

01;08;12

Синтез и анализ устройств на основе лестничных дисперсионных преобразователей поверхностных акустических волн модифицированным методом связанных мод

© В.Ф. Дмитриев

Закрытое акционерное общество „Авангард–Элионика“,
195271 Санкт-Петербург, Россия
e-mail: <elionica@cityline.spb.ru>

(Поступило в Редакцию 31 января 2002 г.)

Описан метод синтеза и анализа устройств на ПАВ типа фильтров и дисперсионных линий задержки, использующих дисперсионные встречно-штыревые преобразователи с лестничным расположением элементов топологии. Предложен метод расчета устройств на поверхностных акустических волнах на основе модифицированных уравнений для связанных мод. Получено и решено сингулярное интегральное уравнение для плотности поверхностного тока в электродах преобразователя. Проведено сопоставление результатов расчета и эксперимента.

Введение

При проектировании устройств на поверхностных акустических волнах (ПАВ) с использованием дисперсионных встречно-штыревых преобразователей (ВШП) большое распространение получили ВШП, у которых линия центров апертур электродов расположена под некоторым углом к направлению распространения ПАВ, или „лестничные“ ВШП [1]. Основная цель использования в дисперсионных ВШП лестничной топологии — уменьшить влияние эффектов второго порядка на частотные характеристики устройства. Использование лестничной топологии позволяет пространственно разнести области возбуждения, а также распространения ПАВ различных частот. При этом электроды, не участвующие в возбуждении ПАВ на данной частоте, смещаются с пути распространения ПАВ, и число электродов в каждом сечении ВШП уменьшается (рис. 1). Соответственно уменьшается и влияние эффектов второго порядка на амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) и фазо-частотную характеристику (ФЧХ) устройства. Угол наклона линии центров электродов зависит от положения электрода в ВШП и требований к электрическим параметрам устройства.

Использование дисперсионных ВШП с лестничной топологией позволяет создавать как дисперсионные линии задержки с квадратичной фазовой характеристикой так и фильтры, имеющие линейную фазовую характеристику. Вид фазовой характеристики устройства (линейный или квадратичный) определяется знаками дисперсионных характеристик входного и выходного ВШП. В том случае, когда знаки дисперсионных характеристик входного и выходного ВШП совпадают, устройство является фильтром (на рис. 1 „filter“) или бездисперсионной линией задержки и имеет линейную фазовую характеристику. В том случае, когда знаки дисперсионных характеристик входного и выходного ВШП противоположны, устройство является дисперсионной линией задержки

(на рис. 1 „DDL“) и имеет квадратичную фазовую характеристику.

Метод синтеза топологии лестничных ВШП был предложен в работе [1], а метод расчета их частотных характеристик на основе „физической“ модели и разбиения исходной топологии на каналы был изложен в работе [2]. Основная идея при синтезе топологии лестничного ВШП состоит в том, что оптимальное число электродов в каждом поперечном сечении ВШП с частотой синхронизма f выбирается равным эффективному числу электродов $N_{EFF}(f) = f[T/\Delta f]^{1/2}$, где T — дисперсионная задержка в ВШП, Δf — полоса рабочих частот ВШП. Однако предложенные в [1] приближенные расчетные соотношения для синтеза топологии устройства на ПАВ далеко не всегда дают адекватные результаты. Кроме того, расчет такого рода устройств на основе физической модели не всегда позволяет по заданной топологии

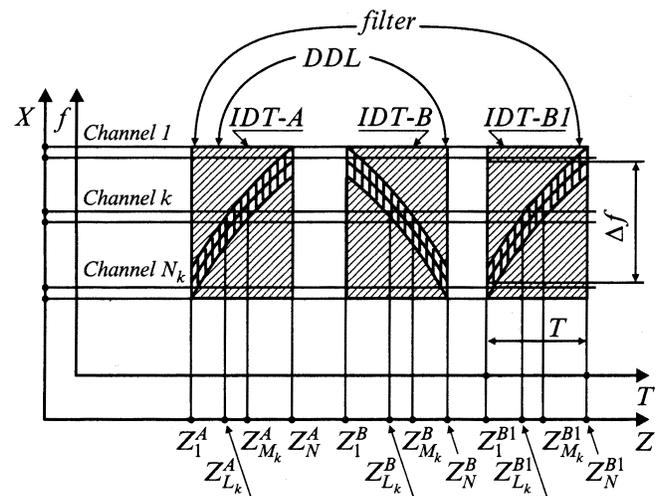


Рис. 1. Топология дисперсионной линии задержки (DDL) и фильтра (filter) с лестничными дисперсионными преобразователями.

правильно рассчитать АЧХ. Поэтому на этапе проектирования не всегда удастся правильно выбрать топологию ВШП, обеспечивающую плоскую (или заданной формы) АЧХ устройства, и возникает необходимость корректировать топологию ВШП после изготовления устройства на ПАВ. Кроме того, физическая модель не учитывает влияния на АЧХ и ФЧХ устройства трехпролетного сигнала и переотражений в системе электродов ВШП.

В работе предложены модифицированные уравнения для связанных мод (СОМ уравнения) для расчета широкого класса устройств на ПАВ: фильтров, резонаторов дисперсионных и бездисперсионных линий задержки. На основе модифицированных уравнений для связанных мод описан метод синтеза и анализа устройств на ПАВ типа фильтров и дисперсионных линий задержки, использующих дисперсионные ВШП с лестничным расположением электродов. Получено и решено сингулярное интегральное уравнение для плотности поверхностного тока в электродах ВШП, учитывающее краевые эффекты, конечную длину ВШП, влияние поля акустической волны и изменение амплитуды акустической волны под электродами ВШП. Приведены результаты проектирования фильтра и дисперсионной линии задержки, использующих дисперсионные ВШП лестничного типа. Проведено сопоставление результатов расчета и эксперимента.

