

УДК 534.232

© 1991 г.

*В. Г. Кирилленко, В. А. Широков***ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МАЛЫХ ВОЛНОВЫХ РАЗМЕРОВ НА ОСНОВЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИ АКТИВНЫХ МАТЕРИАЛОВ**

Исследованы электроакустические преобразователи малых волновых размеров, построенные по различным схемам, в которых электромеханически активный элемент выступает в качестве упругости или массы колебательной системы в комбинациях с пассивными массой, упругостью, а также механическим трансформатором смещения. Приведен матричный способ расчета характеристик преобразователей с одним электрическим входом. Получены выражения для определения колебательных скоростей рабочих поверхностей. Анализируются возможности достижения их предельных значений, обусловленных электрической и механической прочностью активных элементов преобразователей.

В литературе обсуждается вопрос об использовании электромеханически активных материалов — пьезоэлектрических, магнитострикционных — для создания электроакустических преобразователей (ЭАП) малых волновых размеров [1—4]. В зависимости от места расположения и роли активного элемента, который, будучи источником механической (электрической) энергии преобразователя, в большей или меньшей степени играет роль либо упругости, либо массы его колебательной системы, характеристики и возможности ЭАП могут существенно изменяться. Так, для преобразователей, работающих в режиме излучения, необходимая для практики акустическая мощность, ввиду малости активной составляющей импеданса излучения, может быть достигнута лишь при больших амплитудах смещения рабочей поверхности, реализация которых возможна на механическом резонансе. Эта мощность, как правило, ограничивается электрической или механической прочностью активного элемента — возбuditеля. Поэтому актуален поиск таких схем построения ЭАП, которые позволяли бы в рамках заданных габаритов ЭАП и при известных ограничениях на прочность активного элемента получать от него возможно большую акустическую мощность (амплитуду смещения излучающей поверхности) на заданной частоте.

В настоящей работе проведено сравнительное исследование преобразователей малых волновых размеров, построенных по различным схемам. В общем виде сравниваются амплитуды колебательной скорости рабочей поверхности и механические напряжения, возникающие в активных элементах на равных резонансных частотах при постоянной массе нагруженной колебательной системы ЭАП и активной составляющей импеданса излучения, т. е. параметрах, определяющих габариты таких ЭАП. Анализируются возможности ЭАП по достижению предельных амплитуд скорости, обусловленные электрической и механической прочностью активного элемента. Активный элемент рассматриваемых ЭАП — пьезоэлемент в виде стержня длиной l с поперечным сечением S служит главным образом в качестве упругости (рис. 1, а—в) [1, 2, 5—7] или массы m (рис. 1, г) [3, 4] колебательной системы в комбинациях с пассивными (без внутрен-

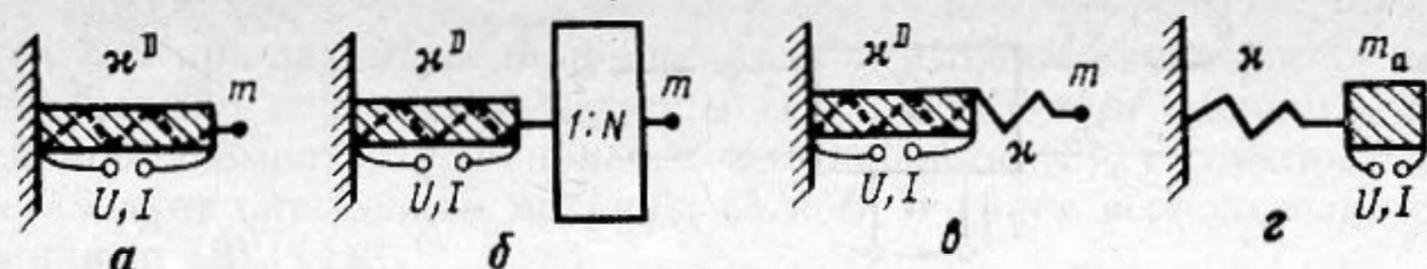


Рис. 1. Схемы колебательных систем электромеханических преобразователей четырех типов

них источников энергии) элементами: массой m (рис. 1, $a-e$), упругостью [1, 3, 7] k (рис. 1, e, z) и механическим трансформатором смещения [8, 9] с коэффициентом трансформации N (рис. 1, b). Будем называть ЭАП, схемы колебательных систем которых представлены на рис. 1, $a-z$ соответственно ЭАП типа 1-4.

