

УДК 681.883.67:534.232

МАЛОГАБАРИТНЫЕ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРИЕМНИКИ НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНЫХ СТРУКТУР

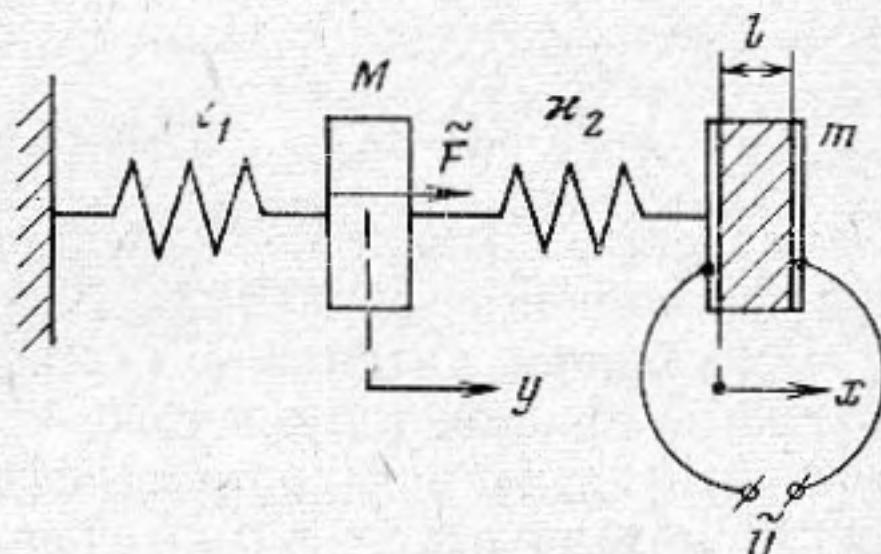
Конева М.А., Кравчун Н.Н., Чернышев К.В.

Рассмотрены малогабаритные преобразователи на основе дискретных структур с пьезоактивными инерционными и пассивными упругими элементами, имеющие два и одно звено. Проанализированы их характеристики для режима приема. Сравнение расчетов чувствительности с результатами эксперимента обнаружило удовлетворительное соответствие.

Одним из путей решения проблемы создания малогабаритных (малых по сравнению с длиной волны) низкочастотных преобразователей является применение колебательных систем с сосредоточенными параметрами. Весьма распространенной в гидроакустике конструкцией такого типа является составной вибратор, в котором роль упругости играет пьезоэлемент, а роль массы — пассивные накладки на торцах пьезоэлемента [1]. С точки зрения малогабаритности эта система противоречива: для понижения резонансной частоты необходимо увеличивать массу, а следовательно, и размеры пассивной части конструкции. В работе [2] рассматривается способ согласования двух акустических импедансов, в том числе импедансов преобразователя и внешней среды, основанный на использовании резонанса в пассивной системе из двух переходных слоев малой толщины, причем эта система рассматривается как резонатор с сосредоточенными массой и упругостью. Такая система обладает малогабаритностью в направлении, перпендикулярном к рабочей поверхности преобразователя, и может служить для одночастотного согласования вибратора.

В настоящей работе исследуется способ создания малогабаритных преобразователей, отличающийся от указанных выше тем, что он состоит в использовании дискретных (вообще говоря, многозвенных) структур, в которых инерционные элементы являются пьезоактивными. Увеличение по структуры при неизменной массе акти хранения габаритов структуры позво ния волны в структуре в принципе ск ность создавать малогабаритные (и сложными частотными характеристиками

В данной работе преобразователь такого типа исследуется на примере неоднородной дискретной структуры с двумя степенями свободы (двухзвенной). Однозвенная система рассматривается как предельный случай двухзвенной. Считается, что преобразователь работает в режиме приема.



