

В. Л. Карлаш

**О ПРИМЕНЕНИИ ПАССИВНЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ  
ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ВЫНУЖДЕННЫХ КОЛЕБАНИЙ  
ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

*Институт механики им. С. П. Тимошенко НАН Украины  
ул. Нестерова, 3, 03057, Киев, Украина E-mail: karlashv@ukr.net*

**Abstract.** A generalization and subsequent development of experimental techniques, a search of studying the phase-frequency relations between the measured components of full conductivity and the instantaneous power are considered. A numerical modeling is carried out in the linear approximation of conditions of electric loading when the constant by amplitude electric currents, voltages or instantaneous powers are given in the piezoresonators. It is established particularly that the improved Meson's scheme with additional commutator enables the receiving essentially more information on the forced vibrations of piezoceramic transducers than the classical scheme. The measured on arbitrary frequency decreases of electric potential on the piezoelement, its loading resistor and on the input the scheme of measurement permit to determine with high precision the current, conductivity, impedance, instantaneous power, and phase shifts on regimes of the given amplitudes of electric currents and voltages.

**Key words:** piezoceramic transducer, forced piezoresonator vibrations, improved Meson's schema, active and reactive components of admittance, piezoresonators' instantaneous power.

**Введение.**

Проблемы вынужденных колебаний пьезоэлектрических тел по-прежнему продолжают оставаться в центре внимания многих ученых [1, 6, 10, 16, 18, 20 и др.]. При экспериментальном исследовании колебаний обычно измеряются резонансные и антирезонансные частоты, а также компоненты полной проводимости, затем по различным методикам вычисляются активные и мнимые составляющие материальных констант [1, 3 – 6, 11, 12, 19]. Прямых методов измерения ни активных, ни реактивных компонент полной проводимости не существует и приходится определять их косвенными способами. Наибольшие трудности при работе на ультразвуковых частотах возникают при определении величины электрического тока, проходящего через пьезоэлемент в процессе его деформирования. Амперметров, способных работать на частотах в десятки и сотни килогерц, практически нет. Авторы работ [9, 10, 18, 19, 20] использовали в своих экспериментах специальный электромагнитный измеритель тока фирмы Тектроник, нижний предел в котором составлял 1 мА. Токи меньшей величины измерялись косвенным путем по падению потенциала на нагрузочном резисторе.

Измерение резонансных и антирезонансных характеристических частот обычно ведется в экспериментах с применением пассивных четырехполусников, составленных из резисторов и (или) конденсаторов [3 – 7, 13, 17]. В публикациях автора [2, 5, 7, 13 – 15, 17] подробно проанализированы преимущества и недостатки известной схемы четырехполусника Мэсона и ее усовершенствованных вариантов. Показано, что введение в схему дополнительного коммутатора значительно расширяет ее возможности. Становится возможным определять амплитуду полной проводимости не только на резонансе, как в классической схеме Мэсона, но на любой частоте электрического

нагружения. Можно также изучать фазовые соотношения между компонентами полной проводимости, чего классическая схема делать не позволяет [8, 17].

Данная статья посвящена обобщению и дальнейшему развитию экспериментальных методик, включая поиски путей изучения фазо-частотных зависимостей между измеряемыми компонентами полной проводимости и мгновенной мощности в диапазоне частот. Проводится также цифровое моделирование в линейном приближении условий электрического нагружения, когда заданы заранее постоянные по амплитуде электрические токи, напряжения или мгновенные мощности в пьезорезонаторах. Усовершенствованная схема Мэсона с дополнительным коммутатором позволяет получить большую информацию о вынужденных колебаниях пьезокерамических преобразователей, значительно превосходя в этом отношении классическую схему пассивного четырехполюсника. Измеренные на любой выбранной частоте падения электрического потенциала на пьезоэлементе, его нагрузочном резисторе и на входе схемы измерений позволяют определять с высокой точностью ток, проводимость, импеданс, мгновенную мощность, фазовые сдвиги в режимах заданных амплитуд электрических токов и напряжений. Режимы заданных амплитуд исследованы как непосредственными экспериментальными измерениями, так и путем пересчетов из режима «как есть».

### 1. Методика эксперимента.

Существует несколько приближенных методик экспериментального измерения резонансных частот при колебаниях пьезоэлектрических элементов конструкций. Наиболее часто используется так называемая схема четырехполюсника Мэсона [3 – 7], в которой пьезоэлемент включается последовательно с некоторым нагрузочным резистором (рис.1, а).

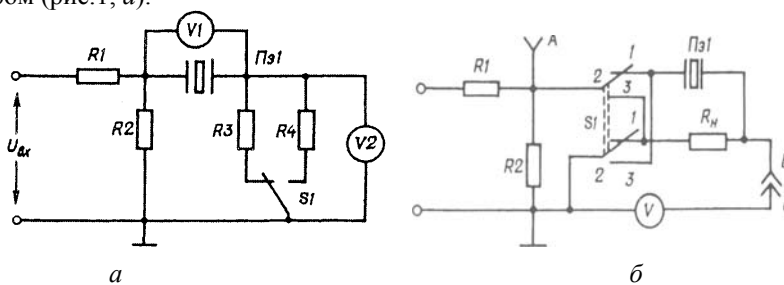


Рис.1.