Синтез устройств на ПАВ на основе дисперсионных ВШП лестничного типа

Пусть необходимо получить частотную характеристику устройства на ПАВ с ВШП лестничного типа, имеющую либо линейное уменьшение потерь при увеличении частоты, либо линейное увеличение потерь при увеличении частоты. Задачу синтеза топологии лестничного ВШП будем решать методом, аналогичным изложенному в [1]. В этом случае мощность, излучаемая ВШП в требуемой полосе частот, должна описываться выражением

$$U_0^2 G_A(f) = P_0 K_0(f), \quad (1)$$

где $G_A(f)$ — проводимость ВШП; P_0 — мощность, излучаемая ВШП на центральной частоте f_0 ; $K_0(f) = 1 + K_H[f - f_0]/\Delta f$; $U_0 = \text{const}(f)$ — амплитуда сигнала на входе ВШП; $K_H = \text{const}(f)$ — коэффициент наклона частотной характеристики.

Для линейного уменьшения вносимых потерь в область высоких частот $K_H > 0$, а для линейного роста вносимых потерь в область высоких частот $K_H < 0$. Проводя преобразования, аналогичные выполненным в работе [1], для частотной зависимости аперттуры ВШП получим

$$W(f) = W(f_0)[f_0/f]K_0(f) \left\{ \left[(R_G)^2 + X^2(f) \right] / \left[(R_G)^2 + X^2(f_0) \right] \right\}^{1/2}, \quad (2)$$

где $W(f_0)$ — аперттура ВШП на центральной частоте, выбираемая из условия отсутствия дифракции и допу-

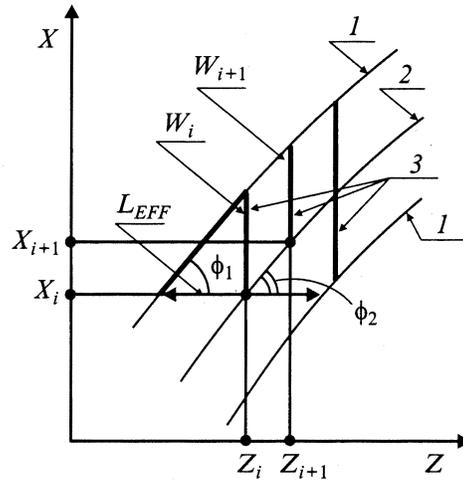


Рис. 2. Фрагмент лестничного преобразователя: 1 — границы аперттуры электродов преобразователя, 2 — линия центров электродов преобразователя, 3 — электроды преобразователя.

стимого уровня вносимых потерь; R_G — сопротивление генератора; $X(f)$ — реактивная часть входного импеданса ВШП.

Положение средней линии (или координаты) центров апертур электродов ВШП определим из условия постоянства длины ВШП в поперечном направлении для каждой X -координаты: $L_{EFF}(X) = N_{EFF}(f)\lambda/2 = \text{const}$ [1]. Отметим, что каждой X -координате ВШП соответствует вполне определенная частота f полосы пропускания. Из рассмотрения рис. 2 можно записать выражения

$$\text{tg } \phi_1 = W_i/L_{EFF}, \quad \text{tg } \phi_2 = \Delta X_i/\Delta Z_i, \quad (3), (4)$$

где $\Delta X_i = X_{i+1} - X_i$, $\Delta Z_i = Z_{i+1} - Z_i$ — расстояния по осям X и Z между координатами центров i -го и $i+1$ -го электродов ВШП; W_i — аперттура i -го электрода; ϕ_1, ϕ_2 — углы наклона границы апертур и средней линии электродов соответственно относительно оси Z (рис. 2).

В случае медленного изменения аперттуры ВШП $(W_{i+1} - W_i)/W_{i+1} \ll 1$ медленно меняется и кривизна линии центров электродов. В этом случае $\phi_1 \approx \phi_2$. Тогда из (3) и (4) можно получить

$$\Delta X_i \approx \Delta Z_i W_i / L_{EFF}, \quad (5)$$

причем $X_{i+1} = X_i + \Delta X_i$ и $X_1 = 0$.

Далее, Z -координаты центров электродов определим, как и для ВШП с линейной топологией, учитывая область металлизации в лестничном ВШП

$$Z_i = B_1 \{ [1 + B_2(I - 1)]^{1/2} - 1 \}, \quad (6)$$

где $B_1 = \pm V f_N T_\infty / 2$, $B_2 = \pm \Delta f_\infty / [(f_N)^2 T_\infty]$, T_∞ и Δf_∞ — общая дисперсионная задержка и полоса возбуждаемых частот ВШП, знак „-“ следует использовать в случае положительного наклона дисперсионной характеристики, причем $f_N = f_0 + \Delta f_\infty / 2$, а знак „+“ —

в случае отрицательного наклона дисперсионной характеристики, причем $f_N = f_0 - \Delta f_\infty/2$; i изменяется от 1 до N .

Заметим, что $T_\infty > T$ и $\Delta f_\infty > \Delta f$, причем $\Delta f_\infty/T_\infty = \Delta f/T$.

Модифицированный СОМ метод

Обычно используемая СОМ теория (смотри, например, [3]), основанная на выводе и последующем решении системы неоднородных дифференциальных уравнений, неоправданно усложняет расчет устройств на ПАВ. В рамках такой теории затруднен учет таких факторов, как изменяющийся период структуры, аподизация, неоднородное распределение поверхностного заряда на электродах структуры. Все перечисленные факторы достаточно просто могут быть учтены в рамках модифицированного СОМ метода, оперирующего элементарным звеном структуры (одним электродом ВШП или отражающей структуры). Кроме того, предлагаемый метод более перспективен с точки зрения дальнейшего усложнения исходной модели структуры. Параметры структуры на ПАВ в целом (ВШП, отражающей структуры или их произвольной комбинации) определяются путем перемножения соответствующих P -матриц отдельных электродов (как это делается в обычной теории четырехполюсников с использованием матрицы рассеяния).

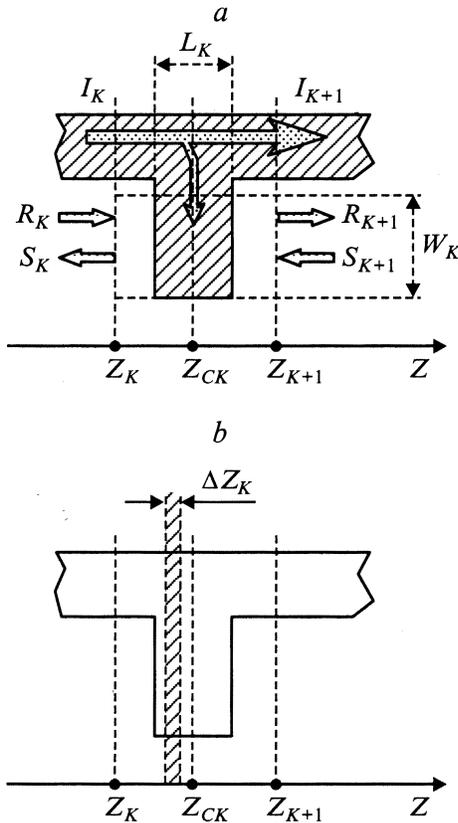


Рис. 3. k -й электрод преобразователя.