Фиг. 1. Схема двухзвенного приемника
аттрактивности упругих элементов такой
внешней инерционных элементов и со-
чет сделать скорость распростране-
ния угодно низкой, что дает возмож-
ность (частотные) преобразователи со

Рассмотрим преобразователь из двух звеньев, первое из которых включает в себя приемную пластину массы M и площади S_1 , и пружину упругости κ_1 , а второе — пьезоэлемент массы m и длины l и пружину упругости κ_2 (фиг. 1). Будем считать, что пьезоэлемент обладает продольным пьезоэффе́ктом, и с его обкладок, каждая из которых имеет площадь S , снимается электрическое напряжение $\tilde{U}=U \exp(i\omega t)$.

Пусть на приемную пластину действует со стороны внешней среды сила $\tilde{F}=F \exp(i\omega t)$. Уравнения и граничные условия, описывающие движение колебательной системы преобразователя, имеют вид

$$\begin{aligned} \rho \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} &= \frac{\partial T}{\partial x}, \quad c_D \frac{\partial \xi}{\partial x} - hD = T, \quad \frac{1}{\varepsilon_s} D - h \frac{\partial \xi}{\partial x} = E, \\ M \ddot{y} &= -\kappa_1 y - \kappa_2 [y - \xi(0)] + \tilde{F}, \\ T(l) &= 0, \quad T(0) = (\kappa_2/S) [\xi(0) - y], \end{aligned}$$

где ρ — равновесная плотность пьезоэлектрика, $\xi(x)$ — смещение частиц пьезоэлемента, $T(x)$ — механическое напряжение в пьезоэлементе, c_D — модуль упругости пьезоэлектрика при постоянной электрической индукции D , h — пьезоконстанта, ε_s — диэлектрическая проницаемость пьезоэлектрика при постоянной деформации, $E(x)$ — электрическое поле в пьезоэлементе, y — координата приемной пластины. В приведенных соотношениях индексы у векторных и тензорных величин опущены, так как рассматриваются лишь x -компоненты векторных и xx -компоненты тензорных соотношений.

Исходя из решения приведенной системы уравнений, получаем выражение для матрицы импедансов $\|Z\|$ рассматриваемого преобразователя

$$(1) \quad \|Z\| = \begin{vmatrix} \frac{\beta M}{i\omega\gamma} & \frac{h\omega_{12}^2 M (1 - \cos kl)}{i\omega\gamma} \\ \frac{h\omega_{12}^2 M (1 - \cos kl)}{i\omega\gamma} & \frac{1}{i\omega C} + \frac{h^2\alpha}{i\omega\beta} \end{vmatrix},$$

где

$$\begin{aligned} \gamma &= S c_D k \sin kl - \kappa_2 \cos kl; & \beta &= S c_D k (\omega_1^2 + \omega_{12}^2 - \omega^2) \sin kl - \\ &- \kappa_2 (\omega_1^2 - \omega^2) \cos kl; & \alpha &= 2(\cos kl - 1) (\omega_1^2 + \omega_{12}^2 + \omega^2) + \\ &+ \kappa_2 / (S k c_D) (\omega_1^2 - \omega^2) \sin kl - \kappa_2 \omega_{12}^2 (1 - \cos kl)^2 / \gamma; \\ \omega_1^2 &= \kappa_1 / M; & \omega_{12}^2 &= \kappa_2 / M; & k &= \omega / c; \end{aligned}$$

c — скорость звука в пьезоэлектрике, $C = \varepsilon_s S / l$ — емкость пьезоэлемента при постоянной деформации.

Полученная матрица $\|Z\|$ пригодна для расчета преобразователя как в режиме приема, так и в режиме излучения. Из выражения матрицы следует, что изучаемая система является реактивным взаимным линейным электромеханическим четырехполюсником. Вследствие малогабаритности преобразователя в области рабочих частот должно выполняться неравенство