Выбор перечисленных схем обусловлен следующими обстоятельствами. Для того чтобы традиционно используемый в акустической технике ЭАП типа 1 имел малые волновые размеры на резонансной частоте при фиксированных габаритах, необходимо снижать упругость активного элемента, этого можно достичь, например, путем уменьшения его сечения, что не всегда приемлемо ввиду уменьшения его механической прочности. Выход состоит в уменьшении эквивалентной упругости колебательной системы ЭАП за счет использования более прочных пассивных элементов, например механического трансформатора смещения (ЭАП типа 2) или податливого элемента (ЭАП типа 3, 4).

Получим в общем виде выражения для расчета характеристик ЭАП, построенных на основе активного элемента в комбинациях с пассивными.

Представим активный элемент в виде электромеханического шестиполюсника \bar{D} (обозначения элементов ЭАП здесь и далее соответствуют обозначениям описывающих их характеристических матриц, в данном случае \bar{D}), который имеет одну электрическую сторону, с заданными на ней напряжением U и током I и две механические с заданными силами F_i ($i=1, 2$) и колебательными скоростями V_i (рис. 2, a); при этом переменные F_i , V_i , U , I связаны соотношениями

$$\begin{pmatrix} F_2 \\ V_2 \\ U \end{pmatrix} = \bar{D} \begin{pmatrix} F_1 \\ V_1 \\ I \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Изображенный на рис. 2, b электромеханический преобразователь состоит из возбуждителя \bar{D} , соединенного с механических сторон с пассивными элементами, которые представлены в виде цепочек (рис. 2, e) из Q и T линейных четырехполюсников \hat{A}_q^1 ($q=1, 2, \dots, Q$) и \hat{A}_t^1 ($t=1, 2, \dots, T$); переменные F_i , V_i на входе f_i , v_i на выходе цепочек связаны соотношениями [10]

$$\begin{pmatrix} f_i \\ v_i \end{pmatrix} = \hat{L}_i \begin{pmatrix} F_i \\ V_i \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где $\hat{L}_1 = \hat{M}_1^{-1}$ — матрица, обратная $\hat{M}_1 = \hat{A}_Q^1 \times \hat{A}_{Q-1}^1 \times \dots \times \hat{A}_1^1$, а $\hat{L}_2 = \hat{M}_2 = \hat{A}_T^2 \times \hat{A}_{T-1}^2 \times \dots \times \hat{A}_1^2$ (рис. 2, e). Положительные направления отсчета для переменных шестиполюсника и четырехполюсников, принятые в работе, указаны стрелками на рис. 2, a, e .

Из соотношений (1), (2) при заданных импедансах внешних нагрузок z_i^n ($z_1^n = -f_1/v_1$, $z_2^n = f_2/v_2$) можно получить в общем виде, весьма удобном при численных расчетах на ЭВМ, выражения для определения различных характеристик класса преобразователей, активный элемент которых мо-