Пусть задана ПАВ структура в виде электродов с чередующейся полярностью и произвольно меняющимся периодом и перекрытием соседних электродов. Будем также полагать, что источник сигнала амплитудой U_0 , подключен слева. Рассмотрим k -й электрод ВШП (рис. 3, а). Пусть $R(Z, \omega)$ и $S(Z, \omega)$ — две связанные между собой плоские волны с волновым числом k , распространяющиеся в электродной структуре ВШП. Причем $R(Z, \omega)$ распространяется в направлении оси Z , а $S(Z, \omega)$ — в направлении, противоположном оси Z . Однородные плоские волны запишем в виде

$$R(Z, \omega) = R(\omega) \exp(-jkZ), \quad (7)$$

$$S(Z, \omega) = S(\omega) \exp(+jkZ), \quad (8)$$

где $R(\omega)$, $S(\omega)$ — комплексные амплитуды соответствующих волн.

Пусть на k -й электрод слева падает волна $R_k(Z, \omega)$, а справа — $S_{k+1}(Z, \omega)$, тогда для комплексных амплитуд прошедших волн с учетом механизмов отражения, прохождения и преобразования с коэффициентом ξ_k можно получить

$$\begin{aligned} S_k(\omega) = & r_k \eta_{1k} \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)p_k] R_k(\omega) \\ & + \eta_{1k} (1 - |r_k|^2)^{1/2} \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)p_k] S_{k+1}(\omega) \\ & + \xi_k(\omega) \eta_{2k} \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)p_k/2] U_0, \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} R_{k+1}(\omega) = & \eta_{1k} (1 - |r_k|^2)^{1/2} \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)p_k] \\ & \times R_k(\omega) + r_k \eta_{1k} \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)p_k] S_{k+1}(\omega) \\ & + \xi_k(\omega) \eta_{2k} \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)p_k/2] U_0, \end{aligned} \quad (10)$$

где r_k — комплексный коэффициент отражения от k -го электрода; κ_E — эффективное волновое число ПАВ; $\kappa_0 = 2\pi/p_k$, $p_k = Z_{k+1} - Z_k$; ξ_k — коэффициент преобразования ПАВ на k -м электроде; $\eta_{1k} = W_{1k}/W_0$, $\eta_{2k} = W_{2k}/W_0$; W_0 — максимальная апертура; W_{1k} — перекрытие соседних электродов; $W_{2k} = W_0$ в случае, если используются холостые электроды, и $W_{2k} = W_{1k}$, если холостые электроды не используются.

Фазовые множители у слагаемых, связанных с отражением (преобразованием) волн, определяют фазовый набег от центра отражения (преобразования) волны до соответствующей границы (Z_k — для $S_k(\omega)$ и Z_{k+1} — для $R_k(\omega)$). Центр отражения (преобразования) ПАВ принят находящимся в центре электрода. Эффективное волновое число вычислим как $\kappa_E = 2\pi/\lambda_E = \omega/[V_0 + L_k(V_M - V_0)/p_k] - j\alpha$, где V_0 — скорость ПАВ на свободной поверхности, V_M — скорость ПАВ под металлизированной поверхностью, α — суммарные потери при распространении ПАВ в электродной структуре на единицу длины.

Изменение тока в шине ВШП происходит за счет преобразования прямой и обратной волн и падения

напряжения на емкости электрода

$$\begin{aligned} \Delta I_K(\omega) &= I_K(\omega) - I_{K+1}(\omega) = +2\xi_K(\omega) \\ &\times \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)p_K/2] R_K(\omega) + 2\xi_K(\omega) \\ &\times \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)p_K/2] S_K(\omega) + j\omega(C_2/2)U_0. \end{aligned} \quad (11)$$

Рассмотрим слагаемые, связанные с преобразованием ПАВ при прохождении через электрод ВШП (рис. 3, б), и учтем тот факт, что возбуждение носит распределенный характер. Будем полагать, что прямое и обратное преобразование ПАВ на электродах происходит с одинаковой эффективностью, т.е. носит взаимный характер. Пусть задано распределение поверхностного тока на электродах ВШП в виде $J(Z)$. Будем считать, что механизм преобразования ПАВ малым участком поверхностного тока ΔZ_K электрода и всего электрода аналогичны. Тогда, просуммировав вклады в преобразование ПАВ по ширине электрода относительно его центра Z_C и переходя к пределу ($\Delta Z_K \rightarrow 0$), получим

$$\xi_K = G_a \int_{-L_K/2}^{L_K/2} J(Z) \exp[-j(\omega/V_M - \kappa_0)Z] dZ, \quad (12)$$

где G_a — акустическая проводимость излучения на частоте синхронизма (см., например, [3]).

Расчет распределения поверхностного тока на электродах $J(Z)$ в самосогласованной постановке, т.е. с учетом краевых эффектов, конечной длины ВШП и обратной реакцией пьезоэлектрика, изложен в следующем разделе.

