

УДК 534.134

## Анализ широкополосных пьезоэлектрических преобразователей на основе модели связанных контуров

Н.В. Богданова, канд.техн.наук, Т.Н. Желяскова, В.П. Овсяник, д-р техн. наук,

С.А. Найда, д-р техн. наук

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт",  
пр.Победы, 37, Киев-56, 03056, Украина

**В работе выполнен расчет параметров широкополосных пьезоэлектрических преобразователей медицинского назначения с помощью модели связанных контуров. Модель позволяет проводить расчеты на основе простых соотношений, единых для разных типов преобразователей. Библиография, рис.11.**

**Ключевые слова:** пьезоэлектрический преобразователь, связанные контура, коэффициент электромеханической связи, полоса частот, добротность, согласующий слой.

### Введение

Увеличение быстродействия компьютеров привело к тому, что решение многих задач моделирования динамических систем, к которым относятся и колебательные системы (механические, электрические, электроакустические, акустомеханические и др.), стало возможным с помощью персональных компьютеров. При этом на заднем плане остались относительно простые модели, которые позволяют рассчитывать их динамику на основе принципа их работы. Одной из таких моделей является модель связанных колебательных контуров.

Связанные электрические контуры с одинаковой парциальной частотой давно используются в качестве П-образных фильтров промежуточной частоты в радиотехнике.

В современных ультразвуковых приборах медицинской интроскопии с электронным сканированием и фокусировкой акустических сигналов в качестве их генераторов и приемников используются многоэлементные матрицы плоских пьезоэлементов. В каждом элементе вместе с полезными колебаниями по толщине могут возбуждаться и паразитные колебания по ширине, которые приводят к появлению боковых (паразитных) пучков с большим уровнем. Решение задачи о многомерных колебаниях упругих, а особенно пьезоактивных, тел с соизмеримыми размерами представляет большие трудности, для преодоления которых разрабатываются методы численного моделирования. В

то же время достаточно хорошее для практики приближение можно получить, если представить двухмерные колебания как связанные колебания соответствующим образом выбранных одномерных упругих систем. В таком приближении, задача заключается в определении характера связи (инерционная или упругая) и соответствующих коэффициентов, которые потом используются в общей теории связанных колебаний систем с сосредоточенными параметрами.

Задача анализа режима работы преобразователя в широкой полосе сводится к поиску оптимальных соотношений между параметрами согласующих элементов, которые обеспечивают предельные значения полосы пропускания. Подобного рода задачи относятся к классу задач многопараметровой оптимизации, если считать функцией качества системы ее полосу пропускания. Полоса пропускания, как функция параметров согласующих акустических и электрических элементов, является многоэкстремальной, поэтому сама задача анализа широкополосных систем сводится к отысканию глобального максимума функции качества. Эта задача рассматривалась в [6,7].

Следует заметить, что АЧХ коэффициента передачи характеризуется не только полосой пропускания, но и величиной пульсации его в этой полосе. Это учитывается в теории обычных фильтров с частотно независимыми параметрами [8]. Как это учтено в расчете полосы в [6,7], не указывается. Ясно, что функция качества в случае преобразователя со слоями, должна выражаться сложным образом. Кроме того, нахождение экстремума в задачах оптимизации [3] сводится к итерационному процессу в системе уравнений, что требует чрезвычайно громоздких расчетов.

В данной работе расчет параметров проводится на основе аналитических соотношений, а затем уже рассчитывается АЧХ и ее изменение при возможном отклонении какого-либо параметра системы от оптимального. В качестве расчетной величины берется коэффициент пе-

редачи по мощности в режиме излучения Пи [6] и рассматривается система недемпфированный преобразователь - рабочая среда с волновыми сопротивлениями  $z_1$  и  $z_m$ , включенная в цепь генератора напряжения с параметрами  $U_r$ ,  $R_r$  (ЭДС и внутреннее сопротивление):

$$\text{Пи} = P_{ак} / P_r \leq 1, \quad (1)$$

где  $P_r = U_r^2 / 8R_r$  - мощность, отдаваемая генератором в согласованную с ним нагрузку,  $P_{ак} = 0,5A_0 p^2 / z_2$  - излучаемая акустическая мощность,  $A_0$  - площадь пьезопластины,  $p$  - давление в волне на границе преобразователя со средой.