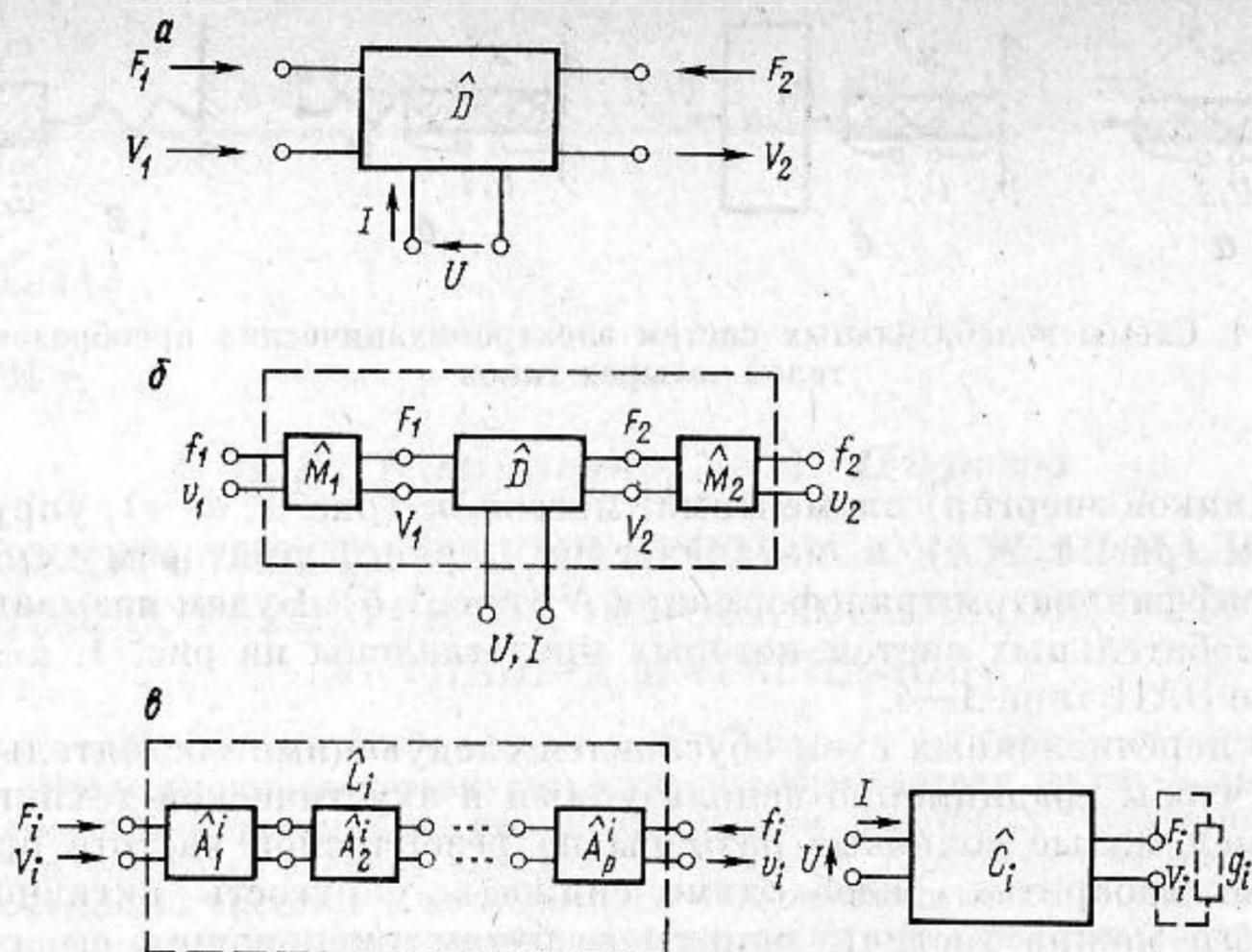


Рис. 2. Электромеханический преобразователь и его элементы, представленные в виде шестиполюсников и четырехполюсников: *a* — активный элемент; *b*, *в* — электромеханический преобразователь; *в* — пассивные эле-

$$\text{менты, } p = \begin{cases} Q & \text{при } i=1, \\ T & \text{при } i=2 \end{cases}$$

жет быть представлен в виде электромеханического шестиполюсника, а пассивные элементы — в виде линейных четырехполюсников. Так, выражения для определения колебательной скорости v_i и механических напряжений $\sigma^{(i)}$, возникающих на торцевых поверхностях активного элемента, имеют следующий вид:

$$v_i = \frac{u \det \hat{B}_i}{b_{12}^i - b_{22}^i g_i}, \quad (3)$$

$$\sigma^{(i)} = \frac{u G_i \det \hat{C}_i}{S(c_{12}^i - c_{22}^i G_i)}, \quad (4)$$

где $g_i = f_i/v_i$, $G_i = F_i/V_i$, $\hat{B}_i = \hat{L}_i \times \hat{C}_i$, \hat{C}_i — характеристическая матрица обобщенного четырехполюсника \hat{C}_i (рис. 2, *в*), полученная из соотношений (1); она связывает переменные F_i , V_i , U , I :

$$\begin{pmatrix} F_i \\ V_i \end{pmatrix} = \hat{C}_i \begin{pmatrix} U \\ I \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Матрицы \hat{C}_1 и \hat{C}_2 зависят соответственно от G_2 и G_1 . Для элементов матриц \hat{C}_i и \hat{B}_i справедливы уравнения $|\det \hat{C}_i| = |\det \hat{B}_i| = 1$ [11].

Отметим, что характеристики, представленные выражениями (3) и (4), не исчерпывают необходимый круг параметров, характеризующих любой преобразователь. Тем не менее они позволяют судить, следует ли совершенствовать ту или иную схему в необходимом направлении, или же ограничения по электрической или механической прочности активного элемента как наименее надежного узла рассматриваемых преобразователей не позволят достичь желаемого [5–7].

Итак, для расчета характеристик $\sigma^{(i)}$, v_i электромеханического преоб-

преобразователя при заданных напряжении U и импедансах внешних нагрузок z_i^n необходимо определить матрицы \bar{D} для активного элемента, \bar{L}_i — для пассивных элементов и, используя соотношения (2), величины G_i ; после этого следует определить матрицы C_i и B_i и далее воспользоваться соотношениями (3), (4).

ЭАП — это электромеханический преобразователь, работающий на акустическую нагрузку — импеданс излучения $Z^s = R^s + j\omega M^s$, где R^s — активная его составляющая, M^s — присоединенная масса, ω — круговая частота. Акустическая мощность ЭАП в режиме излучения определяется выражением $W = R^s |v^s|^2 / 2$, где v^s — колебательная скорость излучающей поверхности.

Определим все элементы сравниваемых ЭАП.