Соотношения (9)–(11) можно записать в матричной форме

$$\begin{pmatrix} S_K(\omega) \\ R_{K+1}(\omega) \\ \Delta I_K(\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P(1,1) & P(1,2) & P(1,3) \\ P(2,1) & P(2,2) & P(2,3) \\ P(3,1) & P(3,2) & P(3,3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_K(\omega) \\ S_{K+1}(\omega) \\ U_0 \end{pmatrix}. \quad (13)$$

Тогда P -матрица ВШП в целом определяется последовательным перемножением P -матриц, описывающих каждый электрод. Используя систему уравнений (9)–(11) с произвольными коэффициентами, записанную для двух последовательно включенных ПАВ структур, нетрудно получить компоненты суммарной P -матрицы

$$\begin{aligned} P^{(s)}(1,1) &= P^{(1)}(1,1) \\ &+ P^{(1)}(1,2)P^{(2)}(1,1)P^{(1)}(2,1)/P^{(0)}; \end{aligned} \quad (14)$$

$$P^{(s)}(1,2) = P^{(1)}(1,2)P^{(2)}(1,2)/P^{(0)}; \quad (15)$$

$$\begin{aligned} P^{(s)}(1,3) &= P^{(1)}(1,3) + P^{(1)}(1,2)[P^{(2)}(1,3) \\ &+ P^{(2)}(1,1)P^{(1)}(2,3)]/P^{(0)}; \end{aligned} \quad (16)$$

$$P^{(s)}(2,1) = P^{(1)}(2,1)P^{(2)}(2,1)/P^{(0)}; \quad (17)$$

$$\begin{aligned} P^{(s)}(2,2) &= P^{(2)}(2,2) \\ &+ P^{(2)}(2,1)P^{(1)}(2,2)P^{(2)}(1,2)/P^{(0)}; \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} P^{(s)}(2,3) &= P^{(2)}(2,3) + P^{(2)}(2,1)[P^{(1)}(2,3) \\ &+ P^{(2)}(1,3)P^{(1)}(2,2)]/P^{(0)}; \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} P^{(s)}(3,1) &= P^{(1)}(3,1) + P^{(1)}(2,1)[P^{(1)}(3,1) \\ &+ P^{(2)}(1,1)P^{(1)}(3,2)]/P^{(0)}; \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} P^{(s)}(3,2) &= P^{(2)}(3,2) + P^{(2)}(1,2)[P^{(1)}(3,2) \\ &+ P^{(1)}(2,2)P^{(2)}(3,1)]/P^{(0)}; \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} P^{(s)}(3,3) &= P^{(1)}(3,3) + P^{(2)}(3,3) \\ &+ \left\{ P^{(1)}(3,2)[P^{(2)}(1,3) + P^{(2)}(1,1)P^{(1)}(2,3)] \right. \\ &\left. + P^{(2)}(3,1)[P^{(1)}(2,3) + P^{(1)}(2,2)P^{(2)}(3,1)] \right\} / P^{(0)}; \end{aligned} \quad (22)$$

где $P^{(0)} = 1 - P^{(2)}(1,1)P^{(1)}(2,2)$; верхние индексы $s, 1$ и 2 относятся соответственно к суммарной P -матрице, P -матрице ПАВ структуры, находящейся слева, и P -матрице ПАВ структуры, находящейся справа; ПАВ структурой может быть как отдельный электрод, так и группа электродов, для которой вычислена суммарная P -матрица.

Приведенные соотношения позволяют рассчитывать входную проводимость ВШП в составе фильтра или резонатора с произвольно меняющимся периодом и апертурой электродов вдоль структуры ВШП и реальным распределением поверхностного тока (заряда) на электродах ВШП. Отметим, что входную проводимость ВШП определяет элемент $P^{(s)}(3,3)$ суммарной P -матрицы ПАВ структуры.

Распределение поверхностного тока на электродах ВШП

Будем полагать, что известны комплексные амплитуды поверхностных акустических волн $R_f(\omega)$ и $S_f(\omega)$ под каждым электродом ВШП (f — номер электрода). Уравнение для $J(Z)$ получим, используя электродинамическое граничное условие на поверхности идеального бесконечно тонкого металла (ВШП) для тангенциальной компоненты переменного электрического поля. Граничное условие запишем в виде

$$E^I(Y=0, Z) + E^A(Y=0, Z) = 0, \quad (23)$$

где $E^I(Y=0, Z)$ — тангенциальная компонента электрического поля системы токовых полос на поверхности электродов; $E^A(Y=0, Z)$ — тангенциальная компонента электрического поля поверхностных акустических волн $R(Z, \omega)$ и $S(Z, \omega)$, распространяющихся под электродами, на поверхности пьезоэлектрика.

Удовлетворяя граничному условию (23), получим

$$\eta \int_{\mathcal{L}} dZ' J(Z') / (Z' - Z) - R_f(\kappa_E) \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)Z] + S_f(\kappa_E) \exp[j(\kappa_E - \kappa_0)Z] = 0, \quad (24)$$

где контур \mathcal{L} образован совокупностью отрезков $[a_f, b_f]$; a_f, b_f — координаты краев электродов в направлении оси Z ; $\eta = [\pi \varepsilon_\infty (\kappa_E - \kappa_0)]^{-1}$, ε_∞ — диэлектрическая проницаемость пьезоэлектрика; $R_f(\kappa_E)$, $S_f(\kappa_E)$ — комплексные амплитуды прямой и обратной поверхностных акустических волн, распространяющихся в направлениях $\pm Z$ под электродом с номером f .

Будем полагать, что в пределах каждого электрода изменением комплексных амплитуд потенциалов можно пренебречь, однако они могут меняться от электрода к электроду ВШП в соответствии с уравнениями (9)–(11).

Уравнение (24) представляет собой сингулярное интегральное уравнение, описывающее распределение поверхностного тока в электродах ВШП и учитывающее обратное влияние возбуждаемой волны. Для его решения воспользуемся методом, изложенным ранее в [4,5] применительно к интегральному уравнению для распределения тока в преобразователях спиновых волн. На первом этапе решения (24) выполним процедуру обращения интеграла типа Коши [6] и избавимся от сингулярности. Тогда

$$J(z) = \left[\prod_{f=L_k^A}^{M_k^A} (z - a'_f)(b'_f - z) \right]^{-1/2} \left\{ Q_{m-1}(z) + \int_{\mathcal{L}} dz' J(z') [F^+(z', k) \exp(-jkz') + F^-(z', k) \exp(jkz')] \right\} = 0, \quad (25)$$

где $a'_f = 2a_f/(b_1 - a_1)$, $b'_f = 2b_f/(b_1 - a_1)$, $z = 2Z/(b_1 - a_1)$, $k = (\kappa_E - \kappa_0)(b_1 - a_1)$, $Q_{m-1}(Z) = C_{m-1}z^{m-1} + C_{m-2}z^{m-2} + \dots + C_0$ — алгебраический полином степени не выше $m-1$, коэффициенты которого находятся из условия на величину и направление токов, протекающих через электроды ВШП

$$I_f = \int_{a_f}^{b_f} dZ J(Z).$$

Величины $F^\pm(z, k)$ определены следующим образом:

$$F^\pm(z', k) = \int_{\mathcal{L}} dz_1 \left\{ \left[\prod_{f=L_k^A}^{M_k^A} (z_1 - a'_f) \right]^{-1/2} (b'_f - z_1) \right\} \Lambda_f^\pm(k) \exp[\pm jkz_1], \quad (26)$$

где $\Lambda_f^+(k) = (\pi\eta)^{-1}R_f(k)$, $\Lambda_f^-(k) = (\pi\eta)^{-1}S_f(k)$.