$$(2) \quad kl \ll 1.$$

Использование неравенства (2) позволяет упростить выражение (1). Упрощенное выражение $\|\bar{Z}\|$ имеет тот же вид, что и (1), однако вместо величин $(1 - \cos kl)$, β , α , γ используются соответственно величины $(kl)^2 / 2$, $\bar{\beta}$, $\bar{\alpha}$, $\bar{\gamma}$, где $\bar{\beta} = m[-\omega^4 + \omega^2(\omega_1^2 + \omega_{12}^2 + \omega_2^2) - \omega_2^2 \omega_1^2]$, $\bar{\gamma} = m(\omega^2 - \omega_2^2)$, $\bar{\alpha} = -\kappa_2(\omega_1^2 - \omega^2)/\kappa - (kl)^2(\omega_1^2 + \omega_{12}^2 - \omega^2) - \omega_2^2 \omega_{12}^2 (kl)^4 / [4(\omega^2 - \omega_2^2)]$, $\omega_2^2 = \kappa_2/m$, $\kappa = S c_D / l$ — коэффициент упругости пьезоэлемента.

Из упрощенных выражений следует, что движение колебательной системы преобразователя определяется в основном ее сосредоточенными па-

раметрами, а малый параметр kl в данном случае выступает в роли одного из факторов, характеризующих электромеханическое взаимодействие в преобразователе.

Используя матрицу $\|\bar{Z}\|$, получаем выражения для основных величин, характеризующих преобразователь.

Механический входной импеданс определяется формулой

$$Z_m = \frac{M\bar{\beta}(Z_e + \xi)}{i\omega\bar{\gamma}(Z_e + \xi) + \omega_{12}^2 h^2 \kappa_2 (kl)^4 (4\bar{\beta})^{-1}},$$

где Z_e — импеданс нагрузки на электрической стороне, $\xi = (i\omega C)^{-1} + h^2 \bar{\alpha} (i\omega \bar{\beta})^{-1}$ — электрический импеданс преобразователя при заторможенной пластине M . Если приемник работает в режимах холостого хода, короткого замыкания или замкнут на реактивный электрический импеданс, то Z_m удовлетворяет теореме Фостера [3], определяющей характер его частотной зависимости.

Выражение для амплитуды p колебаний полного звукового давления, действующего на приемную поверхность, имеет вид [4]: $p = p_1 / (1 + Z_s/Z_m)$, где Z_s — механический импеданс излучения преобразователя, p_1 — давление в падающей плоской волне.

Учитывая это выражение, получаем для чувствительности \bar{v} приемника в поле плоской волны

$$\bar{v} = \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_e h \kappa_2 (kl)^2 S_1}{M\bar{\beta}(Z_e + \xi) + [i\omega\bar{\gamma}(Z_e + \xi) + \omega_{12}^2 h^2 \kappa_2 (kl)^4 (4\bar{\beta})^{-1}] Z_s}.$$

Для чувствительности v_x в режиме холостого хода ($Z_e \rightarrow \infty$) имеем формулу

$$(3) \quad v_x = \frac{h \kappa_2 (kl)^2 S_1}{2[-\omega^4 + \omega^2(\omega_2^2 + \bar{\omega}_{12}^2 + \bar{\omega}_1^2) - \omega_2^2 \bar{\omega}_1^2 + i\omega R_s (\omega^2 - \omega_2^2)] \times \times (M + M_s)^{-1} m (M + M_s)},$$

где $R_s = \text{Re}[Z_s]$ — сопротивление излучения преобразователя, $M_s = -\text{Im}[Z_s]/\omega$ — присоединенная масса преобразователя, $\bar{\omega}_{12}^2 = \kappa_2 / (M + M_s)$, $\bar{\omega}_1^2 = \kappa_1 / (M + M_s)$.

Проанализируем полученную формулу (3). Прежде всего, из нее следует, что резонансные частоты и ширина резонансных полос преобразователя определяются сосредоточенными параметрами его колебательной системы (коэффициентами упругости пружин, массами приемной пластины и пьезоэлемента), а также импедансом излучения. В самом деле, резонансные частоты $\Omega_{1,2}$ могут быть определены из соотношения

$$\Omega_{1,2}^2 = \frac{\bar{\omega}_1^2 + \bar{\omega}_{12}^2 + \omega_2^2}{2} \mp \sqrt{\left(\frac{\bar{\omega}_1^2 + \bar{\omega}_{12}^2 + \omega_2^2}{2}\right)^2 - \bar{\omega}_1^2 \omega_2^2}$$

(сопротивлением излучения при подсчете резонансных частот можно пренебречь, так как для малогабаритных преобразователей оно невелико вследствие малого волнового размера приемно-излучающей поверхности и учет его незначительно изменяет резонансные частоты).

