

К. т. н. В. В. ДАНИЛОВ, С. В. ИВАНОВ

Украина, г. Донецк, НИИ комплексной автоматизации

Дата поступления в редакцию

21.02 2000 г.

Оппонент к. ф.-м. н. С. П. СЕРГИЕНКО

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ИМПЕДАНС ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Коэффициент передачи пьезопреобразователя можно рассчитать по результатам определения его входного импеданса.

Перспективность использования акустооптических устройств (АОУ) в оптических системах высокопроизводительной обработки сигналов, где они применяются в качестве элементов ввода информации, показана в [1, 2]. Как известно [2], производительность любой оптической системы обработки информации определяется быстродействием ее функциональных элементов и, в первую очередь, элементом ввода информации в лазерный пучок. Конструктивно-компоновочной основой любого АОУ является акустооптическая ячейка (АОЯ), быстродействие которой (на уровне физической модели) определяется широкополосностью частотно-зависимых параметров ее элементов [3]. К элементам АОУ относят: электрическую цепь согласования АОЯ с источником управляющего радиосигнала, электроакустический преобразователь (ЭАП), среду акустооптического взаимодействия (АОВ), акустическую нагрузку и др. В реальных АОУ их функции соответственно выполняют [4]: электрическая согласующая цепь, пьезоэлектрический преобразователь (ПП) на основе кристаллических пластин или пленок, светозвукопровод (СЗП), акустическая нагрузка.

В работе [3, с. 72] отмечалось, что процесс определения коэффициента электрической связи k для сильно акустически нагруженных ПП (добротность $Q < 10$) широко известным методом характеристических частот резонанса и антирезонанса приводит к относительной погрешности порядка 20–350%. Такая погрешность связана с неточностью определения добротности Q , поскольку используемая в [1–3] физическая модель ПП не учитывает комплексной частотно-зависимой акустической нагруженности ПП.

В данной работе, используя представление эквивалентных схем (в частности, четырехэлементного двухполюсника) с учетом комплексной частотно-зависимой акустической нагруженности ПП АОЯ [4], рассматривается входной электрический импеданс ЭАП, созданного на основе пьезоэлектрической пластины, и определяется коэффициент преобразования электрической мощности в акустическую не на основе использования добротности, а на основе определения ее входного импеданса.

Метод эквивалентных схем на основе электроакустических аналогий ставит элементам электроакустического тракта АОЯ в соответствие токи и напряжения, являющиеся подобием скоростей и сил в различных его участках при движении упругой волны вдоль структуры, показанной на рис. 1. Здесь ВЭ — верхний электрод, ПП — пьезоэлектрический преобразователь, СС — связующие ПП со средой АОВ (СЗП) слои, которые создаются методами микроэлектронной технологии [5].

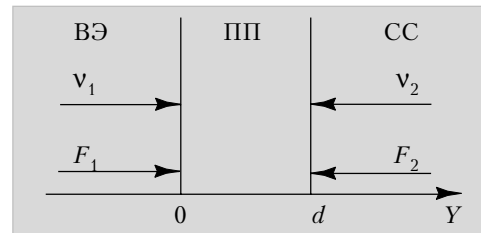


Рис. 1. Структура электроакустического преобразователя в виде пьезоэлектрической пластины с двухсторонней акустической нагрузкой

Рассмотрим пластинку пьезоэлектрика (ПП) толщиной d , имеющей площадь поперечного сечения S . Предположим, что на поверхности задан потенциал $U = U_0 \exp(i\omega t)$ (где U_0 — амплитудное значение приложенного напряжения, $i = \sqrt{-1}$, ω — циклическая частота, t — время), а смещение частиц материала зависит от координаты Y , направленной перпендикулярно поверхности (рис. 1).

Амплитуда смещения ξ удовлетворяет волновому уравнению и представима в виде

$$\xi = [b_1 \sin(kY) + b_2 \cos(kY)] \exp(i\omega t), \quad (1)$$

где b_1, b_2 — амплитудные значения смещения, k — волновое число.

Отсюда следует, что колебательные скорости v_1 и v_2 равны:

$$\begin{aligned} v_1 &= \left. \frac{\partial \xi}{\partial t} \right|_{Y=0} = i\omega b_2, \\ v_2 &= \left. \frac{\partial \xi}{\partial t} \right|_{Y=d} = -i\omega b_1 \sin(kd) - v_1 \cos(kd). \end{aligned} \quad (2)$$

Выражение для b_1 имеет вид

$$b_1 = \frac{v_2 - v_1 \cos(kd)}{i\omega \sin(kd)}. \quad (3)$$

Для материалов, обладающих пьезоэффектом, справедливы следующие уравнения для механического напряжения T и электрической индукции D [6, с. 360]:

$$T = c^E \frac{\partial \xi}{\partial Y} - e^T E; \quad (4)$$

$$D = e^T \frac{\partial \xi}{\partial Y} + \epsilon^n E, \quad (5)$$

где c^E — модуль упругости, измеренный при постоянном электрическом поле E ;

e^T — пьезоэлектрический модуль, измеренный при постоянном напряжении T ;

ϵ^n — диэлектрическая проницаемость, измеренная при постоянной механической деформации $\eta = \frac{\partial \xi}{\partial Y}$.