Обычно [4] для характеристики передающих свойств пьезопреобразователя УЗ сканера используется коэффициент преобразования напряжение – давление  $K_{и} = p / U_r = K_{иФ} \Phi_{и}$ . Можно показать, что он связан с Пи соотношением:

$$\text{Пи} = (16\beta Q_э z_1 / \pi z_m) \Phi_{и}, \quad (2)$$

где  $K_{иФ} = 2e_3 / f \cdot t_3 \approx 14$ ,  $\Phi_{и}$  – нормированный коэффициент преобразования напряжение – давление,  $e_3$  - пьезоэлектрическая постоянная пьезокерамики,  $f = 2,5$  - ее толщина,

$\text{ИФ}(t) = \frac{\sin[\pi \cdot \Delta f \cdot (t - t_3)]}{[\pi \cdot \Delta f \cdot (t - t_3)]} \cdot \cos(\omega_p \cdot (t - t_3))$  - квадрат коэффициента электромеханической связи,  $Q_э$  - электрическая добротность, .

Для получения выражений для оптимальных параметров широкополосных пьезоизлучателей использовалась известная [4] эквивалентная схема пьезоэлемента в виде сложного колебательного контура, в котором параллельно статической емкости  $C_0$  подключен последовательный колебательный контур, состоящий из динамических индуктивности  $L_d$ , емкости  $C_d$  и сопротивления  $R_d$ .

**1. Акустическая система без согласующих слоев, электрически нагруженная на индуктивность**

Акустическая система без согласующих слоев, электрически нагруженная на индуктивность представлена на рис.1., где:

- а) последовательно с  $C_0$  соединена индуктивность  $L_0$  (рис.1,а);
- б) параллельно к  $C_0$  подсоединена индуктивность  $L_1$  (рис.1,б).

Эквивалентная схема системы представляет собой последовательные и параллельные с генератором напряжения связанные контуры.

Как известно из теории цепей [2], коэффициент связи контуров равен:

$$k_{св} = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_0}{C_d} + 1}} = \frac{2\sqrt{2\beta}}{\pi} \approx 0,9\sqrt{\beta}. \quad (3)$$

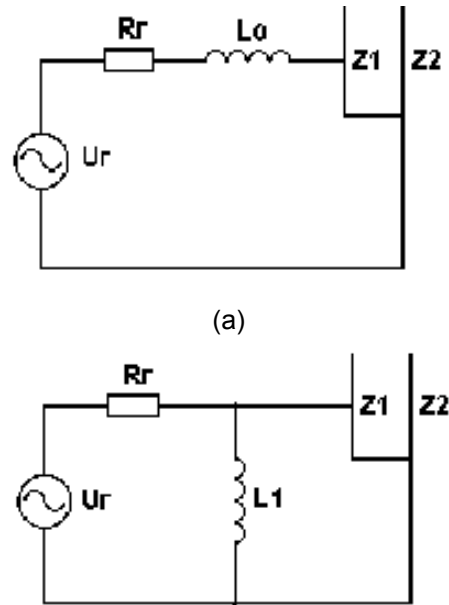


Рис.1. Пьезопреобразователь с: (а) - последовательно подключенной индуктивностью; (б) - параллельно подключенной индуктивностью

Собственная частота пьезоэлемента (эквивалентного сложного контура) в отсутствии нагрузки равна  $f_0$ , частоту электрического контура выбираем в случае: а) равной  $f_0$ , а в случае б)

равна  $f_1$ , так что  $L_0 = \frac{1}{\omega_0^2 C_0}$ ,  $L_1 = \frac{1}{\omega_1^2 C_0}$ . Электрические добротности контура равны:

$$\text{а) } Q_s = \frac{1}{\omega_0 C_0 R_r}, \quad \text{б) } Q_s = \omega_0 C_0 R_r, \quad \text{так как}$$

$\omega_1 \approx \omega_0$ . Акустическая добротность пьезопластины без слоев, нагруженная на воду, и добротность системы связанных контуров равны:

$$Q_a = \frac{\pi z_1}{2 z_m}; \quad \text{а) } Q_{св} = \sqrt{Q_э Q_a}, \quad \text{б) } Q_{св} = \frac{Q_э}{1 + \frac{Q_э}{Q_a}}. \quad (4)$$

АЧХ симметрична относительно  $f_0$  или  $f_1$  и становится двугорбой, если фактор связи:

$$A = k_{св} Q_{св} > 1. \quad (5)$$

Из равенства  $A=1$  получаем:

$$Q_{св} = \frac{1}{k_{св}} \approx \frac{1,1}{\sqrt{\beta}}. \quad (6)$$

При этом относительная полоса частот системы равна

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx 1.3\sqrt{\beta}. \quad (7)$$

**2. Однослойная акустическая система, электрически нагруженная последовательно соединенной индуктивностью (рис.2)**

Относительная волновая толщина слоя на частоте  $f_0$  равна  $n_2=0.25$  (четвертьволновой).

