

Конечно-элементное моделирование и электрическое согласование тонкопленочного пьезоэлектрического преобразователя гиперзвуковой линии задержки

Описана методика измерения комплексного сопротивления тонкопленочного акустоэлектронного преобразователя, коэффициента отражения, приведен теоретический расчет комплексного сопротивления, а также сравнение его значений с экспериментальными данными. Применение результатов конечно-элементного моделирования и измеренных данных матрицы рассеяния, позволило оптимально согласовать широкополосную акустоэлектронную гиперзвуковую линию задержки (ГЛЗ) с центральной частотой 9,4 ГГц и шириной полосы пропускания 600 МГц с СВЧ генератором.

Ключевые слова: линия задержки, пьезоэлектрический преобразователь, волноводный трансформатор

В технике СВЧ большую сложность представляет согласование устройств, работающих в широкой полосе частот [1]. В нашем случае таким устройством является гиперзвуковая линия задержки (ГЛЗ) с центральной частотой 9,4 ГГц и полосой частот 600 МГц.

Основными элементами конструкции ГЛЗ являются: твёрдотельный звукопровод, выполненный из иттрий-алюминиевого граната (ИАГ), пьезоэлектрический преобразователь, представляющий собой тонкую пленку окиси цинка (ZnO), с алюминиевыми электродами, напыленными на звукопровод и согласующее СВЧ устройство - трехзвенный волноводный трансформатор. Параметры этих элементов определяют технические характеристики ГЛЗ: время задержки, ослабление задержанного сигнала, полосу рабочих частот и КСВН входа.

Расчет импеданса пьезопреобразователя

Комплексное сопротивление тонкопленочного пьезопреобразователя (импеданс) [2]:

$$R_{II}(\omega) = 4K_{эфф}^2 \frac{f_a(\omega)}{\omega C_0 \beta h} \quad (1)$$

где $R_{II}(\omega)$ - сопротивление излучения;

ω - круговая частота;

C_0 - ёмкость преобразователя, равная $\varepsilon \varepsilon_0 S/h$;

ε - диэлектрическая проницаемость ZnO ;

S - площадь перекрытия контактов, (150 мкм^2);

h - толщина плёнки ZnO , ($0,35 \text{ мкм}$);

$\beta = \omega / V_2$, V_2 - скорость распространения сдвиговой волны в плёнке ZnO .

Функция $f_a(\omega)$ учитывает резонансные свойства электромеханической системы, образованной пьезоэлектрической плёнкой и металлическими контактами, и определяется из соотношения [3]:

$$f_a(\omega) = \frac{\sin^2(ph/2) [\sin(ph/2)\cos(a\beta h) + (z_1/z_2)\sin(a\beta h)\cos(ph/2)]^2}{(z_2/z_3)M^2 + (z_3/z_2)N^2} \quad (2)$$

$$M = (z_1/z_2)A \sin(b\beta h) + B \cos(b\beta h);$$

$$N = A \cos(b\beta h) - (z_2/z_1)B \sin(b\beta h);$$

$$A = \cos \beta h \cos(a\beta h) - (z_1/z_2) \sin \beta h \sin(a\beta h);$$

$$B = \sin \beta h \cos(a\beta h) + (z_1/z_2) \cos \beta h \sin(a\beta h);$$

$$a = (V_2/V_1)p/h; \quad b = (V_2/V_1)g/h; \quad \beta = \omega/V_2$$

V_1 - скорость звука в металлических электродах;

z_1, z_2, z_3 - акустические импедансы электродов, плёнки ZnO и звукопровода, соответственно;

p, g - толщины верхнего и нижнего электродов, равные 0,15 мкм и 0,20 мкм соответственно.

Значения скоростей и акустических импедансов материалов, используемых в расчётах, приведены в таблице 1.

