrason.Symp.Proc., USA, 1973, pp. 423–426
135. 1973 Ultrason.Symp.Proc., USA, 1973, pp. 414–418
136. 1973 Ultrason.Symp.Proc., USA, 1973, pp. 449–455
137. IEEE Trans., 1972, v. SU–19, N 4, pp. 466–470
138. IEEE Trans., 1974, v. SU–21, N 1, pp. 12–22
139. IEEE Trans., 1968, v. AU–16, N 4, pp. 336–342
140. IEEE Trans., 1971, v. COM–19, N 2, pp. 188–195
141. J.Radio and Electronic Engineer, 1975, v. 45, N 5, pp. 207–220
142. Electr.Lett., 1974, v. 10, N 15, pp. 395–396
143. J.Appl.Phys., 1972, v. 43, N 11, pp. 4486–4489
144. Electr.Lett., 1971, v. 7, N 18, pp. 460–462
145. Electr.Lett., 1971, v. 7, N 22, pp. 638–640
146. IEEE Trans., 1972, v. SU–19, N 4, pp. 448–458
147. Appl.Phys.Let., 1972, v. 20, N 12, pp. 481–483
148. Патент США № 3659231
149. Патент США № 3868608
150. J.Appl.Phys., 1967, v. 38, N 17, pp. 3821–3828
151. Proc.IEEE, 1976, v. 64, N 5, pp. 10–26
152. 1974 Ultrason.Symp.Proc., USA, 1974, pp. 341–344

153. J.Appl.Phys., 1973, v. 44, N 14, pp. 2937-2941
154. 1974 Ultrason.Symp.Proc., USA, 1974, pp. 429-432
155. 1972 Ultrason.Symp.Proc., USA, 1972, pp. 218-220
156. Proc.IEEE, 1974, v. 62, N 5, pp. 45-81
157. Electr.Lett., 1971, v. 7, N 22, pp. 674-675
158. 1973 Ultrason.Symp.Proc., USA, 1973, pp. 460-463
159. Proc.IEEE, 1976, v. 65, N 5, pp. 137-139
160. Electr.Lett., 1975, v. 11, N 5, pp. 108-109
161. 1975 Ultrason.Symp.Proc., USA, 1975, pp. 303-306
162. Proc.IEEE, 1976, v. 64, N 5, pp. 171-183
163. Appl.Phys.Let., 1975, v. 26, N 7, pp. 364-365
164. Proc.IEEE, 1976, v. 64, N 5, pp. 133-136

**ЧИТАЙТЕ В СЛЕДУЮЩЕМ ВЫПУСКЕ
"ЗАРУБЕЖНОЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ"**

ЭЛЕКТРОННАЯ ПРОМЫШЛЕННОСТЬ ФРГ

Рассмотрены состояние и перспективы развития электронной промышленности ФРГ. Приведены основные технико-экономические показатели, отражающие изменения в структуре и темпах роста производства за 1970–1976 гг., а также прогностические оценки развития отрасли до 1980 г. Дан анализ внешнеэкономической политики фирм ФРГ.

Редактор *Э.А. Самойлова*

Технический редактор *Г.И. Шумакова*

Корректор *Н.С. Русецкая*

Подписано к печати 17.3.1978 г.

Формат 60×90/16

Объем 4,25 п.л.

Уч.-изд.л. 4,0

Тираж 3550 экз.

Цена 60 коп.

Зак.201

Производственно-издательский отдел ЦНИИ "Электроника"