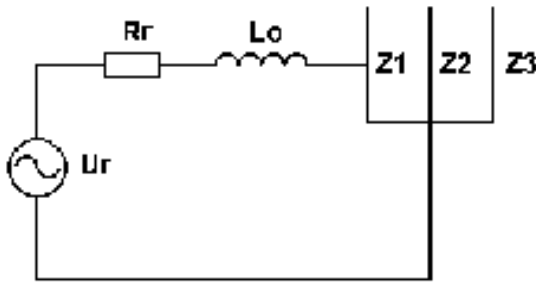


Рис.2. Однослойная акустическая система, электрически нагруженная последовательно соединенной индуктивностью

Параметрами, которые оптимизируются, является волновое сопротивление слоя, отнесенное к волновому сопротивлению пьезопластины,  $\alpha_{21} = \frac{z_2}{z_1}$  и  $Q_3$ .

$$Q_a = \frac{\pi}{2} \left( \frac{z_1}{z_2} \right)^2 \frac{z_3}{z_1}, \quad (8)$$

где  $z_2$  - удельное акустический импеданс согласующего слоя.

Принимая, в соответствии с теорией связанных контуров,  $Q_3=Q_a=Q_{om}$  и используя (6) получаем:

$$\alpha_{21} = \sqrt{\frac{z_3}{z_1} \sqrt{2\beta}}. \quad (9)$$

Для пьезокерамики ЦТС-19 и  $\frac{z_3}{z_4}=0,5$  приведена АЧХ (рис.3, кривая 1) на рисунке 3.3, которая является одногорбой и  $\Pi_{\nu}=1$ . На (рис.3, кривая 2) получена АЧХ модели биномиального трансформатора [7], которая обеспечивает худшую АЧХ.

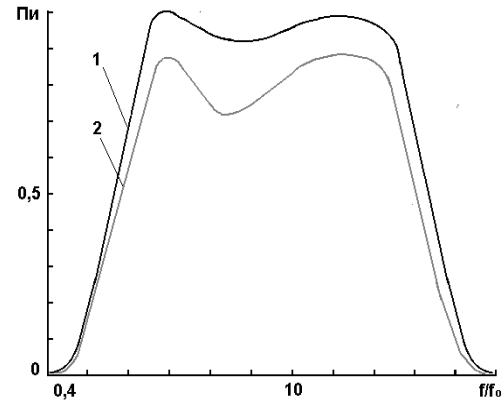


Рис.3. АЧХ коэффициента передачи по мощности в режиме излучения однослойной акустической системы, электрически нагруженной последовательно соединенной индуктивностью

**3. Однослойная акустическая система, электрически нагруженная параллельно подсоединенной индуктивностью (рис.4)**

Идея метода расширения полосы частот, определяемой (7), заключается в том, что резонансную частоту четвертьволнового согласующего слоя, расположить выше границы указанной полосы.

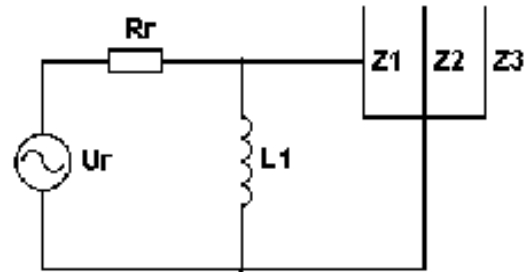


Рис.4. Однослойная акустическая система, электрически нагруженная параллельно подсоединенной индуктивностью

Согласно теории связанных контуров собственные частоты при  $Q=\infty$  определяется по формуле:

$$f_{1,2}^2 = \frac{1}{2} \left( f_{1n}^2 + f_{2n}^2 \pm \sqrt{f_{1n}^2 - f_{2n}^2 + 4k_{cs}^2 f_{1n}^2 f_{2n}^2} \right),$$

где  $f_{1n}, f_{2n}$  - парциальные частоты.

Подставляя сюда  $f_{1n} = f_{2n} = f_0$  или  $f_1 = f_0 \sqrt{1 - k_{св}^2}$ ,  $f_{2n} = f_0$  получим:

$$\begin{aligned} \text{а) } f_{1,2} &= f_0 \sqrt{1 \pm k_{св}^2}, \\ \text{б) } f_{1,2} &\approx f_0 \sqrt{1 - 0,5k_{св}^2 \pm k_{св}}, \end{aligned} \quad (10)$$

при  $k_{св} \ll 1,2$ . Выберем частоту слоя симметричной к  $f_2$  по отношению к  $f_0$ , т.е.

$$f_{сл} / f_0 = 2 - \frac{f_2}{f_0} = 2 - \sqrt{1 - 0,5k_{св}^2 - k_{св}}. \quad (11)$$

На частоте  $f_{сл}$  динамическое сопротивление равно:

$$R_D = \frac{\pi}{4\beta} \frac{1}{\omega_0 C_0} \frac{z_2^2}{z_3 z_1}, \quad (12)$$