Таблица 1

Материал	$K_{эфф}$	Скорость, [м/с]	Акустический импеданс, [кг/с·м ²]	Источник
Al	-	$3,25 \cdot 10^3$	$8,8 \cdot 10^6$	[2]
ZnO	0,12-0,18	$2,72 \cdot 10^3$	$15,5 \cdot 10^6$	
ИАГ	-	$5,03 \cdot 10^3$	$22,9 \cdot 10^6$	[3]

Эквивалентная схема преобразователя может быть представлена в виде последовательно соединённых активного и реактивного сопротивлений. В этом случае входной импеданс преобразователя [3]:

$$Z(\omega) = R_{\Sigma}(\omega) + X_{\Sigma}(\omega) \quad (3)$$

здесь, $R_{\Sigma} = n [R_{ом} + R_{II}(\omega)]$ - полное сопротивление преобразователя

где n - число последовательно включённых контактов;

$R_{ом}$ - сопротивление потерь в подводящих проводниках контакта, ($0,75 \text{ Ом/м}^2$ для Al)

Для $n=4$, $R_{\Sigma} \cong 8 \text{ Ом}$. Реактивное сопротивление:

$$X_{\Sigma}(\omega) = \frac{1}{j\omega C_0} + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{R_{II}(\omega')}{\omega - \omega'} d\omega' \quad (4)$$

Экспериментальное определение импеданса преобразователя

Схематически конструкция ГЛЗ изображена на рис.1.

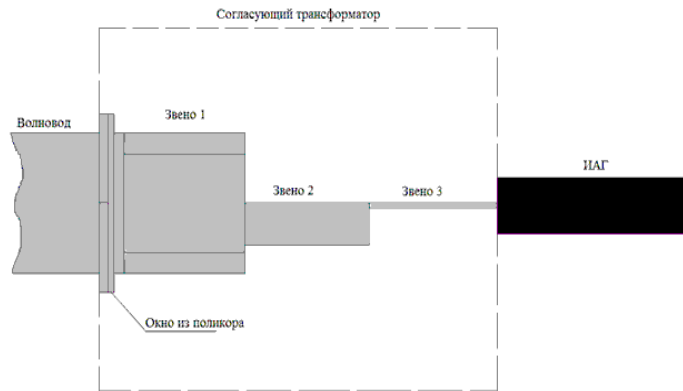


Рис.1. Конструкция ГЛЗ

Волноводный трансформатор был рассчитан и изготовлен для согласования импеданса пьезопреобразователя R_Z с волноводом сечением $23 \times 10 \text{ мм}^2$ и с $\rho \cong 360 \text{ Ом}$. Характеристики изготовленного образца ГЛЗ с согласующим трансформатором были измерены с помощью векторного анализатора цепей Agilent N5230C. КСВН линии задержки с трансформатором превышает 3. Следовательно, рассчитанный импеданс пьезопреобразователя отличается от его реального значения. Необходимо определить импеданс экспериментальным путем.

Представим линию задержки в виде соединённых последовательно четырехполюсника и двухполюсника (рис. 2). При измерении с помощью анализатора цепей, мы получаем параметры матрицы рассеяния S всего составного устройства, приведенного на рис. 2.

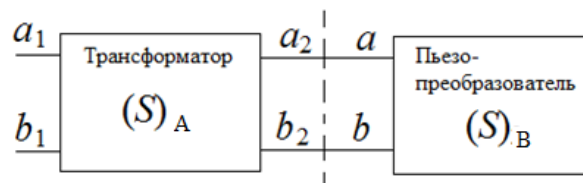


Рис.2. ГЛЗ в виде последовательно соединённых четырехполюсника – трансформатора и двухполюсника – пьезопреобразователя

Обозначим через $(S)_A$ матрицу рассеяния трансформатора, $(S)_B$ – матрицу рассеяния пьезопреобразователя, а S – матрицу рассеяния всей цепи. Блок B для упрощения расчетов можно представить в виде четырехполюсника, эквивалентная схема которого приведена на рис.3.

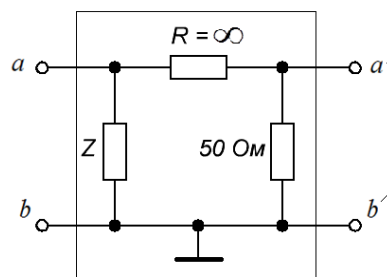


Рис.3. Эквивалентная схема пьезопреобразователя

Таким образом, получаем схему последовательно соединенных четырехполюсников.

Запишем S – матрицы четырехполюсников A и B :

$$(S)_A = \begin{bmatrix} (S_{11})_A & (S_{12})_A \\ (S_{21})_A & (S_{22})_A \end{bmatrix}; (S)_B = \begin{bmatrix} (S_{11})_B & K \\ K & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

где, K – некоторое комплексное число.