Пьезоэлемент  $\Pi\acute{э}1$  выполняет в стандартной схеме Мэсона роль ячейки связи между генератором и вольтметром [3, 6]. Резисторы  $R1, R2$  образуют согласующий делитель электрического напряжения. Их суммарное сопротивление приближается к выходному сопротивлению генератора  $R1 + R2 = R_{вых}$ , кроме того  $R1 \geq 10 R2$ . Вольтметр  $V1$  измеряет падение электрического напряжения на пьезоэлементе, а вольтметр  $V2$  – на одном из резисторов нагрузки  $R3$  или  $R4$  [3]. В экспериментах автора были такие величины:  $R1 = 56, R2 = 5,6; R3 = 3; R4 = 300$  Ом. В процессе перестройки генератора показания обоих вольтметров изменяются. На частоте  $f_m$  максимальной входной проводимости  $Y_m$ , близкой к резонансной частоте  $f_r$ , падение напряжения  $U_m$  на резисторе  $R3$  достигает максимума, а на частоте  $f_n$  минимума полной проводимости  $Y_n$ , близкой к антирезонансной частоте  $f_a$ , падение напряжения  $U_n$  на резисторе  $R4$  достигает минимума. Резонансной частотой принято считать ту, на которой потребляемый пьезоэлементом от источника электрический ток стремится к бесконечности. Антирезонансной считается та частота, на которой электрический ток, потребляемый пьезоэлементом от генератора, снижается до нуля – механические колебания вызывают ток противодействия, противоположный по направлению, подведенному от генератора и равный с ним по величине.

Экспериментальные исследования проводились следующим образом.

Образцы (в форме стержней и пластин) либо изготавливались путем шлифования из обломков тонких дисков, либо выбирались готовыми (резонаторы оболочечной формы, тонкие и толстые диски). Изучались резонаторы из керамик ТБК – 3, ЦТС – 19, ЦТБС – 3. К образцам припаивались гибкие проводники толщиной 0,1 мм при

длине до 50 мм. Сначала мостом переменного тока Е8 – 4 на частоте 1000 Гц измерялись статические емкости  $C_0$  и тангенсы диэлектрических потерь  $\text{tg} \delta = \varepsilon_{33M}$ . Полученные результаты использовались в расчетах. К генератору звуковых и ультразвуковых частот ГЗ – 56/1, включенному на выходное сопротивление 50 Ом, присоединялся согласующий делитель напряжения из двух последовательно соединенных резисторов 68 и 10 Ом. Исследуемые пьезоэлементы и их нагрузочные резисторы через коммутатор присоединялись параллельно к выходному резистору согласующего делителя электрического напряжения. Частота колебаний контролировалась цифровым частотомером ЧЗ – 38, падения напряжений регистрировались либо цифровым вольтметром В2 – 27А/1, либо милливольтметром ВЗ – 38. При исследовании толщинных колебаний тонких дисков использован генератор сигналов Г4 – 1А.

## 2. Формулы связи параметров пьезокерамического элемента с измеренными падениями потенциала.

Стандарт [4] требует измерять резонансные и антирезонансные частоты с применением фазометра в точках нулевого фазового сдвига между входным и выходным электрическим напряжением, но допускает также (при отсутствии фазометра) замену этих частот на частоты максимальной и минимальной проводимости [6].

Зная эти величины, можно вычислить квадрат динамического коэффициента электромеханической связи  $k_d^2$ , а также максимальную  $Y_m$  и минимальную  $Y_n$  характеристические проводимости по известным [6, с.61; 62] формулам

$$k_d^2 = \frac{f_a^2 - f_r^2}{f_a^2} \cong \frac{f_n^2 - f_m^2}{f_n^2} \cong \frac{2(f_n - f_m)}{f_n}; \quad Y_m = \frac{V^2}{V1R3}; \quad Y_n = \frac{V^2}{V1R4}. \quad (1)$$

Первое из этих соотношений известно в литературе, как «формула Мэсона», последние два легко выводятся на основе закона Ома для участка цепи. К сожалению, две последние формулы не могут быть непосредственно применены для вычисления проводимостей по той причине, что не существует таких приборов, которые можно было бы использовать в качестве вольтметра  $V1$ . Поэтому приходится напряжение на пьезоэлементе определять в схеме рис. 1, а косвенно, как разность между падением потенциала на выходном резисторе  $R2$  (входное напряжение измерительной части схемы) и падением потенциала на нагрузочном резисторе

$$U'_{pe} \cong U_{R2} - U_R, \quad (2)$$

так что для полной проводимости получаем приближенную формулу

$$Y_2 = \frac{U_R}{R(U_{R2} - U_R)}. \quad (3)$$

Если в схеме рис. 1, а исследуемый пьезоэлемент и нагрузочный резистор поменять местами, то для полной проводимости получим иную приближенную формулу

$$Y_3 = \frac{(U_{R2} - U_{pe})}{RU_R}, \quad (4)$$

в которой падение потенциала на нагрузочном резисторе определяется как

$$U''_R \cong U_{R2} - U_{pe}. \quad (5)$$

Опыт автора показывает, что формулы (2) – (5) обеспечивают удовлетворительную точность лишь на резонансных и антирезонансных частотах низших форм колебаний. Вне этих частот и на высших формах проявляются значительные фазовые сдвиги, так что

$$U_{R2} \neq U_R + U_{pe}. \quad (6)$$

Предложенная в работах [7, 13] усовершенствованная схема пассивного четырехполюсника с дополнительным коммутатором (рис. 1, б) лишена отмеченных недос-

татков [2, 5, 8, 14, 17]. Она позволяет независимо, последовательно и поочередно измерять с высокой точностью и на любой частоте три падения потенциала. Обозначим их так:  $U_{pe}$  – напряжение на исследуемом пьезоэлементе,  $U_R$  – на его нагрузочном резисторе и  $U_{in} = U_{R2}$  – на выходе согласующего делителя напряжения.