и уменьшается в обе стороны, притом тем круче, чем больше отношение  $z_2/z_3$ . Будем считать, что на частотах  $f < f_1$  влиянием слоя на сопротивление излучения можно пренебречь и учтем,

что  $Q_a > Q_{онм} = \frac{1,1}{\sqrt{\beta}}$ . Следовательно, в соответствии с (4):

$$Q_3 \approx \frac{Q_{онм}}{1 - \frac{Q_{онм}}{Q_a}} \approx Q_{онм}. \quad (13)$$

Далее, на частоте  $f_{сл}$ :

$$\Pi_{И} = 0,5 I^2 R_D \frac{U_G^2}{8R_G}. \quad (14)$$

Рассматривая эквивалентную схему системы на этой частоте и подставляя в (14) значения  $L_1, R_e = \frac{Q_3}{\omega_0 C_0}$ , получим  $\Pi_{И} = \frac{0,8 z_3 z_1}{z_2^2}$ .

Для проверки оптимальности определения толщины слоя рассчитывались АЧХ для толщин (0,18; 0,16; 0,2) на 10% больших и меньших оптимальной (рис.5). Соответствующие АЧХ обозначены числами 1 (2 – для другого  $L_1$ ), 3, 4. Оптимальная ширина полосы составляет  $\approx 0,5$ .

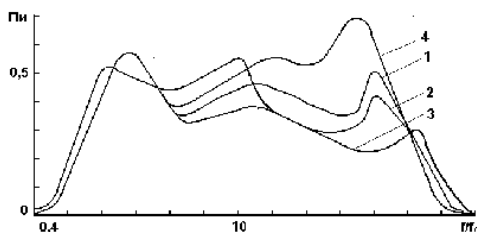


Рис.5. АЧХ коэффициента передачи по мощности в режиме излучения однослойной акустической системы, электрически нагруженной параллельно подсоединенной индуктивностью

#### 4. Двухслойная акустическая система, электрически нагруженная последовательно соединенной индуктивностью (рис.6)

В этом случае:

$$R_D = \frac{\pi}{4\beta} \frac{1}{\omega_0 C_0} \frac{z_4}{z_1} \left( \frac{z_2}{z_3} \right)^2. \quad (15)$$

В отличие от случая с одним слоем, одно и тоже значение  $R_D$  можно получить при бесконечном ряде пар значений  $z_2$  и  $z_3$ . Оптимальным для связанных контуров является отношение:

$$\frac{z_2}{z_3} = \sqrt{\frac{z_1}{z_4} \sqrt{2\beta}}. \quad (16)$$

Оно, как видно, пропорционально корню квадратному из коэффициента электромеханической связи.

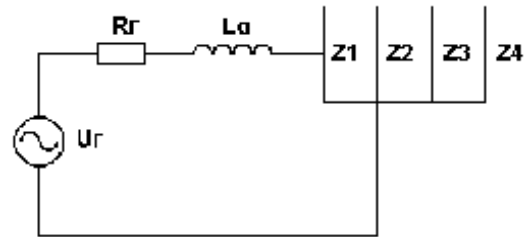


Рис.6. Двухслойная акустическая система, электрически нагруженная последовательно соединенной индуктивностью

С другой стороны, можно рассматривать акустическое согласование, которое не зависит от согласуемых. В [1] в качестве согласующей системы, обеспечивающей максимально широкую полосу пропускания, рассматривался биномиальный трансформатор. В нем импедансы  $n$ -го и  $(n+1)$ -го слоев связаны с импедансами согласуемых сред соотношением:

$$\ln \left( \frac{z_{n+1}}{z_n} \right) = 2^{-N} C_n^N \ln \left( \frac{z_{ср2}}{z_{ср1}} \right), \quad (17)$$

где  $N$  - число слоев, а  $C_n^N = \frac{N!}{n!(N-n)!}$  - биномиальный коэффициент.

При этом авторы работы [7] использовали эквивалентную схему в виде шестиполюсника, в которой электрический источник расположен в центре пьезоэлемента, так что передняя его часть является дополнительным четвертьволновым (на частоте  $f_0$ ) согласующим слоем, благодаря чему, по мнению авторов, обеспечивается более широкополосное согласование вследствие большого числа

слоев. В таком случае  $z_{cp1}=z_1$ , а  $z_{cp2}=z_m$  (здесь  $z_m=z_4$ ), а относительный импеданс нагрузки на поверхности преобразователя  $\frac{z_{пов}}{z_1} < 1$ .

Применив формулу (17) можно показать (рис.7), что наиболее плоская АЧХ получается при  $Q_3 = Q_a$  (кривая 1) и при  $Q_3=5$  (кривая 2);  $\Pi_{u_{max}}=1$ . Сравнение оптимальных АЧХ для одного и двух четвертьволновых на частоте  $f_0$  слоев показывает, что они практически совпадают.