Для нахождения сил F_1 и F_2 подставим напряженность поля $E = (D - e\eta) / \epsilon^n$ в уравнение (4), тогда

$$T = c^D \eta - eD / \epsilon^n. \quad (6)$$

Электрическая индукция D связана с током I , текущим через ПП с площадью S , соотношением $D = I / (i\omega S)$. Учитывая, что $F_1 = -ST|_{Y=0}$, получаем:

$$F_1 = -iZ_p [v_2 / \sin(kd) - v_1 / \text{tg}(kd)] + ieI / (\omega \epsilon^n). \quad (7)$$

где Z_p — волновое акустическое сопротивление ПП:

$$Z_p = Sc^D k / \omega.$$

Аналогично, для F_2 :

$$F_2 = -ST|_{Y=d} = -iZ_p [v_1 / \sin(kd) - v_2 / \text{tg}(kd)] + ieI / (\omega \epsilon^n). \quad (8)$$

Интегрируя уравнение (5) с учетом отсутствия зарядов ($\text{div } \vec{D} = 0$), получим:

$$Dd = e(\xi|_{Y=d} - \xi|_{Y=0}) - U\epsilon^n, \quad (9)$$

где $U = \int_0^d E dY$ — разность потенциалов на электродах пластины —

$$U = [-e / (i\omega \epsilon^n)](v_2 - v_1) + Id / (i\omega S \epsilon^n). \quad (10)$$

Совокупность (7), (8), (10) описывает шестиполосник, характеризуемый двумя механическими сторонами и одной электрической. Для такого шестиполосника Мэзоном [7] предложена эквивалентная схема, включающая в себя идеальный электромеханический трансформатор (рис. 2).

Коэффициент трансформации шестиполосника (рис. 2) равен $N = eC_0 / \epsilon^n$; $C_0 = S\epsilon^n / d$ — статическая емкость зажатого ПП. Импедансы Z_1 и Z_2 имеют значения $Z_1 = -iZ_p / \sin(kd)$, $Z_2 = -iZ_p \text{tg}(kd/2)$.

В составе схемы имеется практически не реализуемый элемент — отрицательная емкость. (Далее это не создает каких-либо затруднений, поскольку схема трансформируется так, что в ней используются только реальные элементы.)

Предположим, что ПП на выходах (F_1, v_1) и (F_2, v_2) механически нагружен на импедансы ВЭ и СС, равные Z_d и Z_{pr} , соответственно. Акустический импеданс данной системы со стороны вторичной обмотки электромеханического трансформатора (акустическая сторона) равен

$$Z_a = \frac{(iZ_p \text{tg } \varphi + Z_d)(iZ_p \text{tg } \varphi + Z_{pr})}{2iZ_p \text{tg } \varphi + Z_d + Z_{pr}} - \frac{iZ_p}{\sin(2\varphi)}, \quad (11)$$

где фазовая постоянная $\varphi = kd/2$.

Использование разложений функций $\text{tg } \varphi$ и $\sin(2\varphi)$ в окрестности частоты полуволнового резонанса ПП ($d = \lambda/2$, $\omega = \omega_a$) при $\varphi = \pi(1 + \delta)/2$ приводит Z_a к виду

$$Z_a = (Z_d + Z_{pr}) / 4 + iZ_p \pi \delta / 4. \quad (12)$$

Здесь $\text{tg } \varphi = (\pi^2 \delta^2 - 8) / 4\pi \delta$, $\sin(2\varphi) = -\pi \delta$, где $\delta = (\omega - \omega_a) / \omega_a$ — относительная частотная расстройка.

Выражение для Z_a эквивалентно импедансу нагруженного последовательного колебательного контура $\tilde{L}\tilde{C}$. Схема ПП на рис. 2 принимает вид, показанный на рис. 3.