Для активного элемента, исходя из системы уравнений и граничных условий, описывающих движение пьезоэлемента на основе продольного пьезоэффекта, получим характеристическую матрицу \bar{D} :

$$\bar{D} = \begin{vmatrix} \cos \alpha & \frac{K \sin \alpha}{j\omega} & \frac{h}{j\omega} (1 - \cos \alpha) \\ -j \frac{\omega \sin \alpha}{K} & \cos \alpha & \frac{h \sin \alpha}{K} \\ \frac{h \sin \alpha}{K} & \frac{h}{j\omega} (1 - \cos \alpha) & \frac{1}{j\omega C} \left(1 - k_l^2 \frac{\sin \alpha}{\alpha} \right) \end{vmatrix},$$

где $\alpha = kl$, $K = Skc^D$, k — волновое число в пьезоэлектрическом материале, c^D — модуль упругости при постоянной электрической индукции D , h — пьезоконстанта [12], $C = \epsilon^S S/l$ — емкость пьезоэлемента при постоянной деформации, ϵ^S — диэлектрическая проницаемость материала при постоянной деформации, $k_l = (h^2 \epsilon^S / c^D)^{1/2}$ — коэффициент электромеханической связи пьезоэлектрической пластины при продольных колебаниях по толщине.

Представим пассивные элементы ЭАП — упругость κ , массу m и трансформатор смещения с коэффициентом трансформации N — в виде линейных пассивных четырехполюсников, т. е. опишем элементами характеристических матриц \bar{A}_κ , \bar{A}_m , \bar{A}_N соответственно. Они связывают переменные на входе и выходе согласно (2) и имеют следующий вид:

$$\bar{A}_\kappa = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ -j \frac{\omega}{\kappa} & 1 \end{vmatrix}, \quad \bar{A}_m = \begin{vmatrix} 1 & -j\omega m \\ 0 & 1 \end{vmatrix}, \quad \bar{A}_N = \begin{vmatrix} \frac{1}{N} & 0 \\ 0 & N \end{vmatrix}.$$

Воспользовавшись приведенными выше соотношениями и формулой (3), выпишем в явном виде выражения для $v_2 = v^s$ ЭАП типа 1–4, для которых $z_2^n = Z^s$.

В схемах ЭАП типа 1–3 одна сторона активного элемента неподвижна ($V_1 = 0$), что соответствует условию $|G_1| \rightarrow \infty$.

Для ЭАП типа 1: $G_2 = R^s + j\omega M$ и

$$v^s = \frac{A}{j(\omega^2 M - \kappa_1^s) + \omega R^s}, \quad (6)$$

где $\kappa_1^s = \kappa^s$ — эквивалентная упругость колебательной системы ЭАП типа 1, $\kappa^s = c^D \frac{S}{l} (\alpha \operatorname{ctg} \alpha - k_l^2)$, $M = m + M^s$, $A = Uh\omega C$.

Для ЭАП типа 2: $G_2 = N^2(R^S + j\omega M)$ и

$$v^S = \frac{1}{N} \frac{A}{j(\omega^2 M - \kappa_2^3) + \omega R^S}, \quad (7)$$

где $\kappa_2^3 = \frac{\kappa^3}{N^2}$ — эквивалентная упругость ЭАП типа 2.

Для ЭАП типа 3: $G_2 = \frac{R^S + j\omega M}{1 - (M\omega^2 - j\omega R^S)/\kappa}$ и

$$v^S = \frac{\kappa_3^3}{\kappa^3} \frac{A}{j(\omega^2 M - \kappa_3^3) + \omega R^S}, \quad (8)$$

где $\kappa_3^3 = (\kappa \cdot \kappa^3)/(\kappa + \kappa^3)$ — эквивалентная упругость ЭАП типа 3.

Для ЭАП типа 4: $G_1 = -\kappa/j\omega$, $G_2 = Z^S$ и

$$v^S = \frac{\gamma - 1}{\gamma - k_l^2 \frac{\sin \alpha}{\alpha}} \frac{A}{j[(M_a - m_a \beta_1)\omega^2 - \kappa_4^3] + \omega R^S}, \quad (9)$$

где $\kappa_4^3 = \kappa \beta_2$ — эквивалентная упругость ЭАП типа 4, $M_a = m_a + M^S$, $m_a = \rho_a S l$ — масса активного элемента, ρ_a — плотность материала пьезоэлемента

$$\beta_1 = 1 - \frac{\frac{\sin \alpha}{\alpha} - 2k_l^2 \frac{1 - \cos \alpha}{\alpha^2}}{\gamma - k_l^2 \frac{\sin \alpha}{\alpha}}, \quad \gamma = \frac{\kappa \alpha \sin \alpha}{\omega^2 m_a} + \cos \alpha,$$

$$\beta_2 = \frac{\cos \alpha - k_l^2 \frac{\sin \alpha}{\alpha}}{\gamma - k_l^2 \frac{\sin \alpha}{\alpha}}.$$

Используя выражения (6)–(9), сравним v^S и максимальные механические напряжения $\sigma^{(1)}$, возникающие в активных элементах ЭАП на заданной резонансной частоте при равных массах $M = M_a$ и активных частях импеданса излучения R^S в случае, когда преобразователи имеют малые волновые размеры (справедливы условия $\alpha \ll 1$, $R^S \ll \omega M$).