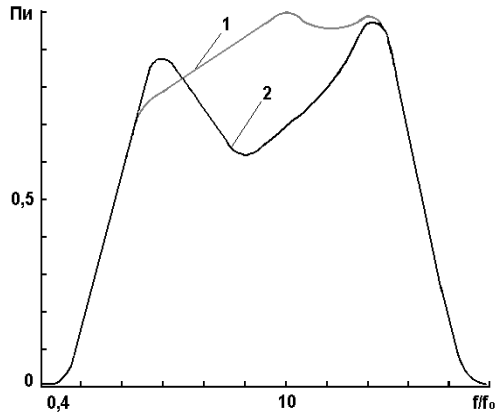


Рис.7. АЧХ коэффициента передачи по мощности в режиме излучения двухслойной акустической системы, электрически нагруженной последовательно соединенной индуктивностью

**5. Двухслойная акустическая система, электрически нагруженная параллельной индуктивностью, образующей с  $C_0$  резонансный контур на частоте  $f_1/2$  (рис.8)**

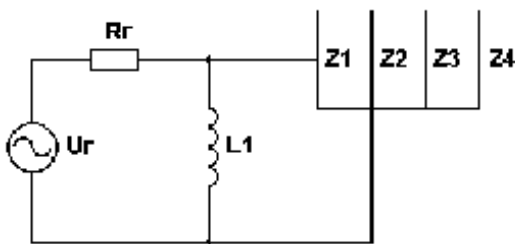


Рис.8. Двухслойная акустическая система

Резонансные частоты слоев выбираются вблизи частоты  $f_1$ , акустические импедансы — близкими к определенным по формуле (17) для  $z_4/z_1$ . При выборе частоты резонанса параллельного контура равной  $f_1/2$  на этой частоте слои оказываются полуволновыми и не изме-

няют активной составляющей акустического импеданса нагрузки  $z_4$ , а следовательно, и  $Q_a = \frac{\pi z_1}{2 z_4}$ . Чтобы ширина полосы пропускания

самого контура составляла  $\frac{2\Delta f}{f_1}$  нужно, чтобы

$$Q = \frac{Q_{ЭК}}{1 + \frac{Q_{ЭК}}{Q_a}} \approx Q_{ЭК} \quad \text{или на частоте } f_0:$$

$$Q_3 = \omega_0 C_0 R_r.$$

На рис.9 приведены АЧХ для оптимальной относительной частоты  $m_1 = \omega_1 / \omega_0$ :  $m_1=0,45$  (кривая 1) и частот  $m_1=0,4$  (кривая 2) и  $m_1=0,5$  (кривая 3) на 11% меньшей или большей оптимальной. Остальные параметры такие же, как использованные в [6, 7]. Видно, что изменение частоты контура на  $\pm 11\%$  вблизи  $m_1=0,45$  влияет лишь возле нижней границы полосы частот, расширяя ее на 25%. Уменьшение  $Q_3$  от 9 до 6 приводит к поднятию АЧХ всего на 10% в интервале  $0,55 < x < 1,3$ . Заметим, что относительные импедансы  $V_{б.пол} \approx 0,5 \div 1$  не сильно отличаются от оптимальных для биномиального акустического трансформатора. Изменение их в большую сторону  $k_3 = 0,4, k_4 = 0,17$  тоже не приводит к существенному изменению вида АЧХ, рассчитанной при остальных неизменных параметрах. Сравнение с результатами [7], посчитанных при совершенно одинаковых параметрах, показывает, что  $\Pi_{max}=0,41$  совпадают, а  $\Delta f / f_0 = 91\%$  (рис.9) заметно меньше  $\Delta f / f_0 = 114,4\%$  [7]. По-видимому, в [7] для этого случая взято, как это делается в теории фильтров, значение  $\Delta f / f_1$  при  $f_1/f_0=0,8$ , являющейся средней частотой полосы пропускания.