Абсолютная величина чувствительности на резонансах определяется формулой

$$v = \frac{h(kl)^2 S_1 \omega_2^2}{2\Omega(\Omega^2 - \omega_2^2)(R_s + \eta)},$$

где η — «эффективный» коэффициент трения, приведенный к скорости движения приемной пластины и обвязанный своим происхождением внутренним потерям в преобразователе. Повышение чувствительности может быть достигнуто за счет выбора пьезоэлемента с большим отношением

h/c^2 , увеличения длины пьезоэлемента и, если $R_s \gg \eta$, за счет понижения резонансных частот и уменьшения площади приемной пластины. В дальнейшем будем считать условие $R_s \gg \eta$ выполненным.

Отношение значений чувствительности v_1 и v_2 на резонансах выражается формулой

$$v_1/v_2 = \Omega_2(\Omega_2^2 - \omega_2^2)/\Omega_1(\Omega_1^2 - \omega_2^2).$$

Если $\Omega_1 < \Omega_2$, то $v_1 > v_2$, т. е. чувствительность на низкочастотном резонансе всегда выше, чем на втором (более высокочастотном) резонансе. Отметим, что если $\bar{\omega}_1^2 + \bar{\omega}_{12}^2 > \omega_2^2$, то указанное различие становится особенно значительным.

В некоторых случаях важно получить одинаковую чувствительность приемника на двух частотах. В конструкциях рассматриваемого типа примерно равная чувствительность на обоих резонансах может быть получена только в том случае, когда резонансные частоты близки, т. е. $|\Omega_2 - \Omega_1| \ll \Omega_1, \Omega_2$. Этот случай реализуется при выполнении условий

$$(4) \quad \kappa_2 \ll \kappa_1,$$

$$(5) \quad (\kappa_1 + \kappa_2)/\kappa_2 \sim M/m.$$

Условие (4) соответствует слабой упругой связи парциальных систем (уменьшение коэффициента связи $\sigma = [\kappa_2/(\kappa_1 + \kappa_2)]^{1/2}$ ведет к приближению резонансных частот системы к парциальным частотам). Соотношение (5) является условием близости парциальных частот системы, т. е. условием сильной связности парциальных систем.

Относительная ширина обеих резонансных кривых выражается формулой

$$\frac{\Delta\omega}{\Omega_j} = \frac{R_s(\Omega_j)}{\Omega_j(M+M_s)} \cdot \frac{|\Omega_j^2 - \omega_2^2|}{\sqrt{(\bar{\omega}_1^2 + \bar{\omega}_{12}^2 + \omega_2^2)^2 - 4\bar{\omega}_1^2\omega_2^2}} \quad (j=1, 2),$$

где $\Delta\omega$ — полоса частот, в которой чувствительность превышает половину своего значения на выбранной резонансной частоте. Ширина резонансных кривых растет по мере уменьшения коэффициента связи и повышения резонансных частот.

Важно, что величина произведения ширины резонансной кривой на чувствительность на соответствующем резонансе растет по мере приближения системы к вырожденной, т. е. для повышения указанного произведения необходимо выполнение условий (4) и (5).

Отметим, что на частоте антрезонанса ω_2 потери на излучение отсутствуют, так как приемная пластина колебаний не совершает. Тем не менее ни расчет, ни эксперимент не обнаруживают практически никаких особенностей чувствительности на частоте ω_2 .