Измеренные амплитуды величин  $U_{pe}$ ,  $U_R$  и  $U_{in}$  образуют на комплексной плоскости своеобразный характеристический треугольник (рис. 2), углы которого могут быть вычислены с применением теоремы косинусов или измерены транспортиром после графического построения [8, 14, 17]:

$$\cos \alpha = \frac{U_{pe}^2 + U_R^2 - U_{in}^2}{2U_{pe}U_R}; \quad \cos \beta = \frac{U_{in}^2 + U_R^2 - U_{pe}^2}{2U_{in}U_R}; \quad \cos \gamma = \frac{U_{in}^2 + U_{pe}^2 - U_R^2}{2U_{in}U_{pe}}. \quad (7)$$

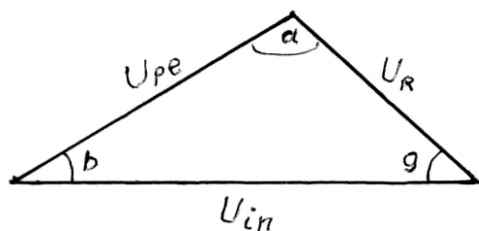


Рис. 2

$U_R$  соответствует разности фаз между выходным напряжением генератора и потребляемым током. Угол  $\alpha$  между  $U_{in}$  и  $U_{pe}$  характеризует разность фаз между выходным напряжением генератора и разностью потенциалов на пьезоэлементе.

Электрический ток, протекающий через пьезоэлемент и его нагрузочный резистор, определяется по закону Ома для участка цепи отношением

$$I_{pe} = U_R / R, \quad (8)$$

а полная проводимость (адмиттанс) вычисляется точной формулой

$$Y_{pe} = \frac{I_{pe}}{U_{pe}} = \frac{U_R}{RU_{pe}}. \quad (9)$$

Величина, обратная полной проводимости пьезокерамического преобразователя, является (по определению) его полным сопротивлением или импедансом

$$Z_{pe} = 1/Y_{pe} = (RU_{pe})/U_R. \quad (10)$$

В цепи синусоидального тока различаются несколько типов мощностей. Мгновенная мощность  $P$  в вольт-амперах (ВА) является произведением падения напряжения на участке цепи  $U$  в данный момент времени на ток  $I$  в тот же момент

$$P = UI, \quad P_{pe} = U_{pe} I_{pe}. \quad (11)$$

Активная мощность  $P_a$  в Ваттах (Вт) выделяется на активном сопротивлении и расходуется на его разогрев

$$P_a = UI \cos \varphi. \quad (12)$$

Реактивная мощность  $P_{re}$  в вольт-амперах реактивных (ВАр) выделяется на реактивных элементах цепи и расходуется на создание электрических либо магнитных полей

$$P_{re} = UI \sin \varphi. \quad (13)$$

Для пьезорезонатора, к электродам которого приложено напряжение  $U_1$  и в цепи которого проходит ток  $I_o$ , можно записать следующие соотношения для мгновенной мощности и ее компонентов:

$$U_1 = I_o / Y; I_1 = U_1 Y; P = I_1 U_1; w_1 = \operatorname{Re}(Y) / \operatorname{Im}(Y);$$

$$\varphi = a \cot(w_1); P_a = P \cos \varphi; P_{pe} = P \sin \varphi.$$
(14)

### 3. Примеры полученных амплитудно-частотных зависимостей (АЧЗ).

Амплитуды напряжений  $U_{pe}$ ,  $U_R$  и  $U_{in}$ , соответствующие им частоты, сопротивления нагрузочных резисторов и формулы (3), (4), (7) – (13) вводились в компьютер и проводились соответствующие вычисления. На экран монитора выводились и анализировались графики АЧЗ как самих напряжений, так и адмиттансов, импедансов, токов, косинусов и углов характеристического треугольника, мгновенных мощностей и их составляющих. Все эти построения первоначально проводились для режима «как есть», когда в начале эксперимента устанавливался на генераторе некоторый начальный уровень выходной разности потенциалов. После этого уровень выходного напряжения генератора вручную не изменялся, а величины  $U_{pe}$ ,  $U_R$  и  $U_{in}$  записывались такими, какими они были в процессе перестройки генератора. Усовершенствованная схема Мэсона позволяла также проводить исследования в режимах заданного тока или напряжения, когда одна из величин  $U_{pe}$ ,  $U_R$  или  $U_{in}$  поддерживалась в процессе измерений постоянной амплитуды.