Каскадное соединение многополюсников удобно описывать с помощью T – матриц [4]. Так, T – матрица для цепи, изображенной на рис. 2:

$$T = T_A \cdot T_B \quad (6)$$

Где, T_A и T_B – матрицы согласующего трансформатора и пьезопреобразователя соответственно.

Связь между элементами T – матрицы и S – матрицы:

$$T_{11} = \frac{-S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21}}{S_{21}}; T_{12} = \frac{S_{11}}{S_{21}}; T_{21} = \frac{-S_{22}}{S_{21}}; T_{22} = \frac{1}{S_{21}} \quad (7)$$

Используя (7), выразим T – матрицы четырехполюсников A и B через элементы S – матриц:

$$T_A = \begin{bmatrix} \frac{-(S_{11})_A(S_{22})_A + (S_{12})_A(S_{21})_A}{(S_{21})_A} & \frac{(S_{11})_A}{(S_{21})_A} \\ \frac{-(S_{22})_A}{(S_{21})_A} & \frac{1}{(S_{21})_A} \end{bmatrix}; T_B = \begin{bmatrix} K & \frac{(S_{11})_B}{K} \\ 0 & \frac{1}{K} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Подставляем (8) в (6) и получаем:

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K((S_{12})_A(S_{21})_A - (S_{11})_A(S_{22})_A)}{(S_{21})_A} & \frac{(S_{11})_B((S_{12})_A(S_{21})_A - (S_{11})_A(S_{22})_A) + (S_{11})_A}{K(S_{21})_A} \\ -\frac{K(S_{22})_A}{(S_{21})_A} & \frac{1 - (S_{11})_B(S_{22})_A}{K(S_{21})_A} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Получим из (9), используя преобразования обратные (7), параметр S_{11} цепи, изображенной на рис.3:

$$S_{11} = \frac{T_{12}}{T_{22}} = \frac{(S_{11})_A(S_{11})_B(S_{22})_A - (S_{11})_B(S_{12})_A(S_{21})_A(S_{21})_A - (S_{11})_A}{(S_{11})_B(S_{22})_A - 1} \quad (10)$$

Из (10) после некоторых алгебраических преобразований получаем значение $(S_{11})_B$:

$$(S_{11})_B = \frac{S_{11} - (S_{11})_A}{(S_{11} - (S_{11})_A)(S_{22})_A + (S_{12})_A(S_{21})_A} \quad (11)$$

Таким образом, мы выразили коэффициент отражения пьезопреобразователя $(S_{11})_B$ через коэффициенты отражения всей составной цепи и согласующего трансформатора.

Коэффициент отражения пьезопреобразователя $(S_{11})_B$ связан с импедансом следующей зависимостью:

$$(S_{11})_B = \frac{Z_B + Z_0}{Z_B - Z_0} \quad (12)$$

где, Z_B – импеданс пьезопреобразователя, Z_0 – волновое сопротивление генератора, равное 50 Ом.

Для определения параметров матрицы рассеяния трансформатора необходимо произвести измерения на «проход», что практически невыполнимо, так как конструктивно в трансформаторе не предусмотрен второй порт. Нами было найдено решение этой проблемы. Была построена конечно-элементная модель согласующего волноводного трансформатора и матрица рассеяния была получена расчетным путем.

Конечно-элементное моделирование согласующего трансформатора

На первом этапе была вычислена матрица рассеяния. С помощью анализатора цепей мы измерили параметры $(S_{11})_A$ и провели верификацию результатов моделирования с измеренными параметрами. На рис.4 приведены измеренная и полученная в результате моделирования фазо-частотная характеристика согласующего трансформатора. Результаты моделирования хорошо согласуются с экспериментом, что позволяет нам судить об их адекватности.