При равных массах нагруженных колебательных систем ЭАП они будут иметь одинаковую резонансную частоту, если эквивалентные упругости ЭАП равны между собой ($\kappa_1^3 = \kappa_2^3 = \kappa_3^3 = \kappa_4^3$). Такое равенство можно обеспечить соответствующим выбором размеров активного элемента S и l , значений пассивной упругости κ либо коэффициента трансформации N , в зависимости от типа ЭАП.

В соответствии с уравнениями (6)–(9) для отношений колебательных скоростей ЭАП типа 2–4 к колебательной скорости ЭАП типа 1 с точностью до величин второго порядка малости по α , справедливы следующие выражения:

$$\frac{v_2^S}{v_1^S} = N \frac{l_2}{l_1} \frac{E_2}{E_1}, \quad (10)$$

$$\frac{v_3^S}{v_1^S} = \frac{l_3}{l_1} \frac{E_3}{E_1}, \quad (11)$$

$$\frac{v_4^s}{v_1^s} = \frac{l_4}{l_1} \frac{E_4}{E_1} \left(1 - \frac{m_a}{2M} \right), \quad (12)$$

где v_n^s , E_n , S_n , l_n — соответственно колебательная скорость излучающей поверхности, напряженность электрического поля, площадь сечения и длина активного элемента ЭАП типа $n=1, 2, 3, 4$.

Воспользовавшись выражениями (10)–(12), получим отношения для максимальных (с точностью до величин порядка α^2) амплитуд механических напряжений $\sigma_n^{(1)}$, возникающих в активных элементах ЭАП типа n :

$$\frac{\sigma_2^{(1)}}{\sigma_1^{(1)}} = \frac{E_2}{E_1}, \quad (13)$$

$$\frac{\sigma_3^{(1)}}{\sigma_1^{(1)}} = \frac{l_3 S_1}{l_1 S_3} \frac{E_3}{E_1}, \quad (14)$$

$$\frac{\sigma_4^{(1)}}{\sigma_1^{(1)}} = \frac{l_4 S_1}{l_1 S_4} \frac{E_4}{E_1} \left(1 + \frac{m_a}{2M} \right). \quad (15)$$

Используя соотношения (10)–(15), оценим возможности ЭАП типа 2, 3 и 4 в получении предельных значений v_n^s . Величины этих предельных значений будем обозначать V_n^s , а предельные напряженности электрических полей и механические напряжения, им соответствующие, — $\bar{E}_n \geq E_n$ и $\bar{\sigma}_n \geq \sigma_n^{(1)}$, считая, что в ряду ограничивающих факторов определяющими являются электрическая и механическая прочности активного элемента [5–7], характеризующиеся допустимыми напряженностью электрического поля $E_d \geq \bar{E}_n \geq E_n$ и механическим напряжением $\sigma_d \geq \bar{\sigma}_n \geq \sigma_n^{(1)}$.

Из соотношения (13) следует, что равным напряженностям электрических полей соответствуют равные механические напряжения, а следовательно, величины V_2^s и V_1^s ограничены одним и тем же фактором ($\bar{\sigma}_1 = \bar{\sigma}_2 = \sigma_d$ либо $\bar{E}_1 = \bar{E}_2 = E_d$) при равных предельных напряженностях электрических полей. Величина же V_2^s , как следует из соотношения (10), может быть значительно больше V_1^s за счет выбора в пределах допускаемых габаритов ЭАП соответствующего трансформатора смещения $N > 1$ и длины активного элемента l_2 , связанных соотношением $N^2 \frac{l_2}{l_1} = \frac{S_2}{S_1}$ (из условия $\kappa_2^3 = \kappa_1^3$). Последнее равенство означает возмож-

ность спроектировать преобразователь по схеме ЭАП типа 2 с резонансной частотой, как и у спроектированного по схеме ЭАП типа 1, но при большем сечении и даже меньшей длине (предопределяющей, как правило, максимальный размер ЭАП) активного элемента. При этом отношение объемов активных элементов ЭАП типа 1 и 2 равно $\left(N \frac{l_2}{l_1} \right)^{-2}$.