Режимы постоянной амплитуды можно также моделировать путем пересчетов из данных режима «как есть» по формулам:

$$U_{in} = U_{in00}, U_{pe} = U_{in00} U_{pe0} / U_{in0}, U_R = U_{in00} U_{R0} / U_{in0};$$

$$U_R = U_{R00}, U_{in} = U_{R00} U_{in0} / U_{R0}, U_{pe} = U_{R00} U_{pe0} / U_{R0};$$

$$U_{pe} = U_{pe00}, U_{in} = U_{pe00} U_{in0} / U_{in0}, U_R = U_{pe00} U_{R0} / U_{pe0};$$

$$P_0 = P_{00}, t = [P_0 / (U_{R0} U_{pe0})]^{1/2}, U_{pe} = U_{pe0} t, U_R = U_{R0} t, U_{in} = U_{in0} t.$$
(15)

Здесь  $U_{in00}$ ,  $U_{pe00}$ ,  $U_{R00}$  и  $P_{00}$  – заданные при моделировании амплитуды электрических напряжений и мгновенной мощности; величины  $U_{in0}$ ,  $U_{pe0}$ ,  $U_{R0}$  соответствуют измеренным в режиме «как есть» значениям.

В качестве примера рассмотрим вынужденные колебания стержня-призмы длиной 100,7 мм при ширине 14,5 мм. Толщина призмы линейно изменялась в пределах (10,1 – 11,5) мм. Грани призмы  $100,7 \times 14,5$  мм покрыты тонкими серебряными электродами. Собственная статическая емкость  $C_o = 2222$  пФ,  $\operatorname{tg} \delta = 0,003$ ,  $R_n = 153,4$  Ома. На рис. 3 приведены АЧЗ в интервале 17,3 – 19,2 кГц измеренных падений потенциала (а), тока в цепи (б), полной проводимости (адмиттанса), определенной по точной формуле (9) (в) или по формулам (9), (3) и (4) (г), импеданса (д) и углов характеристического треугольника (е).

При перестройке частоты генератора падение потенциала на нагрузочном резисторе  $U_R$  (пунктирная линия) достигает «острого» максимума на резонансе и минимума на антирезонансе. Падение потенциала на пьезоэлементе  $U_{pe}$  (разрывная кривая) имеет «острый» минимум, а на входе схемы измерения  $U_{in}$  (сплошная линия) – «тупой» минимум.

Ток в цепи пьезоэлемента и адмиттанс достигают максимальных значений на резонансе и резко уменьшаются на антирезонансе. Сравнение результатов вычисления адмиттанса по формулам (9), (3) и (4) (рис. 3, г) показывает, что совпадение имеет место только на резонансе. Импеданс (рис. 3, д) достигает максимума на антирезонансной частоте.

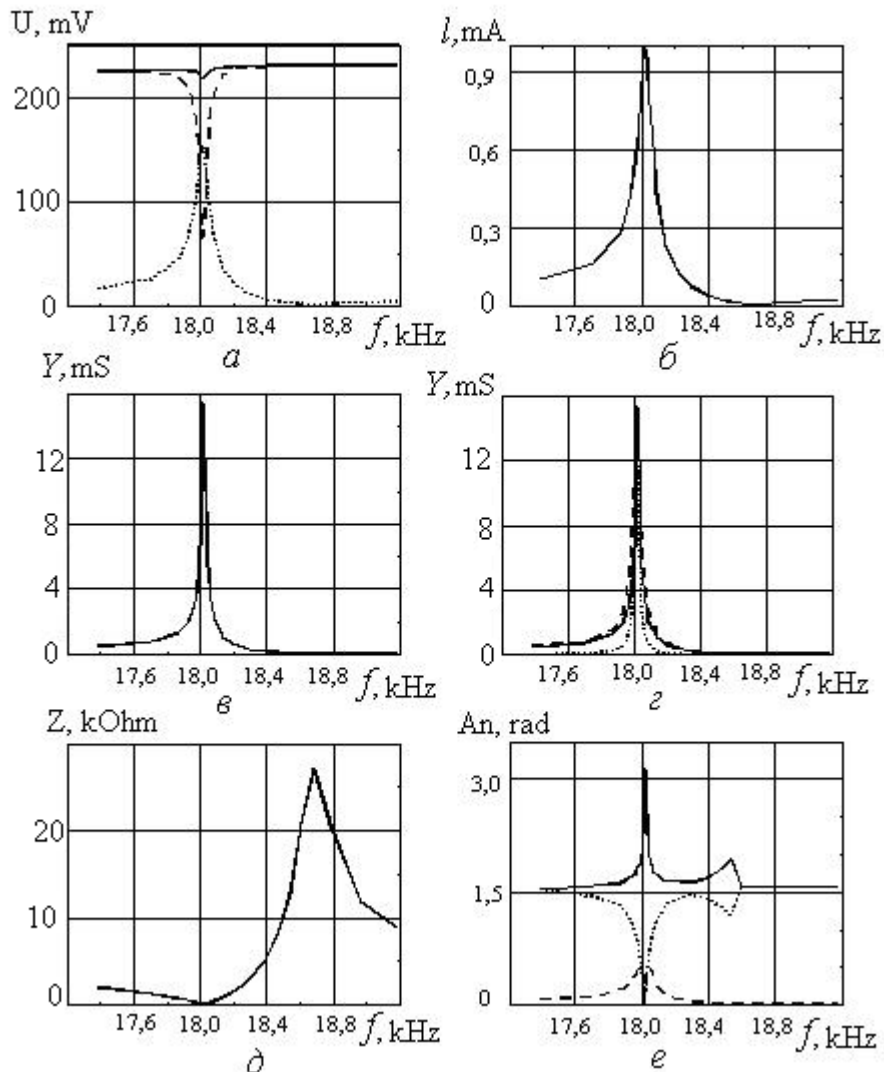


Рис. 3.