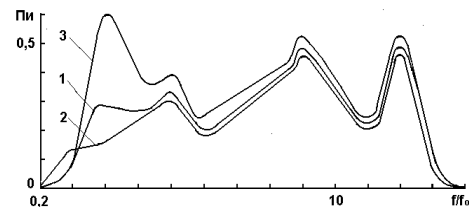
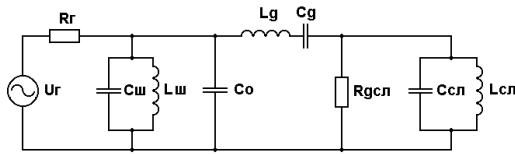


Рис.9. АЧХ коэффициента передачи по мощности в режиме излучения двухслойной акустической системы, электрически нагруженной параллельной индуктивностью

**6. Однослойная акустическая система, электрически нагруженная параллельным контуром** ( $C_{ш}, L_{ш} = \frac{1}{\omega_1^2 (C_0 + C_{ш})}$ ), параметры которой  $R_z, C_{ш}, n_2, \alpha_{21}$  рассчитываются по теории полиномиального фильтра Чебышева (рис.10)



**Рис.10. Однослойная акустическая система, электрически нагруженная параллельным контуром**

Интерес к рассмотрению такого широкополосного преобразователя [5] мотивируется тем, что "ширина полосы системы", АЧХ которой описывается полиномом Чебышева первого рода, наибольшая среди возможных при данном "числе звеньев". На эквивалентной схеме слой замещается параллельным электрическим контуром ( $L_3, C_3, R_{дсл}$ ), при этом  $R_{дсл}$  предполагается частотно независимыми, а все три контура имеют резонансную частоту  $f_1$ , образуя трехзвенный фильтр лестничного типа.

Поскольку в [5] при нахождении  $\alpha_{21}$  была допущена ошибка, приведем кратко процедуру оптимизации параметров такого преобразователя. Введем некоторые понятия из теории полиномиальных фильтров [5]:  $W=1/\Pi_u$  - функция затухания;  $a_{pб}=10 \lg W$ , дБ или  $a_{pб} = 0,5 \ln W$ , Нп - рабочее затухание.

Расчет АЧХ нормированного низкочастотного фильтра — прототипа производится по формуле:

$$W = e^{2a_{pб}} = W_{\min} (1 + h T_n^2(\Omega)), \quad (18)$$

где

$$\Omega = \frac{f^2 - f_1^2}{f(f_в - f_н)}, \quad -1 \leq \Omega \leq 1, \quad (19)$$

$T_n(\Omega) = \cos(n \cdot \arccos \Omega)$  — полином Чебышева  $n$ -го порядка, который при изменении  $\Omega$  в указанных выше пределах изменяется от -1 до +1, переходя через ноль  $n$  раз и принимая крайние значения -1 или +1 ( $n+1$ ) раз;  $h$  - амплитудный коэффициент.

Поскольку  $T_n(\Omega)$  входит в (18) в квадрате, то минимальные значения функции  $W$  (макси-

мальные  $\Pi_u$ ) получаются при  $T_n(\Omega)=0$ . Таким образом, для  $n=3$ :

$$a_{\min} = 0,51 \ln W_{\min} = 0,51 \ln \frac{1+r_1^2}{4r_1}, \quad \text{при}$$

$$\Omega_{\min} = \cos\left(\frac{(2m-1)\pi}{6}\right),$$

$$a_{\max} = 0,51 \ln(W_{\min})(1+n), \quad \text{при}$$

$$\Omega_{\max} = \cos\frac{(m-1)\pi}{3}, \quad (20)$$

где  $m=1,2,3$ ;  $r_1 = R_r/R_{дсл}$  - сопротивление генератора в прототипе;

$$\Delta a_{pб} = a_{\max} - a_{\min} = 0,51 \ln(1+h). \quad (21)$$

Проиллюстрируем расчет для конкретного случая. Пусть задано:  $a_{pб\min}=1$ дБ ( $W_{\min}=1,26$ );  $\Delta a_{pб}=5$ дБ= $0,575$ Нп. Нужно найти:  $k_3, C_{ш}$ , относительную ширину полосы пропускания  $\Delta f=(f_в - f_н)/f_1$ .

Решение задачи:

1) Из соотношения (21) определяем амплитудный коэффициент:

$$h = \exp(2\Delta a_{pб}) - 1 = 2,16.$$

2) Находим параметры полинома Чебышева по формулам [3]:

$$\gamma = \text{sh}\{n^{-1} \text{Arsh}[(1/h)^{1/2}]\};$$

$$\gamma_1 = \text{sh}\{n^{-1} \text{Arsh}[(W_{\min}-1)/hW_{\min}]^{1/2}\}.$$

Получаем:  $\gamma = 0,212, \gamma_1 = 0,29$ .

3) Определяем элементы прототипа по формулам:

$$\alpha_3 = 1/(\gamma + \gamma_1); \alpha_2 = 2(\gamma + \gamma_1)/(\gamma + \gamma_1 + \gamma\gamma_1 + 0,75);$$

$$\alpha_1 = 2/(\gamma + \gamma_1 - \gamma\gamma_1 + 0,75)\alpha_2;$$

$$r_1 = 1/\alpha_1(\gamma - \gamma_1).$$

Получаем:  $\alpha_3=3,33; \alpha_2=0,73; \alpha_1=3,5; r_1=2,35$ . Проверяем правильность расчета по формуле (20), получаем  $W_{\min} = 1,2$  близкое к заданному 1,26.