Особо отметим то, вытекающее из предыдущего, обстоятельство, что даже в случае, когда удастся в рамках схемы ЭАП типа 1 спроектировать преобразователь так, чтобы пределы электрической и механической прочностей его активного элемента наступали одновременно (рис. 3, в, прямая 1), — а это является традиционной постановкой задачи оптимального проектирования, — в рамках схемы ЭАП типа 2 можно спроектировать преобразователь с существенно большей предельной амплитудой колебательной скорости излучающей поверхности (рис. 3, а, прямые 1,

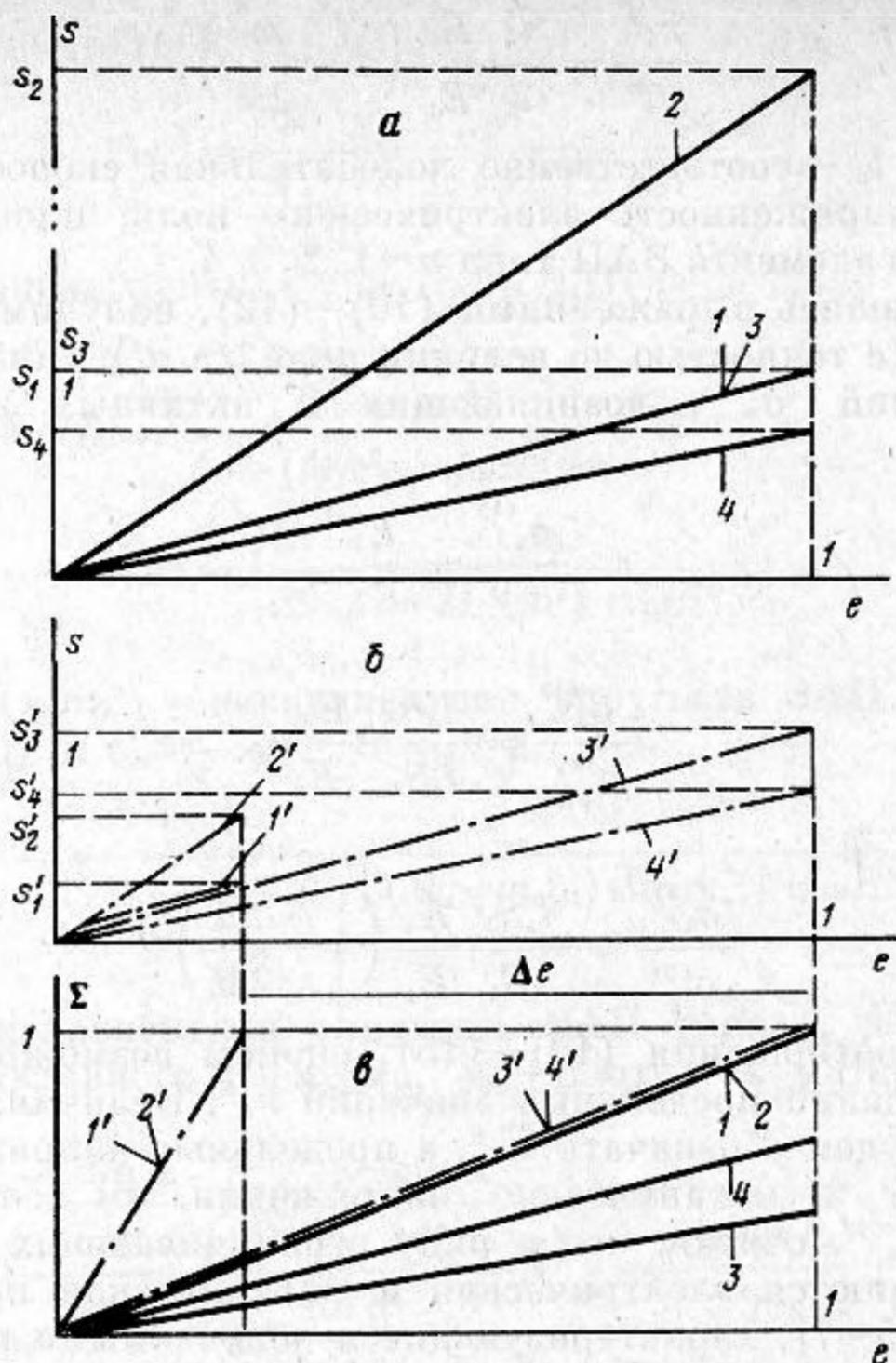


Рис. 3. Зависимости колебательной скорости рабочей поверхности v^s и механического напряжения $\sigma^{(1)}$ в активном элементе ЭАП типа 1–4 на резонансной частоте преобразователя, нормированные соответственно на V_1^s и σ_d ($s = \frac{v^s}{V_1^s}$ и $\Sigma = \frac{\sigma^{(1)}}{\sigma_d}$), от напряженности возбуждающего электрического поля E , нормированной на E_d ($e = \frac{E}{E_d}$); а, б – для колебательной скорости, в – для механического напряжения