Заменой переменной на каждом участке интегрирования $a_f \leq Z \leq b_f$ в виде $z'_f = 2z - (b_f + a_f)/(b_1 - a_1)$, $J(z) = [1 - (z'_f)^2]^{-1/2} J_1(z'_f)$, а затем $z'_f = \sin(\tau_f)$ можно показать, что ядра $F^\pm(z, k)$ уравнения (26) являются Фредгольмовыми. Тогда (26) есть неоднородное интегральное уравнение Фредгольма второго рода и его решение имеет вид [7]

$$J(z) = \left[\prod_{f=L_k^A}^{M_k^A} (z - a'_f)(b'_f - z) \right]^{-1/2} \times [Q_{m-1}(z) + C^+ F^+(z, -k) + C^- F^-(z, -k)], \quad (27)$$

где коэффициенты C^\pm находятся с помощью формул Крамера из системы уравнений

$$C^+ - C^+ F_1^-(+k) + C^- F_1^+(+k) = f_1(+k), \\ C^- - C^+ F_1^-(-k) + C^- F_1^+(-k) = f_1(-k), \quad (28)$$

где

$$f_1(\pm k) = \int_{\mathcal{L}} dz \left\{ \left[\prod_{f=L_k^A}^{M_k^A} (z - a'_f)(b'_f - z) \right]^{-1/2} \times Q_{m-1}(z) \exp[\pm jkz] \right\}, \quad (29)$$

$$F_1^\pm(\pm k) = \int_{\mathcal{L}} dz \left\{ \left[\prod_{f=L_k^A}^{M_k^A} (z - a'_f)(b'_f - z) \right]^{-1/2} \times F^\pm(k, z) \exp[\pm jkz] \right\}. \quad (30)$$

Выражения (27)–(30) описывают распределение поверхностного тока в электродах ВШП с учетом их взаимного влияния и обратной реакции поверхностной акустической волны.

В том случае, если изменением комплексных амплитуд акустических волн $R_f(\kappa_E)$, $S_f(\kappa_E)$ при их распространении вдоль структуры можно пренебречь (как это имеет место для слабых пьезоэлектриков), $J(Z)$ можно определить непосредственно из (27) с учетом (28)–(30). В случае сильных пьезоэлектриков комплексные амплитуды акустических волн $R_f(k)$ и $S_f(k)$ существенно меняются при распространении вдоль ВШП и $J(Z)$ необходимо искать методом последовательных приближений. На первом этапе расчета $J(Z)$ необходимо пренебречь обратной реакцией пьезоэлектрика на распределение поверхностного тока. В этом случае $J(Z)$ нулевого приближения — $J^0(Z)$ описывается выражением (27) при коэффициентах $C^\pm = 0$. Далее, вычислив $R_f(k)$ и $S_f(k)$ по соотношениям (9)–(11) и (14)–(22) при $J(Z) = J^0(Z)$, можно рассчитать коэффициенты C^\pm и по соотношению (27) найти $J(Z)$ в первом приближении с учетом обратной реакции пьезоэлектрика на распределение тока в электродах ВШП. Таким образом, повторяя данную процедуру, можно вычислить $J(Z)$ в любом порядке приближения.

Анализ ПАВ устройств с дисперсионными ВШП на основе СОМ метода

Рассмотрим ПАВ устройства с дисперсионными ВШП, средняя линия электродов которых имеет плавно изменяющийся вдоль структуры наклон по отношению к направлению распространения ПАВ (рис. 1). Расчет матрицы проводимости входного (выходного) ВШП \hat{Y} будем проводить на основе модифицированного СОМ метода, уравнения для которого получены выше, и метода разбиения исходной ПАВ структуры на каналы. Компоненты входной проводимости ВШП определим как сумму по всем каналам

$$Y(l_Y, m_Y) = \sum_{K=1}^{N_K} Y_K(l_Y, m_Y), \quad (31)$$

где N_K — число каналов; $Y_K(l_Y, m_Y)$ — компоненты матрицы входной проводимости в k -м канале; $l_Y = 1.2$; $m_Y = 1.2$.

Число каналов, на которые разбивается структура, будем считать достаточно большим, таким что результат расчета частотных характеристик не меняется при увеличении N_K . Вклад k -го канала $Y_K(l_Y, m_Y)$ в суммарную проводимость ПАВ устройства определим, рассматривая k -й канал как независимое ПАВ устройство (рис. 4) и воспользовавшись компонентами P -матриц входного ВШП $P_K^{(A)}(l_P, m_P)$ и выходного ВШП $P_K^{(B)}(l_P, m_P)$ в k -м канале. Тогда, для входной проводимости k -го канала получим

$$Y_K(1, 1) = P_K^{(A)}(3, 3) + P_K^{(B)}(1, 1)P_K^{(A)}(3, 2)P_K^{(A)}(2, 3)/Y_{K0}, \quad (32)$$

$$Y_K(1, 2) = P_K^{(A)}(3, 2)P_K^{(B)}(1, 3)\Phi_K/Y_{K0}, \quad (33)$$

$$Y_K(2, 1) = P_K^{(A)}(2, 3)P_K^{(B)}(3, 1)\Phi_K/Y_{K0}, \quad (34)$$

$$Y_K(2, 2) = P_K^{(B)}(3, 3) + P_K^{(A)}(2, 2)P_K^{(B)}(1, 3)P_K^{(B)}(3, 1)/Y_{K0}, \quad (35)$$

где $Y_{K0} = (\Phi_K)^2 - P_K^{(A)}(2, 2)P_K^{(B)}(1, 1)$, $\Phi_K = \exp \times (j2\pi Z_K^{(AB)}/\lambda - \alpha Z_K^{(AB)})$, $Z_K^{(AB)} = Z_1^{(B)} - Z_N^{(A)}$ — расстояние между первым электродом ВШП-В и последним электродом ВШП-А (рис. 1), λ — длина волны на свободной поверхности.