4) Используя формулы преобразования элементов прототипа  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  в элементы фильтра, получаем выражения для характеристических сопротивлений контуров:

$$\rho_1 = (\Delta f/\alpha_1)R_{дсл},$$

$$\rho_2 = \alpha_2 R_{дсл}/\Delta f, \quad (22)$$

$$\rho_3 = (\Delta f/\alpha_3)R_{дсл},$$

С другой стороны получаем:

$$\rho_2 \approx (\pi^2/8\beta)(1/\omega_0 C_0); \rho_3 = (z_3/z_0\beta)(1/\omega_0 C_0). \quad (23)$$

Отсюда с учетом соотношения  $R_{дсл} = (\pi/4\beta)(1/\omega_0 C_0)(z_3^2/z_2 z_0)$ , получаем:

$$z_3/z_0 = [(2\alpha_3/\alpha_2)(z_2/z_0)^2]^{1/3}. \quad (24)$$

Следует заметить, что значение относительного импеданса согласующего слоя не зависит от коэффициента электромеханической связи. После подстановки в (24) значений  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$  и  $z_2/z_0=0,06$  находим  $z_3/z_0=0,284$ .

5) Решив систему уравнений (22), (23) и используя (24), получаем:

$$\Delta f = [(8/\pi^2)(z_3/z_0)\alpha_2\alpha_3]^{1/2} = (2^{5/3}/\pi)\alpha_2^{1/3}\alpha_3^{2/3}(z_2/z_0)^{1/3},$$

или после подстановки численных значений  $\Delta f=0,75$ .

Видно, что полоса частот также не зависит от коэффициента электромеханической связи.

6) Подставляя в формулу преобразования элемента прототипа  $C_1=\alpha_1/(2\pi R_{д\text{ сл}} \Delta f)$  выражения для  $R_{д}$ ,  $\Delta f$ ,  $z_3/z_0$ , получаем:

$$C_1=C_{ш}+C_0=[\beta/(2^{1/3}m_1)]\alpha_1\alpha_2^{1/3}\alpha_3^{-4/3}(z_0/z_2)^{2/3}=1,96C_0.$$

$$\text{Отсюда } C_{ш}=C_1-C_0=0,96C_0.$$

7) Определяем величину:

$$Q_3=R_r\omega_0C_0=r_1R_{д}\omega_0C_0=r_1(\pi/4\beta)(z_3/z_0)^2(z_0/z_2),$$

или численно  $Q_3\approx 12,5$ .

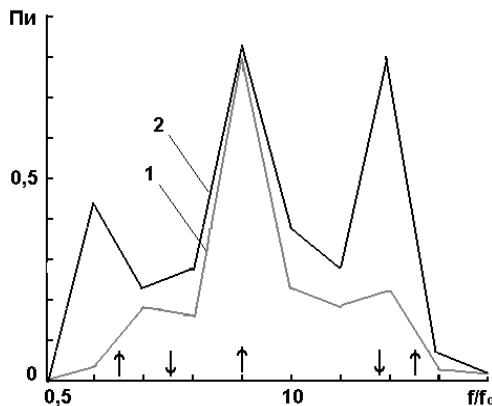


Рис.11. АЧХ коэффициента передачи по мощности в режиме излучения однослойной акустической системы, электрически нагруженной параллельным контуром

Рассчитанная при найденных параметрах АЧХ представлена на рис.11 (кривая 1). Видно, что она существенно отличается от чебышевской, рассчитанной для эквивалентной схемы с частотно независимыми параметрами. На рис.11 (кривая 2) приведена АЧХ, рассчитанная при тех же параметрах, кроме  $C_{ш}=0$ . Видно, что положение и величина центрального максимума (минимума функции  $W$ ), а также  $W_{\min}=\Pi_{и\text{ max}}^{-1}=1,25$  совпадает с заданными при расчете, как и следует ожидать при резонансе.

## Выводы

Проанализировав рассмотренные выше системы можно сделать следующие выводы:

1. Максимальная ширина полосы пропускания пьезопреобразователя в отсутствие или с одним согласующим слоем и последовательной или параллельной индуктивностью с резонансными частотами контура и слоя  $f_0$  или  $f_1$  определяется величиной  $\Delta f/f_0 \approx 1,3\sqrt{\beta}$ , которая вместе с условиями оптимизации хорошо согласуется с теорией связанных контуров.

2. В случае двух слоев с резонансными частотами  $f_0$  или  $f_1$  ширина полосы не зависит от  $\beta$  и составляет  $\Delta f/f_0 \approx 70\%$ .