Фазовые сдвиги  $\alpha$  (сплошная линия) и  $\beta$  (пунктир) вне резонанса близки к  $\pi/2$ , а угол  $\gamma$  (прерывистая линия) приближается к 0. При изменении частоты все три угла изменяются и на резонансе составляют 0 ( $\beta$  и  $\gamma$ ) или  $\pi$  ( $\alpha$ ) радиан.

Для большей наглядности на рис. 4 представлены частотные зависимости той же призмы в суженном частотном интервале 17,9 – 18,1 кГц. Отклонение вправо и влево от резонансной частоты равно всего  $\pm 0,5\%$ . Соотношение между амплитудами  $U_{pe}$ ,  $U_R$  и  $U_{in}$  (рис. 4, а) определяется не только свойствами пьезоэлемента, но и величиной сопротивления выбранного нагрузочного резистора. Сравнение амплитуд  $U_{pe} + U_R$  (прерывная линия) с  $U_{in}$  (сплошная линия) (рис. 4, б) и  $U_R$  (пунктир) с  $U_{in} - U_{pe}$  (прерывная линия) (рис. 4, в) подтверждает справедливость выражения (6) вне резонанса.

АЧХ адмиттанса, построенные по точной формуле (9) и приближенным выражениям (3) и (4) (рис. 4, г), показывают, что приближенные выражения, которые могут быть получены в классической схеме Мэзона, совпадают с точным значением только на резонансе. Вне резонанса формула (3) «расширяет» частотную характеристику (прерывная линия), а формула (4) «сужает» ее (пунктирная кривая). Следующие две группы кривых (рис. 4, д, е) построены для косинусов углов и самих углов характе-

ристического треугольника. Об этих углах речь шла при анализе графиков рис. 3, *e*). Полная проводимость (сплошная линия) и ее активный (прерывная кривая) и реактивный (пунктирная линия) компоненты (рис. 4, *ж*) построены с применением формулы (9) и выражений