Расчет компонент $P_K^{(A)}(l_P, m_P)$ и $P_K^{(B)}(l_P, m_P)$ выполним на основе модифицированного СОМ метода. Для того чтобы синхронизовать каналы между собой, необходимо учесть начальную фазу для первого электрода каждого канала ВШП-А (ВШП-В). Для этого в компоненты P -матрицы соотношения (13) введем фазовые множители для первых электродов каждого канала

$$P^{(A)}(1, 1) = P(1, 1)[F_1^{(A)}\{Z_{K,1}^{(A)}\}]^2, \quad (36)$$

$$P^{(A)}(1, 2) = P(1, 2)F_1^{(A)}\{Z_{K,1}^{(A)}\}, \quad (37)$$

$$P^{(A)}(1, 3) = P(1, 3)F_1^{(A)}\{Z_{K,1}^{(A)}\}, \quad (38)$$

$$P^{(A)}(2, 1) = P^{(A)}(1, 2), \quad (39)$$

$$P^{(A)}(3, 1) = P(3, 1)F_1^{(A)}\{Z_{K,1}^{(A)}\}, \quad (40)$$

где $F_1^{(A)}\{Z_{K,1}^{(A)}\} = \exp(j2\pi Z_{K,1}^{(A)}/\lambda_M - \alpha Z_{K,1}^{(A)})$, $Z_{K,1}^{(A)} = Z_{Lk}^{(A)} - Z_1^{(A)}$ — расстояние между первым электродом в k -м канале ВШП-А (с номером L_K) и первым электродом всего ВШП-А, λ_M — длина волны под металлизированной поверхностью (контактной шиной), прочие компоненты P -матрицы для первого электрода остаются без изменения.

Для последних электродов каждого канала ВШП-А компоненты P -матрицы с учетом фазового множителя будут иметь вид

$$P^{(A)}(1, 2) = P(1, 2)F_2^{(A)}\{Z_{K,2}^{(A)}\}, \quad (41)$$

$$P^{(A)}(2, 1) = P^{(A)}(1, 2), \quad (42)$$

$$P^{(A)}(2, 2) = P(2, 2)[F_2^{(A)}\{Z_{K,2}^{(A)}\}]^2, \quad (43)$$

$$P^{(A)}(2, 3) = P(2, 3)F_2^{(A)}\{Z_{K,2}^{(A)}\}, \quad (44)$$

$$P^{(A)}(3, 2) = P(3, 2)F_2^{(A)}\{Z_{K,2}^{(A)}\}, \quad (45)$$

где $F_2^{(A)}(Z_{K,2}^{(A)}) = \exp(j2\pi Z_{K,2}^{(A)}/\lambda_M - \alpha Z_{K,2}^{(A)})$, $Z_{K,2}^{(A)} = Z_N^{(A)} - Z_{Mk}^{(A)}$ — расстояние между последним электродом всего ВШП (с номером N) и последним электродом в k -м канале (M_K); прочие компоненты P -матрицы для последнего электрода остаются без изменения.

Аналогичные выражения можно записать и для ВШП-В с компонентами $P_K^{(B)}(l, m)$, положив $F_2^{(B)}(Z_{K,2}^{(B)}) = 1$, поскольку изменение фазы волны за пределами ВШП-В несущественно.

Теперь компоненты P -матрицы k -го канала $P_K^{(A)}(l_P, m_P)$ и $P_K^{(B)}(l_P, m_P)$ могут быть вычислены

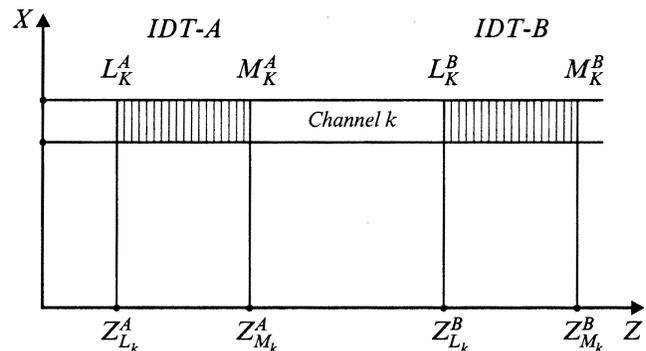


Рис. 4. k -й канал устройства.

перемножением соответствующих компонент для электродов в каждом канале

$$P_K^{(A)}(l_P, m_P) = \prod_{n=L_K^A}^{M_K^A} P_{Kn}^{(A)}(l, m),$$

$$P_K^{(B)}(l_P, m_P) = \prod_{n=L_K^B}^{M_K^B} P_{Kn}^{(B)}(l, m), \quad (46)$$

где L_K и M_K — номер первого и последнего электродов в каждом канале (рис. 4), а под знаком произведения понимается вычисление последовательных произведений согласно (14)–(22).

Результаты проектирования фильтра с дисперсионными ВШП лестничного типа

Предложенным методом синтеза и последующим анализом с использованием модифицированного СОМ метода был спроектирован, а затем изготовлен фильтр на основе дисперсионных ВШП с параметрами $f_0 = 105$ MHz, $\Delta f = 10$ MHz, $K_P = 1.45$. Для увеличения входного и выходного сопротивления входные и выходные преобразователи состояли из двух идентичных ВШП каждый (рис. 5). Размер платы фильтра с топологией составил 18×4.8 mm. На основе расчетного анализа для обеспечения необходимой прямоугольности АЧХ фильтра дисперсионная задержка в каждом ВШП (T_∞) была выбрана равной $1.9 \mu s$ при $\Delta f_\infty = 15$ MHz. С точки зрения согласования входного и выходного импедансов фильтра с трактом сопротивлением 50Ω апертура электродов на центральной частоте $W(f_0)$ была выбрана равной $11\lambda_0$, причем использовалась согласующая индуктивность номиналом 100 nH. Сравнительно небольшая величина апертуры $W(\omega_0)(11\lambda_0)$ не привела к дифракционным искажениям АЧХ и ФЧХ фильтра, поскольку в качестве материала пьезоэлектрика был выбран $LiNbO_3$ Y, Z-среза. Для обеспечения выбранной дисперсионной задержки каждый ВШП состоял из 403 расщепленных электродов. Для исключения пульсаций Френеля на частотных характеристиках фильтра первые 75 и последние 75 электродов ВШП были аподизованы. В процессе расчетного анализа было установлено, что для обеспечения плоской АЧХ фильтра значение коэффициента K_H должно быть равно 0.3.