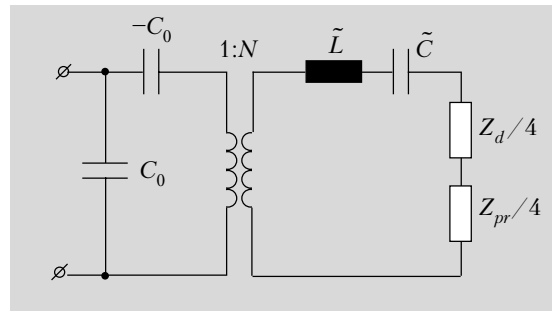


Рис. 3. Трансформированная эквивалентная схема ПП

При переносе элементов на электрическую часть импеданс Z_a необходимо разделить на N^2 . Тогда, с учетом $-C_0$, получим электрическую эквивалентную схему ПП (рис. 4). Здесь для компенсации емкости C_0 добавлена индуктивность L_0 , подключаемая снаружи ПП. Значения L, C :

$$L = Z_p \pi / (2\omega K), \quad C = 2K / (\pi\omega Z_p).$$

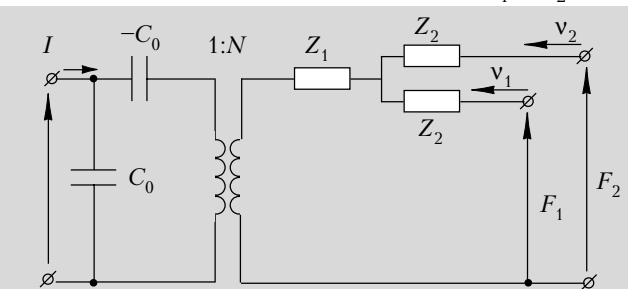


Рис. 2. Эквивалентная схема двухсторонне нагруженного ПП

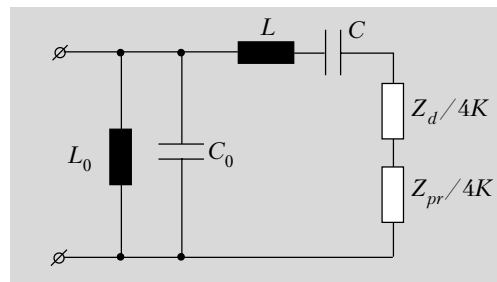


Рис. 4. Электрическая эквивалентная схема ПП

Коэффициент трансформации $N^2=K$ равен

$$K = \frac{k_{эм}^2}{1 - k_{эм}^2} \frac{\pi^2 C_0^2 \rho_p V_p^2}{8 \epsilon^n} \quad (13)$$

Здесь ρ_p , V_p – плотность материала ПП и скорость звука в ПП, соответственно. Частоту резонанса $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ свободной ПП можно найти используя уравнение [6, с. 378], связывающее ее с частотой антирезонанса $\omega_a = \pi V_p/d$:

$$k_{эм}^2 \operatorname{tg}\left(\frac{\pi \omega_r}{2 \omega_a}\right) = \frac{\pi \omega_r}{2 \omega_a} \quad (14)$$

Квадрат коэффициента электромеханической связи $k_{эм}^2$ характеризует долю электрической энергии, перешедшей в упругую механическую энергию, и с коэффициентом электрической связи k связан выражениями $k=C/C_0$, $k=k_{эм}^2/(1-k_{эм}^2)$.

Входной электрический импеданс ПП с шунтирующей индуктивностью L_0 равен

$$Z_e = \frac{i\omega L_0[R + i(\omega L - 1/\omega C + X)]}{(1 - \omega^2 L_0 C_0)[R + i(\omega L - 1/\omega C + X)] + i\omega L_0} \quad (15)$$

где $R=R(\Omega)$ и $X=X(\Omega)$ – вещественная и мнимая части суммы импедансов ВЭ и СС; $\Omega=\omega/\omega_r$ – относительная частота. (Частотные зависимости $R=R(\Omega)$ и $X=X(\Omega)$, нормированные на акустическое сопротивление светозвукопровода, определены в [4].)

Частота резонанса нагруженной ПП ω_0 является решением трансцендентного уравнения для реактивной составляющей импеданса в контуре относительно величины $\Omega_0=\omega_0/\omega_r$:

$$\Omega_0^2 - 1 + \Omega_0 C X(\Omega_0) = 0 \quad (16)$$

Умножив числитель и знаменатель (15) на ωC , а также учитывая соотношения для ω_r и k и что $\omega_0 = 1/\sqrt{L_0 C_0}$, получим:

$$Z_e = \frac{i\omega L_0[\omega R C + i(\Omega^2 - 1 + \omega C X)]}{(1 - \omega^2/\omega_0^2)[\omega R C + i(\Omega^2 - 1 + \omega C X)] + ik\omega^2/\omega_0^2} \quad (17)$$

Компоненты (17) представим в виде

$$\omega C X = \frac{\omega}{\omega_r} \omega_r C X = \Omega \sqrt{\frac{C}{L}} X = \Omega \sqrt{\frac{C}{L}} X = \frac{2\Omega X}{\pi Z_p} = \frac{2\Omega}{\pi} \bar{X}; \quad (18)$$

$$\omega R X = \frac{\omega}{\omega_r} \omega_r R X = \Omega \sqrt{\frac{C}{L}} R = \frac{2\Omega}{\pi} \bar{R}, \quad (19)$$

где \bar{X} , \bar{R} – нормированные на Z_p значения X и R .