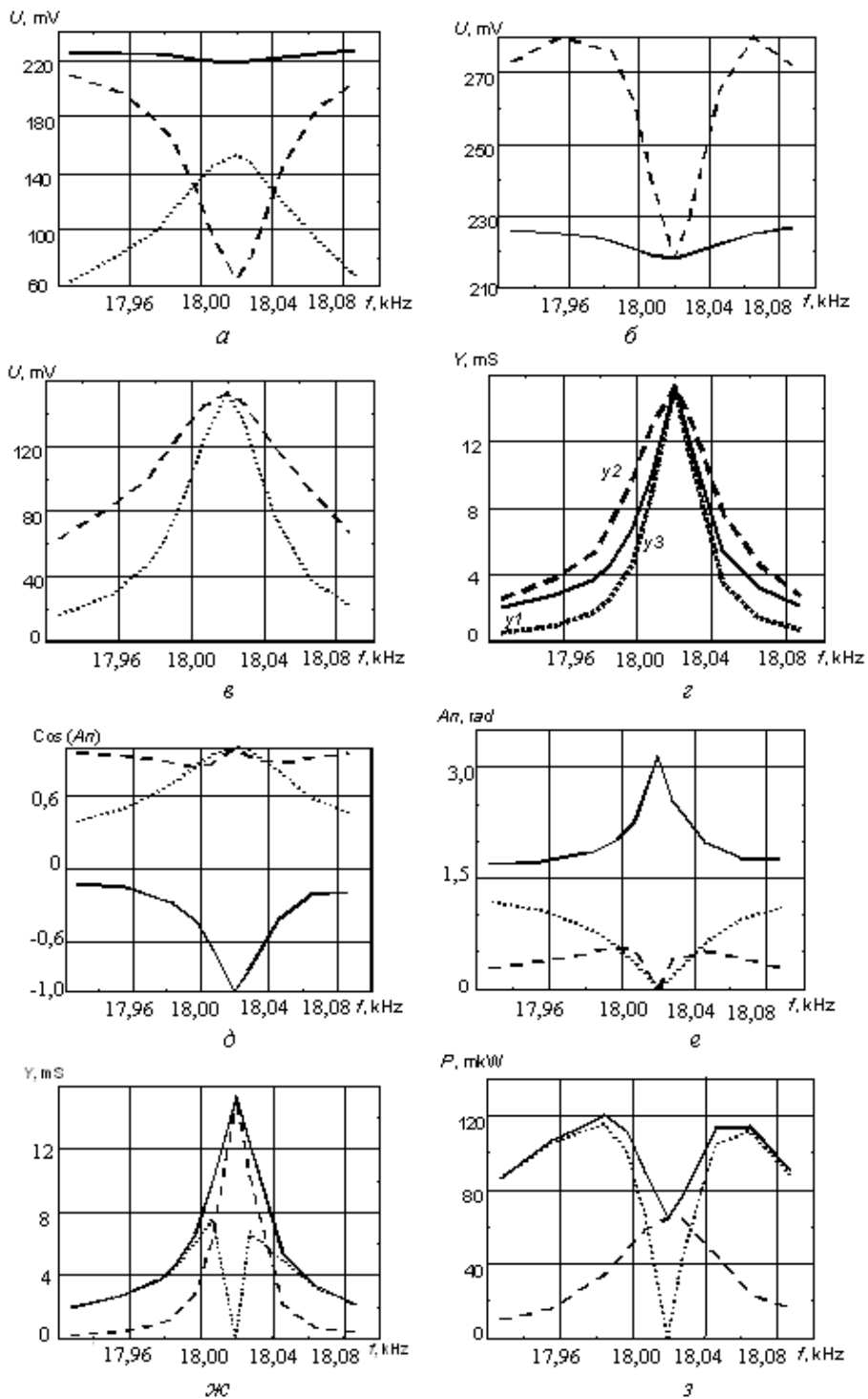


Рис.4

$$G_1 = Y_1 |\cos \alpha|; B_1 = Y_1 |\sin \alpha|. \quad (16)$$

Наконец, рис. 4, з демонстрирует частотные зависимости мгновенной мощности (сплошная линия) и ее активной (прерывная кривая) и реактивной (пунктирная линия) составляющих. «Провал» на резонансе в режиме «как есть» может быть вызван, по мнению автора, «отбором» некоторой мощности нагрузочным резистором.

#### 4. Сравнение экспериментальных зависимостей с расчетом.

Первые продольные резонансы изучаемой призмы можно рассчитать по формулам, выведенным для тонкого стержня с поперечной поляризацией [1, 2]. Для адмиттанса, в частности, имеем

$$Y_{pe} = j\omega C_0 \frac{\Delta_a}{\Delta_r} = \frac{j2\pi f_{01} C_0 x}{x_{01}} \frac{\Delta_a}{\Delta_r} = jax \frac{\Delta_a}{\Delta_r} \left( a = \frac{2\pi f_{01} C_0}{x_{01}} \right), \quad (17)$$

где:  $j$  – мнимая единица;  $\omega$  – круговая частота;  $C_0$  – статическая межэлектродная емкость;  $\Delta_r$  – резонансный определитель;  $\Delta_a$  – антирезонансный определитель;  $x$  – текущее значение комплексной безразмерной частоты;  $x_{01}$  – активная составляющая резонансной безразмерной частоты;  $f_{01}$  – измеренная частота (в Герцах) максимума полной проводимости.

В стержне –

$$\Delta_r(x) = \cos(x); \Delta_a(x) = (1 - k_{31}^2)\Delta(x) + k_{31}^2 \sin x / x, \quad (18)$$

причем

$$C = C_0(1 - j\varepsilon_{33M}); x = x_0(1 - 0,5js_{11M}); C_0 = \frac{\varepsilon_{330}hw}{h}; \quad (19)$$

$$d_{31}^2 = d_{310}^2(1 - 2jd_{31M}); k_{31}^2 = k_{310}^2[1 + j(s_{11M} + \varepsilon_{33M} - 2d_{31M})];$$

$$s_{11}^E = s_{110}(1 - js_{11M}); \varepsilon_{33}^T = \varepsilon_{330}(1 - j\varepsilon_{33M}); d_{31} = d_{310}(1 - jd_{31M}). \quad (20)$$

Все обозначения в формулах (17) – (20) соответствуют работе [2]. Расчеты адмиттанса и его компонентов проведены при  $1,565 \leq x \leq 1,578$  и таких экспериментальных данных:  $k_{310}^2 = 0,1$ ;  $s_{11m} = 0,0011$ ;  $\varepsilon_{33m} = 0,003$ ;  $d_{31m} = 0,0066$ ;  $a = 0,1334$  мС. Все эти величины получены на упомянутой выше призме с применением разработанной в [2] итерационной методики. Справа от расчетных кривых (рис. 5, а) повторены (рис. 5, б) экспериментальные графики рис. 4, ж. Обозначения кривых те же, что и на рис. 4, ж. Расчетные и экспериментальные АЧХ компонентов адмиттанса очень хорошо согласуются между собой – амплитудные значения рассчитанных и измеренных величин активного компонента адмиттанса на графиках практически совпадают.

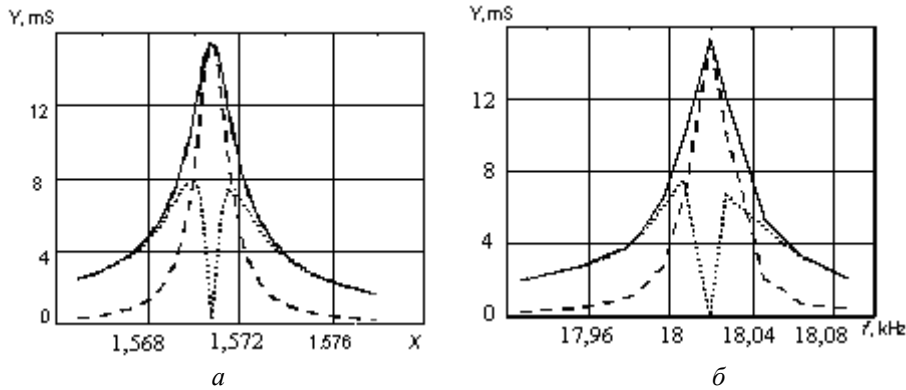


Рис. 5



Некоторое «обострение» экспериментальных кривых является следствием высокой добротности образца и связанными с ней трудностями по ручной перестройке частоты генератора всего на несколько герц. Совпадают и амплитуды реактивных компонентов. Поскольку применяемый вольтметр не реагирует на полярность измеряемой разности потенциалов, то на экспериментальных кривых реактивной составляющей полной проводимости автоматически строятся АЧХ ее абсолютных значений. Такие же АЧХ были выведены на экран дисплея и для рассчитанных реактивных компонентов. Заметная на обоих кривых несимметричность правой и левой ветвей реактивной составляющей адмиттанса вызваны резким переходом справа от резонанса к антирезонансу.