Плата фильтра была изготовлена методами прямой фотолитографии и электронного распыления Al в вакууме. Результаты измерений частотных характеристик фильтра представлены на рис. 6, а, а результаты расчета модифицированным СОМ методом представлены на рис. 6, б. При расчете используемое значение N_K составило 400. Измерения АЧХ были выполнены с помощью измерителя комплексных коэффициентов передачи P4-37, а измерения ФЧХ были выполнены

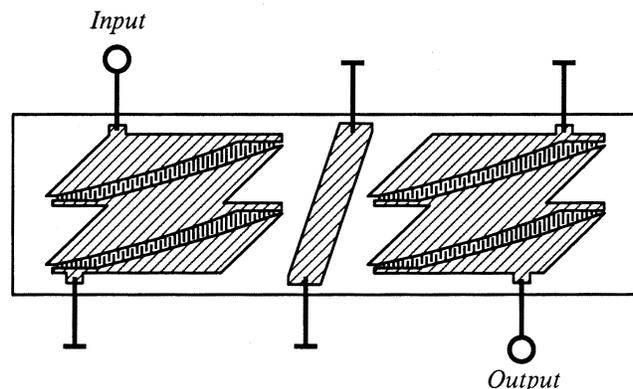


Рис. 5. Топология фильтра с $f_0 = 105$ MHz, $\Delta f = 10$ MHz.

с помощью прецизионного генератора Г4-176 и фазометра ФК2-12. Фазовая характеристика фильтра $\Phi(f)$ представлена в виде отклонения от линейного закона $\Delta\Phi = \Phi(f) - 2\pi T_0(f_0 - f)$, где $T_0 = 2.3179 \mu s$ — задержка в фильтре на частоте f_0 . Несколько меньшее внеполосное подавление в высокочастотной области по сравнению с расчетным объясняется влиянием паразитного возбуждения объемных волн. Для их подавления использовалось рифление обратной стороны подложки. В отсутствие рифления уровень внеполосного подавления

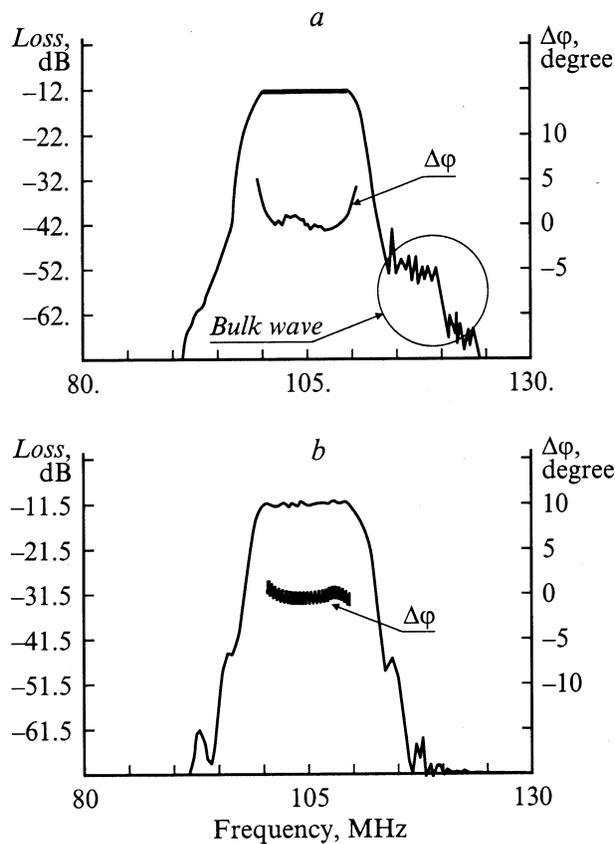


Рис. 6. Результаты измерения частотных характеристик фильтра (а) и расчета модифицированным СОМ методом (б).

ния в высокочастотной области был на 10 dB меньше, чем на рис. 6, *a*. По-видимому, более тщательное рифление обратной стороны подложки могло бы увеличить внеполосное подавление.

Результаты проектирования дисперсионных линий задержки с ВШП лестничного типа

Предложенным методом синтеза и последующим анализом с использованием модифицированного СОМ метода были спроектированы, а затем изготовлены формирующая (без весовой обработки апертуры ВШП) и сжимающая (с весовой обработкой апертуры ВШП) дисперсионные линии задержки (ДЛЗ) с параметрами $f_0 = 700$ MHz, $\Delta f = 200$ MHz, $T = 0.6 \mu\text{s}$. В процессе расчетного анализа было установлено, что плоская АЧХ формирующей ДЛЗ в требуемой полосе частот достигается при $K_H = 0$, $\Delta f_\infty = 260$ MHz и $T_\infty = 0.34$ mks для каждого ВШП. Апертура электродов на центральной частоте $W(\omega_0)$ была выбрана равной $25\lambda_0$. В качестве материала пьезоэлектрика использовался LiNbO₃ Y, Z-среза. Для обеспечения необходимой дисперсионной задержки каждый ВШП состоял из 549 нерасщепленных электродов. Для исключения пульсаций Френеля на частотных характеристиках формирующей ДЛЗ первые 64 и последние 46 электродов ВШП были аподизованы. В качестве весовой функции в сжимающей ДЛЗ использовалась функция Тейлора с уровнем боковых лепестков -45 dB. Размер плат с топологией составил 13×3.5 mm.