2, точки s_1 и s_2). При этом пределы электрической и механической прочности его активного элемента также будут наступать одновременно (рис. 3, в, прямая 2). В то же время схемы ЭАП типа 3 и 4, как это следует из соотношений (11) и (12), такой возможности не дают, поскольку даже при предельных полях $\bar{E}_3 = \bar{E}_4 = \bar{E}_1 = \bar{E}_d$ превзойти значение V_1^s можно лишь за счет большей длины активного элемента: $l_3, l_4 > l_1$ (рис. 3, а, прямые 3, 4 при $l_3 = l_4 = l_1$). Подобная же «плата» при решении задачи построения преобразователя малых волновых размеров на базе ЭАП типа 1 часто не приемлема.

Рассмотрим другую, достаточно типичную ситуацию, когда при попытке спроектировать в рамках схемы ЭАП типа 1 преобразователь малых волновых размеров с заданными максимальными габаритами и заданной резонансной частотой, предельное значение V_1^s (рис. 3, б, прямая 1, точка s'_1) неизбежно будет ограничиваться допустимым механическим напряжением активного элемента $\bar{\sigma}_1 = \sigma_d$ при наличии достаточно большого запаса по электрической прочности $\Delta E = E_d - \bar{E}_1 > 0$ (рис. 3, в, прямая 1'). В этом случае, как следует из соотношений (11), (12) и (14),

(15), использование схем ЭАП типа 3 и 4 при проектировании преобразователя позволит не только получить предельные значения $V_3^s, V_4^s > V_1^s$, но и спроектировать его оптимально ($\bar{E}_3 = \bar{E}_4 = E_d, \bar{\sigma}_1 = \bar{\sigma}_2 = \sigma_d$). Действительно, из соотношений (14) и (15) следует, что, используя запас ΔE по электрической прочности ($E_d > \bar{E}_1$), можно добиваться увеличения \bar{E}_3 и \bar{E}_4 вплоть до допустимого значения напряженности электрического поля E_d . Тем самым увеличиваются предельные значения V_3^s и V_4^s (это видно из соотношений (11) и (12)), не достигая при этом предела механической прочности $\left(\frac{\bar{\sigma}_3}{\sigma_d}, \frac{\bar{\sigma}_4}{\sigma_d} < 1\right)$ за счет достаточно больших сече-

ний S_3, S_4 в сравнении с S_1 при длине активного элемента $l_3, l_4 \leq l_1$ (рис. 3, в, прямые 3, 4). Таким образом, удается добиться не только возможно больших значений V_3^s и V_4^s (рис. 3, б, прямые 3' и 4', точки s_3' и s_4'), но и одновременного наступления пределов прочности (рис. 3, в, прямые 3', 4'). Обеспечить же, как отмечалось выше, условия равенства эквивалентных упругостей можно соответствующим выбором размеров активного элемента S, l и значения пассивной упругости κ [1, 3, 7] в зависимости от конструкции преобразователя и предъявляемых к нему требований.

При одинаковых размерах активных элементов ЭАП типа 3 и 4, как это следует из соотношений (11), (12) и (14), (15) справедливы неравенства

$$\frac{E_3}{E_4} < \frac{v_3^s}{v_4^s} < 2 \frac{E_3}{E_4}, \quad (16)$$

$$\frac{E_4}{E_3} < \frac{\sigma_4}{\sigma_3} < \frac{3}{2} \frac{E_4}{E_3}, \quad (17)$$

в которых верхним пределом соответствует условие $m_a \gg M^s$, а нижним — $m_a \ll M^s$. Из неравенства (17) следует, что для предельных значений электрических полей $\bar{E}_3 \leq E_d$ и $\bar{E}_4 \leq E_d$ справедливо неравенство

$$\bar{E}_4 \leq \bar{E}_3 < \frac{2}{3} \bar{E}_4, \text{ используя которое, из неравенства (16) получим } V_4^s <$$

$< V_3^s < 3V_4^s$. Последнее неравенство означает, что потенциальные возможности несколько выше у схемы ЭАП типа 3, так как она позволяет получить большую предельную амплитуду колебательной скорости излучающей поверхности. Однако при малых волновых размерах преобразователей наиболее типичной является ситуация, когда $m_a < M^s$ и, как следует из соотношения (12), возможности схем ЭАП типа 3 и 4 практически одинаковы. Ценность же той или иной схемы ЭАП будет определяться возможной простотой ее конструктивной реализации.