С учетом выражений (18), (19) входной импеданс (17) принимает вид

$$Z_e = \frac{i\omega L_0[2\Omega \bar{R} / \pi + i(\Omega^2 - 1 + 2\Omega \bar{X} / \pi)]\Omega_0^2}{(\Omega_0^2 - \Omega^2)[2\Omega \bar{R} / \pi + i(\Omega^2 - 1 + 2\Omega \bar{X} / \pi)] + ik\Omega^2} \quad (20)$$

Для ПП, не шунтированного индуктивностью L_0 , импеданс Z_e равен

$$Z_e = \frac{-i}{\omega_r C_0 \Omega} \frac{2\Omega \bar{R} / \pi + i(\Omega^2 - 1 + 2\Omega \bar{X} / \pi)}{2\Omega \bar{R} / \pi + i(\Omega^2 - 1 - k + 2\Omega \bar{X} / \pi)} \quad (21)$$

При дальнейшем анализе возбуждения упругих волн в структуре ВЭ–ПП–СС–СЗП воспользуемся коэффициентом отражения Γ на входе эквивалентной схемы (рис. 4):

$$-\Gamma(i\omega) = \frac{Z_e(i\omega) - R_g}{Z_e(i\omega) + R_g}, \quad (22)$$

где R_g – волновое сопротивление слева от входа ПП.

Величина акустической мощности, излучаемой ПП в направлении ВЭ и СС, равна [2, с. 39]

$$\tilde{P}_a = P_0(1 - |\Gamma|^2), \quad (23)$$

где P_0 – электрическая мощность подводимого сигнала.

Учитывая, что ВЭ и СС образуют делитель мощности, акустическая мощность, отдаваемая через СС в СЗП, равна

$$P_a = \tilde{P}_a \frac{\operatorname{Re} Z_{pr}}{\operatorname{Re}(Z_{pr} + Z_d)} \quad (24)$$

В качестве примера практической значимости (21) приведем результаты сравнительного анализа (см. рис. 5) расчетов частотной зависимости модуля входного электрического импеданса $|Z_e|$ пьезопреобразователей АОЯ по предложенной методике и величин $|Z_e|$, полученных экспериментально для структур ПП–СС–СЗП.

Исследовались структуры [3] $\text{LiNbO}_3\text{-}Er\text{-SiO}_2$, $\text{LiNbO}_3\text{-}Er\text{-ТФ10}$, $\text{LiNbO}_3\text{-Cu-In-Cu-SiO}_2$, $\text{LiNbO}_3\text{-In-PbMoO}_4$ (YZ-срез), $\text{LiNbO}_3\text{-In-ТФ1}$, где Er – связующий слой на основе эпоксидной смолы ЭД-20, Cu-In-Cu – связующие слои типа «медь–индий–медь». Резонансные частоты структур, согласно [3, с. 75], составляли соответственно 4,22, 25,09, 168,2, 70,78, 23,98 МГц, при этом начальная и конечная частоты анализа выбирались равными $0,2F_r$ и $2F_r$, соответственно.

Из приведенных графиков видно, что значения импедансов в дальней области от резонанса с незначительным различием можно считать одинаковыми. Подобное свойство объясняется слабым влиянием фазовых соотношений в эквивалентном контуре и комплексной частотно-зависимой акустической нагрузки в реальной структуре ПП–СС–СЗП. Таким образом, в этой области аппроксимацию зависимости $|Z_e|$ посредством четырехэлементной эквивалентной схемы можно считать удовлетворительной.

Иная ситуация имеет место в окрестности резонанса. При этом, в общем случае, изменяется вещественная и мнимая части акустического импеданса СС в сечении, смежном с ПП. Вносимая реактивная составляющая нагрузки смещает резонансную частоту системы в целом, а также частоту антирезонанса. Изменения крутизны зависимости импеданса и его экстремальные значения в резонансной области обусловлены частотной зависимостью вещественной части акустического импеданса нагрузки.

* * *

Таким образом, предложенные представления (17) – (21) позволяют для электромеханической системы вида «внешний электрод – пьезопластина –