Платы ДЗЛ были изготовлены методами обратной фотолитографии, электронно-лучевого распыления Al в вакууме и ионно-химического травления поверхности пьезоэлектрика. Минимальная длина волны, возбуждаемая ВШП на высокочастотном участке, составляла $\sim 4 \mu\text{m}$, а ширина электрода — $\sim 1 \mu\text{m}$, поэтому в силу ограничений оптической фотолитографии невозможно было использовать расщепленные электроды. Для ослабления влияния на частотные характеристики ДЛЗ паразитных переотражений толщина пленки Al, из которой были сформированы электроды ВШП, составляла $0.075 \mu\text{m}$. Кроме того, электроды располагались в канавках, вытравленных на поверхности подложки LiNbO₃. Результаты измерений частотных характеристик формирующей ДЛЗ представлены на рис. 7, *a*, а результаты расчета модифицированным СОМ методом представлены на рис. 7, *b*. Фазовая характеристика фильтра $\Phi(f)$ приведена на рис. 7 в виде отклонения от заданного квадратичного закона $\Delta\Phi = \Phi(f) - \pi G_0(f_0 - f)^2 - 2\pi T_0(f_0 - f)$, где $G_0 = 323$ MHz/ μs — наклон дисперсионной кривой, $T_0 = 0.9045 \mu\text{s}$ — задержка в фильтре на частоте f_0 .

Результаты измерений и расчета частотных характеристик сжимающей ДЛЗ представлены на рис. 8. При расчете частотных характеристик ДЛЗ число каналов, на которые необходимо было разбить структуру, составляло ~ 400 , при этом результаты расчета не зависели

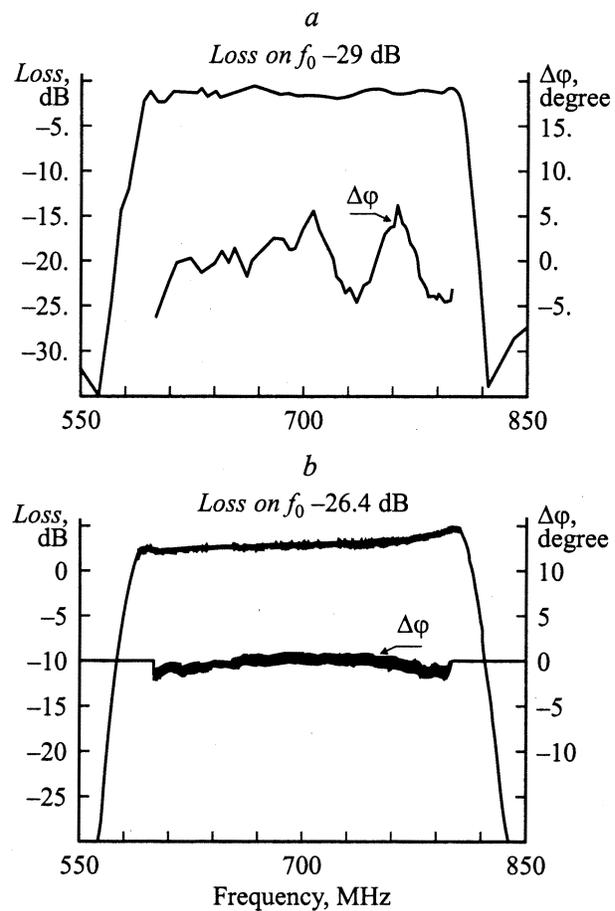


Рис. 7. Результаты измерения частотных характеристик формирующей дисперсионной линии задержки (*a*) и расчета модифицированным СОМ методом (*b*).

от дальнейшего увеличения числа каналов с точностью графического построения кривых на рис. 7, 8. Расчеты проводились на персональном компьютере с процессором Pentium III-1GHz. Расчетное значение вносимых

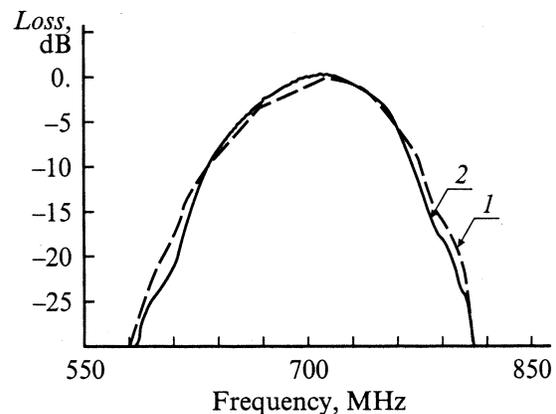


Рис. 8. Результаты измерения частотных характеристик сжимающей дисперсионной линии задержки (*a*) и расчета модифицированным СОМ методом (*b*).

потерь составило 18.2 dB, измеренное — 22 dB. Отличие, по-видимому, связано с пренебрежением при расчете омическими потерями в электродах ВШП, толщина которых была лишь 0.075 μM .

Заключение

Разработанный метод можно использовать для расчета устройств на ПАВ типа фильтров, дисперсионных линий задержки, резонаторов и устройств использующих как сильные пьезоэлектрики типа ниобата и танталата лития, так и слабые пьезоэлектрики типа кварца. Причем помимо описанных возможен расчет фильтров на ПАВ практически любого типа, в том числе трансверсальных, резонансных на продольных модах, резонансных на поперечных модах, лестничных фильтров на основе резонаторов на ПАВ.

Список литературы

- [1] *Potter B.R., Hartmann C.S.* // IEEE Trans. on SU-26. 1979. Vol. SU-26. N 6. P. 411–418.
- [2] *Dmitriev V.F., Mitrofanov I.S.* // Proc. Intern. Simposium Acoustoelectronics, Frequency Control and Signal Generation. Poland, 1998. P. 463–468.
- [3] *Birykov S.V., Martin G., Polevoi V.G.* et al. // IEEE Trans. on UFFC-42. 1995. Vol. UFFC-42. N 4. P. 612–618.
- [4] *Дмитриев В.Ф., Калиникос Б.А.* // РиЭ. 1988. Т. 33. № 11. С. 2248–2258.
- [5] *Дмитриев В.Ф., Калиникос Б.А.* // ЖТФ. 1989. Т. 59. Вып. 1. С. 197–200.
- [6] *Мухелишвили Н.И.* Сингулярные интегральные уравнения. М.: Наука, 1968.
- [7] *Михлин С.Г.* Интегральные уравнения. М.; Л.: ОГИЗ, 1947. 304 с.