3. Оптимальные значения импеданса слоев оказывается близкими к значениям для трехслойного биномиального акустического трансформатора, включающего половину толщины полуволновой пьезопластины.

## Литература

1. Desilets C. S. The design of efficient broad-band piezoelectric transducers / C.S.Desilets, J.P.Fraser, G.S.Kino // IEEE Trans. Sonics Ultrason. -1978. -№3. -P.115-125.
2. Баскаков С. И. Лекции по теории цепей / Баскаков С.И. - М.: Изд-во МЭИ, 1991.-224с.
3. Гилл Ф. Практическая оптимизация / Ф. Гилл, У. Мюррей, М. Райт. -М.: Мир, 1985.-509с.
4. Домаркас В.Й. Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи / В.Й.Домаркас, Р.И.Кажис. -Вильнюс: Минтис, 1975.- 258с.
5. Залесский В. В. Анализ и синтез пьезоэлектрических преобразователей / Залесский В.В. -Ростов: Изд-во Ростовского университета, 1971. -152 с.
6. Касаткин Б.Я. Сравнительный анализ и энергетические оценки широкополосных пьезопреобразователей / Б.Я.Касаткин, Н.Я.Павин // Дефектоскопия. -1979. №1.- С. 61-66.
7. Касаткин Б.Я. Многопараметровая оптимизация и энергетические оценки широкополосных преобразователей / Б.Я.Касаткин, Н.Я.Павин // Акуст. журн. -1980. -Т.26, №5. - С.721-726.
8. Собенин Я.А. Расчет полиномиальных фильтров / Собенин Я.А. -М.: Связьиздат, 1963. -208 с.

УДК 534.134

## Аналіз широкосмугових п'єзоелектричних перетворювачів на основі моделі зв'язаних контурів

Н.В.Богданова, канд.техн.наук, Т.М. Желяскова, В.П.Овсяник, д-р техн. наук

С.А.Найда, д-р техн. наук

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут"  
пр.Перемоги, 37, Київ-56, 03056, Україна

У роботі виконаний розрахунок параметрів широкосмугових п'єзоелектричних перетворювачів медичного призначення за допомогою моделі зв'язаних контурів. Модель дозволяє проводити розрахунки на основі простих співвідношень, які єдині для різних типів перетворювачів. Бібл.8, рис.11.

**Ключові слова:** п'єзоелектричний перетворювач, зв'язані контури, коефіцієнт електромеханічного зв'язку, смуга частот, добротність, узгоджуючий шар.

## The analysis of broadband piezoelectric transducers on the basis of model of the connected contours

N.V.Bogdanova, T.N. Zhelyaskova, V.P. Ovsyanik, S.A. Nayda

National technical university of Ukraine "Kiev polytechnic institute",  
pr. Peremogy, 37, Kyiv-56, 03056, Ukraine.

In work calculation of parameters of broadband piezoelectric transducers of medical appointment by means of model of the connected contours is executed. The model allows to carry out calculations on the basis of simple ratios, uniform transducers for different types. Reference 8, figures 11.

**Keywords:** the piezoelectric transducer, connected a contour, coefficient of electromechanical communication, a strip of frequencies, the good quality, a coordinating layer.

1. Desilets C. S. The design of efficient broad - band piezoelectric transducers/ C.S.Desilets, J.P.Fraser, G.S.Kino// IEEE Trans. Sonics Ultrason. -1978 . -№3. - P.115-125.
2. Baskakov S. I. Lectures on the theory chains / Baskakov S. I. - M: MEI Publishing house, 1991. – 224 p. (Rus)
3. Gil F. Practical optimization / F.Gill, U.Murray, M. Right. - M: World, 1985. – 509 p. (Rus)
4. Domarkas V. Y. Control and measuring piezoelectric transducers / V.Y.Domarkas, R.I.Kazhis. - Vilnius: Mintis, 1975. – 258 p. (Rus)
5. Zalessky V.V. Analiz and synthesis of piezoelectric transducers / Zalessky V.V. - Rostov: Publishing house of the Rostov University, 1971. -152 p. (Rus)
6. Kasatkin B. Y. Comparative analysis and power estimates broadband piezoelectric transducers / B.Y.Kasatkin, N.Y.Pavin// Defectoscopy. -1979.- №1. - P. 61-66 . (Rus)
7. Kasatkin B. Y. Multiparameter optimization and power estimates broadband transducers / B.Y.Kasatkin, N.Y.Pavin//Acoustic magazine. -1980 . - V.26, № 5. - P.721-726. (Rus)
8. Sobenin Y.A. Calculation polynomial filters / Sobenin Y.A. - M: Svyazyizdat, 1963. -208 p. (Rus)

Поступила в редакцію 11 ноября 2012 г.