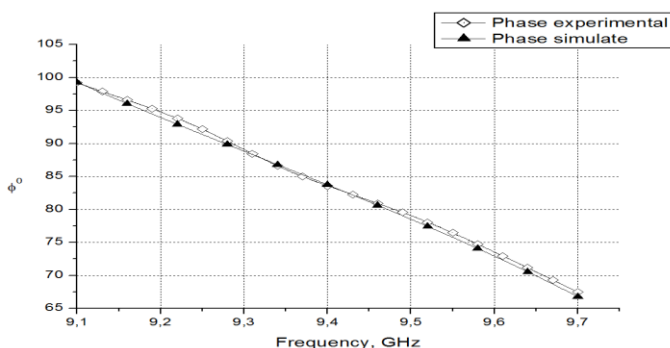


Рис.4. ФЧХ согласующего трансформатора

На следующем этапе нами была получена матрица рассеяния ГЛЗ. Подставляя параметр $(S)_A$ конечно-элементной модели в (11), а затем $(S)_B$ в (12), мы получили импеданс тонкопленочного пьезопреобразователя. На графике (рис.5 а) представлены кривые зависимости от частоты мнимой и вещественной частей импеданса полученных рассчитанных по формуле (4) и полученных через матрицы рассеяния ГЛЗ и конечно-элементной модели трансформатора. Расхождения между этими данными составляет около 1 - 2 Ом на нижней частоте, на центральной частоте и на верхней частоте разброс минимальный.

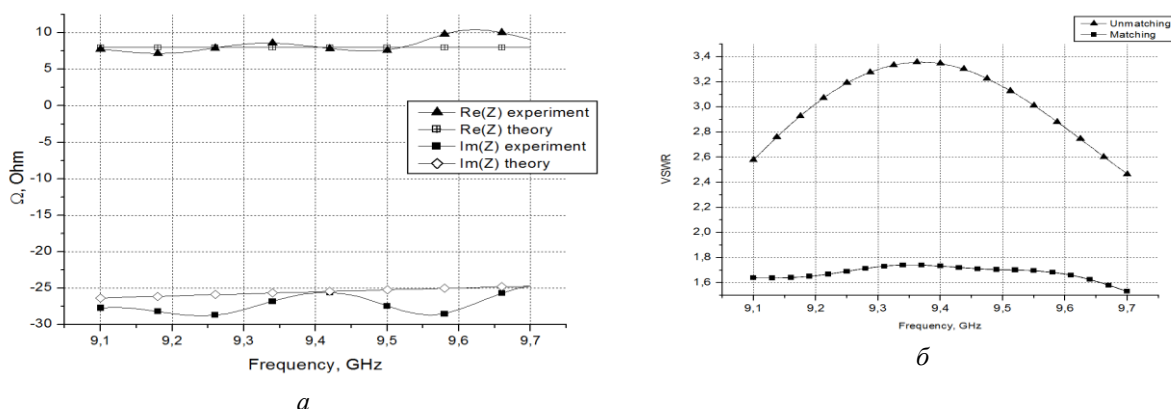


Рис.5. а) Экспериментальные и теоретические значения мнимой и вещественной частей импеданса, б) КСВН ГЛЗ до согласования и после согласования

Таким образом, зная импеданс пьезопреобразователя, подбирая длины звеньев волноводного трансформатора, нам удалось добиться оптимального согласования ГЛЗ с генератором во всей полосе частот. На рис.5 б представлены для сравнения КСВН линии задержки до согласования и после согласования. КСВН после согласования не превышает 1.8, что считается удовлетворительным для данного устройства.

Заключение

С помощью метода конечно-элементного моделирования была построена модель согласующего волноводного трансформатора широкополосной гиперзвуковой линии задержки. Используя данные измеренных S – параметров линии задержки и S – параметров согласующего волноводного трансформатора, полученные расчетным методом, были найдены коэффициент отражения пьезоэлектрического преобразователя $(S_{11})_B$ и его импеданс. Данные импеданса тонкопленочного пьезопреобразователя позволили оптимально согласовать линию задержки в рабочей полосе частот. КСВН линии задержки до согласования имел значения порядка 3, после согласования КСВН линии задержки не превышает 1.8. Результаты теоретических расчетов хорошо согласуются с экспериментом.

Библиографический список

1. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ, 2 изд., т. 1, М., 1970.
2. Reeder T.M., Winslow K.D. Characteristics of Microwave Acoustic. Transducers for Volume Wave Excitation. IEEE Trans. on MTT, vol.MTT-17, 1972, N 11, p.927-941.
3. Frank A. Olson. Today's microwave acoustic delay lines. The Microwave Journal, March, 1970, p.67-76.
4. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств. М., «Радио и связь», 1987. 432 с.