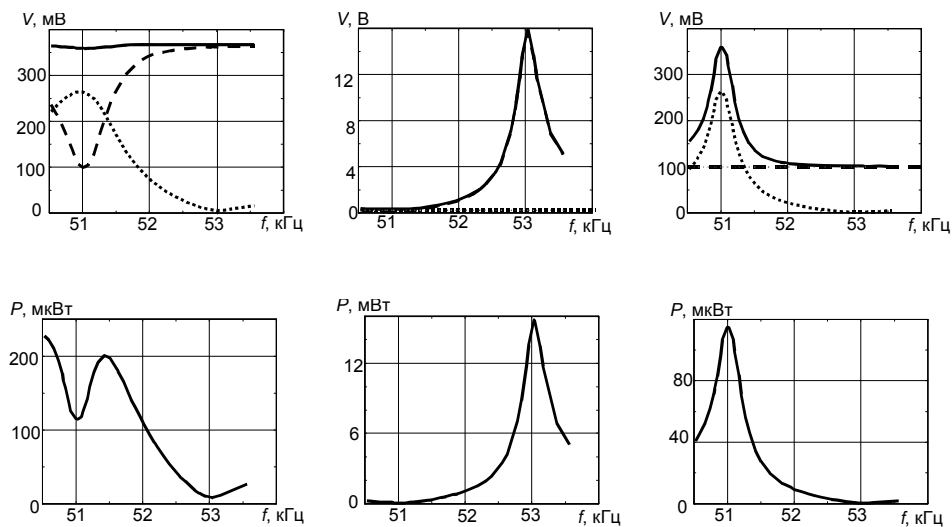


Рис.6

В работе [2] приведены графики измеренных в режиме «как есть» и пересчитанных по формулам (15) падений потенциалов, полных проводимостей, фазовых углов и мгновенной мощности для первых двух продольных резонансов стержня  $33,4 \times 5,8 \times 1,25$  из пьезокерамики ЦТБС-3. Показано, что адмиттанс и фазовые сдвиги не зависят от режима электрического нагружения. Зато падения потенциала и мгновенная мощность демонстрируют весьма сильную зависимость (рис. 6).

Первый столбец содержит графики «как есть», второй соответствует току 1мА, а третий – приводит результаты для напряжения на пьезоэлементе 100 мВ. В первом ряду приведены напряжения  $U_{in}$  (сплошные линии),  $U_{pe}$  (прерывистые кривые) и  $U_R$  (пунктир). Второй ряд построен для АЧХ мгновенной мощности.

Анализ графиков показывает, что приближение к резонансу в режиме «как есть» сопровождается некоторым снижением  $U_{in}$ , резким возрастанием  $U_R$  и заметным снижением  $U_{pe}$ . Чтобы обеспечить режим заданного тока на антирезонансной частоте, нужно резко увеличивать входное напряжение и падение потенциала на пьезоэлементе. Резко возрастает в режиме заданного тока поблизости от антирезонанса и мгновенная мощность. Наоборот, при подходе к резонансу в режиме заданного тока падение напряжения на пьезоэлементе снижается и снижается мгновенная мощность.

Для обеспечения режима заданного падения напряжения на пьезоэлементе также приходится поднимать в несколько раз на резонансе входное напряжение, а это ведет к увеличению падения напряжения на нагрузочном резисторе и к увеличению мгновенной мощности. На антирезонансе в этом режиме ток снижается, ибо возрастает входной импеданс, и снижается мгновенная мощность.

### Заклученне.

На основе приведенных выше результатов исследований и их анализа показано, что усовершенствованная схема Мэсона с дополнительным коммутатором позволяет получить намного большую информацию о вынужденных колебаниях пьезокерамических преобразователей, чем классическая. Измеренные на любой выбранной частоте падения электрического потенциала на самом пьезоэлементе, его нагрузочном резисторе и на входе схемы измерений позволяют определять с высокой точностью ток, проводимость, импеданс, мгновенную мощность, фазовые сдвиги в режимах заданных амплитуд электрических токов и напряжений.

Полученные в схеме пассивного четырехполосника с дополнительным коммутатором экспериментальные результаты хорошо согласуются в начальной области спектра колебаний с расчетами на основе приближенных одномерных моделей.

Примененная автором одномерная стержневая модель хорошо описывает начальный участок спектра колебаний даже таких непростых конструктивных элементов из пьезокерамики, как длинные призмы с трапециевидным поперечным сечением. Интенсивные высокочастотные резонансы таких систем требуют дополнительных аналитических и экспериментальных исследований.

Пересчет полученных в режиме «как есть» данных в другие режимы электрического нагружения позволяет выявить тенденции их влияния и существенно уменьшает трудоемкость исследований.