Что касается преобразователя, спроектированного по схеме ЭАП типа 2, в ситуации с неизбежным наличием запаса ΔE по электрической прочности активного элемента ЭАП типа 1, то отметим, что он будет иметь тот же неиспользуемый запас ΔE , поскольку, как уже отмечалось ранее величины V_2^s и V_1^s ограничиваются одним и тем же фактором (в данном случае $\sigma_d = \sigma_1 = \sigma_2$) при равных напряженностях электрического поля $\bar{E}_2 = \bar{E}_1$ (рис. 3, б, прямые 1', 2', точки s_1', s_2'). Целесообразность же использования схемы ЭАП типа 3, 4 или 2 с целью получения максимально возможной акустической мощности будет диктоваться главным образом величиной ΔE и допустимым в конструкции преобразователя значением коэффициента трансформации $N > 1$. На рис. 3, б показан случай, когда наиболее предпочтительна схема ЭАП типа 3 ($s_3' > s_4' > s_2' > s_1'$).

Из проведенного достаточно общего, в обозначенных рамках, анализа ясно, что ценность вариантов схем ЭАП не безусловна и определяется различными выше рассмотренными ситуациями, возникающими в связи с требованиями заданных акустической мощности, частотного диапазона и максимально допустимого габарита преобразователя. Однако в различных ситуациях вполне определены потенциальные возможности того или иного варианта схемы, из которых следует, что можно ожидать в идеальном случае от преобразователя, сконструированного на ее основе, а значит и выбрать ту из них, на основе которой целесообразно совершенствовать преобразователь малых волновых размеров, удовлетворяющий заданным требованиям.

Авторы выражают признательность И. П. Голяминой за обсуждение работы и полезные замечания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Woollett R. S. Effective Coupling Factor of Single-of-Freedom Transducers // J. Acoust. Soc. Amer. 1966. V. 40. N 5. P. 1112-1123.
2. Sherman C. H. Underwater Sound-a Review. I. Underwater Sound Transducers // IEEE Trans. Son. Ultrason. 1975. V. SU-22. P. 281-290.
3. Конева М. А., Кравчун П. Н., Чернышев К. В. Малогабаритные гидроакустические приемники на основе дискретных структур // Акуст. журн. 1981. Т. 27. № 5. С. 759-766.
4. Кравчун П. Н., Чернышев К. В. Электроакустические преобразователи на основе дискретных структур // Тр. X Всесоюз. акуст. конф. М.: АКИН, 1983. Секц. Р. С. 7-10.
5. Берлинкур Д., Керран Д., Жаффе Г. Пьезоэлектрические и пьезомагнитные материалы и их применение в преобразователях // Физическая акустика/Под ред. Мезона У. Т. 1А. М.: Мир, 1966. С. 204-326.
6. Камп Л. Подводная акустика. М.: Мир, 1972. 328 с.
7. Подводные электроакустические преобразователи. Расчет и проектирование: Справочник/Богородский В. В., Зубарев Л. А., Корепин Е. А., Якушев В. И. Л.: Судостроение, 1983. 248 с.
8. Фурдучев В. В. Электроакустика. М.; Л.: Гостехиздат, 1948. 516 с.
9. Пирогов В. А. Гидравлический трансформатор смещений для преобразователей на основе электромеханически активных материалов // Акуст. журн. 1989. Т. 35. № 3. С. 499-505.
10. Бриллюэн Л., Пароди М. Распространение волн в периодических структурах. М.: Изд-во иностр. лит., 1959. 458 с.
11. Фурдучев В. В. Теоремы взаимности в механических, акустических и электромеханических четырехполюсниках. М.; Л.: Гостехиздат, 1948. 90 с.
12. Домаркас В. И., Кажис Р.-И. Ю. Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи. Вильнюс: Минтис, 1975. 256 с.

Акустический институт
им. Н. Н. Андреева
Академии наук СССР

Поступила в редакцию
21.09.88
После исправления
08.10.90

V. G. Kirilenko, V. A. Pirogov

ELECTROACOUSTIC TRANSDUCERS OF SMALL WAVE DIMENSIONS BASED ON ELECTROMECHANICAL ACTIVE MATERIALS

Parameters of transducers of small wave dimensions, passive elements of which are described as mechanical four-terminal networks and active ones — as electromechanical six-terminal networks, are calculated. Different schemes of the transducer construction with the electromechanical active elements as a spring or a mass of a vibration system in conjunction with passive masses, springs and mechanical displacement transformers are considered. A piezoelectric rod is researched as an example of the active element. Expressions for the calculation of the vibration amplitudes and the electric impedances of the transducers are obtained. Dependences of the vibration amplitudes on the value of the exciting electrical field, of the acoustic power on the radiation resistance and data about the maximum accessible parameters of the transducers for each of the schemes considered are cited.