РЕЗЮМЕ. Розглянуто узагальнення та дано подальший розвиток експериментальних методик, пошуки шляхів вивчення фазо-частотних залежностей між вимірними компонентами повної провідності і миттєвої потужності в діапазоні частот. Проведено числове моделювання в лінійному наближенні умов електричного навантаження, коли задаються сталі за амплітудою електричні струми, напруги або миттєві потужності в п'єзореzonаторах. Встановлено, зокрема, що вдосконалена схема Мезона з додатковим комутатором дає можливість отримати значно більшу інформацію про вимушені коливання п'єзокерамічних перетворювачів, ніж класична. Виміряні на будь-якій вибраній частоті спади електричного потенціалу на власне п'єзоелементі, його навантажувальному резисторі і на вході схеми вимірювань дають змогу визначати з високою точністю струм, провідність, імпеданс, миттєву потужність, фазові зсуви в режимах заданих амплітуд електричних струмів і напруг.

1. Аюпян В.А., Соловьев А.Н., Шевцов С.Н. Методы и алгоритм определения полного набора совместимых материальных констант пьезокерамических материалов. – Ростов н/Д: Изд-во ЮФУ, 2008. – 144 с.
2. Безверхий О.І., Зінчук Л.П., Карлаш В.Л. Вплив електричного навантаження на вимушені коливання поперечно поляризованих п'єзокерамічних стержнів // Електроніка та зв'язок. – 2015. – 20, N 4 (87). – С.77 – 88.
3. Глоzman И.А. Пьезокерамика. – М.: Энергия. – 1972. – 288 с.
4. ГОСТ 12370-72. Материалы пьезокерамические, методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 1973. – 28 с.
5. Карлаш В.Л. Методи визначення коефіцієнтів зв'язку і втрат енергії при коливаннях резонаторів із п'єзокераміки // Акуст. вісник. – 2012. – 15, № 4. – С. 24 – 38.
6. Шульга М.О., Карлаш В.Л. Резонансні електромеханічні коливання п'єзоелектричних пластин. – К.: Наук. думка, 2008. – 272 с.
7. Шульга М.О., Карлаш В.Л. Вимірювання повної провідності п'єзокерамічних елементів у схемі чотириполосника Мезона та її варіантах. Тези ІУ Міжнародної науково-технічної конференції «Датчики, прилади та системи – 2008». – Черкаси – Гурзуф, 2008. – С. 54 – 56.
8. Шульга М.О., Карлаш В.Л. Амплітудно-фазові характеристики радіальних коливань тонкого п'єзокерамічного диска біля резонансів // Доповіді НАН України. – 2013, № 9. – С.80 – 86.
9. Erhart J. Parameters and design optimization of the ring piezoelectric ceramic transformer // J. Adv. Di-elect. – 2015. – 5, N 3, 1550022.

10. *Erhart J., Tutu S.* Effective electromechanical coupling for the partially electroded ceramic resonators of different geometries // Ann. "DUNAREA DE JOS" Univ. of Galati Fascicle IX, Metallurgy and Material Science. – 2015. – N 2. – P. 7 – 16.
11. *Holland R.* Representation of dielectric, elastic and piezoelectric losses by complex coefficients // IEEE Trans. SU. – 1967. – **SU-14**. – P.18 – 20.
12. *IRE Standards* on Piezoelectric Crystals: Measurements of Piezoelectric Ceramics. 1961 // Proc. IRE. – 1961. – **49**. – P. 1161 – 1169.
13. *Karlash V.L.* Particularities of amplitude-frequency characteristics of admittance of thin piezoceramic half-disk // Int. Appl. Mech. – 2009. – **45**, N 10. – P. 647 – 653.
14. *Karlash V.L.* Energy losses in piezoceramic resonators and its influence on vibrations' characteristics // Electronics and communication. – 2014. – **19**, N 2 (79). – P.82 – 94.
15. *Karlash V.L.* Modeling of energy-loss piezoceramic resonators by electric equivalent networks with passive elements // Mathematical Modeling and Computing. – 2014. – **1**, N 2 – P. 163 – 177.
16. *Mezheritsky A.V.* Elastic, dielectric and piezoelectric losses in piezoceramics; how it works all together // IEEE Trans UFFC. – 2004. – **51**, N 6. – P. 695 – 797.
17. *Shul'ga N.A., Karlash V.L.* Measuring the Amplitudes and Phases of Vibrations of Piezoceramic Structural Elements // Int. Appl. Mech. – 2015. – **51**, N 3. – P. 350 – 359.
18. *Tutu S., Erhart J.* Bar piezoelectric ceramic transformers working in longitudinal mode // Ferroelectrics. – 2015. – **486**, N 1. – P. 13 – 24.
19. *Uchino K., Zhuang Yu., Ural S. O.* Loss determination methodology for a piezoelectric ceramic: new phenomenological theory and experimental proposals // J. Adv. Dielectric. – 2011. – **1**, N 1. – P. 17 – 31.
20. *Ural S.O., Tuncdemir S., Zhuang Yu, Uchino K.* Development of a high power piezoelectric characterization system and its application for resonance/antiresonance mode characterization // Jpn. J. Appl. Phys. – 2009. – **48** 056509.

Поступила 18.07.2016.

Утверждена в печать 30.05.2017.