Однозвездный преобразователь может рассматриваться как предельный случай двухзвенного при $\kappa_2 \rightarrow \infty$. Осуществляя в выражении (1) предельный переход $\kappa_2 \rightarrow \infty$ и учитывая (2), получаем для матрицы импедансов однозвездного преобразователя

$$\|Z_1\| = \frac{1}{i\omega} \begin{vmatrix} (M+m)(\omega_0^2 - \omega^2) & -h(kl)^2 \\ -h(kl)^2 & C^{-1} + h^2\bar{\mu}/(\beta_1 S) \end{vmatrix},$$

где

$$\beta_1 = (M+m)(\omega_0^2 - \omega^2)/M; \quad \bar{\mu} = S(kl)^2/M + (\omega_1^2 - \omega^2)l/c_D; \quad \omega_0^2 = \kappa_1/(M+m).$$

Входной механический импеданс однозвездного преобразователя выражается формулой

$$Z_M = \frac{(M+m)(\omega_0^2 - \omega^2)(Z_e + \xi_1)}{i\omega \{ \xi_1 + Z_e + h^2(kl)^2 [2i\omega(M+m)(\omega_0^2 - \omega^2)]^{-1} \}},$$

где $\xi_1 = (i\omega C)^{-1} + h^2\bar{\mu}(i\omega\beta_1 S)^{-1}$ — электрический импеданс при заторможенной приемно-излучающей пластине.

Для чувствительности приемника в поле плоской волны получаем:

$$\tilde{v}_1 = \frac{h(kl)^2 S_1}{2(1+\xi_1/Z_e) \{ i\omega Z_s + (M+m) (\omega_0^2 - \omega^2) (\xi_1 + Z_e) / [\xi_1 + Z_e + h^2(kl)^4 (4i\omega)^{-1} (M+m)^{-1} (\omega_0^2 - \omega^2)^{-1}] \}}.$$

Если приемник работает в режиме холостого хода, то выражение для чувствительности значительно упрощается

$$v_{1x} = h(kl)^2 S_1 / 2(M+m+M_s) (\omega^2 - i\omega\delta - \omega_p^2),$$

где $\omega_p^2 = \omega_1 / (M+m+M_s)$, $\delta = R_s / (M+m+M_s)$.

Ширина резонансной кривой выражается формулой

$$\Delta\omega / \omega_p = R_s / \omega_p (M+M_s+m).$$

В связи с рассмотрением резонансных свойств и эффективности преобразователя возникает вопрос о влиянии на эти характеристики внутренних потерь энергии в преобразователе. При исследовании малогабаритных преобразователей этот вопрос представляет особый интерес, так как из-за малого волнового размера приемно-излучающей поверхности мощность указанных потерь может оказаться того же порядка, что и мощность потерь на сопротивлении излучения. Важно также выявить относительную роль двух типов потерь в преобразователе: механических потерь в конструкции (на трение, в склейках и т. п.) и внутренних (диэлектрических и тепловых) потерь в пьезоэлектрике. Рассмотрение влияния потерь проведем для наглядности на примере однозвенного приемника. Внутренние потери в пьезоэлектрике учтем введением комплексной добавки к скорости звука в пьезоэлектрике: $c = c_0 [1 + i\beta(\omega)]$ (как правило, $|\beta| \ll 1$ для пьезокерамики, применяемой в гидроакустике). Для учета механических потерь в конструкции введем коэффициент сопротивления η .

Тогда с учетом неравенства (2) для чувствительности приемника в режиме холостого хода получаем

$$\tilde{v}_{1x} = \frac{h(\omega l/c_0)^2 (1-2i\beta) S_1 / 2}{(M+M_s) [\omega^2 - \bar{\omega}_1^2 - i\omega(\eta+R_s)/(M+M_s)]} \times \\ \times \left[1 - \frac{1}{2} (\omega l/c_0)^2 + i(\omega l/c_0)^2 \beta \right] + \omega^2 m,$$

где $\bar{\omega}_1^2 = \omega_1 / (M+M_s)$. Из этого соотношения видно, что в его знаменателе влиянием потерь в пьезоэлектрике можно пренебречь даже в том случае, когда они велики, так как коэффициент β домножается на малый параметр $(\omega l/c_0)^2$. Таким образом, в первом приближении потери в пьезоэлектрике на резонансную частоту и ширину резонансной кривой не влияют, но оказывают влияние на величину чувствительности, так как входят в числитель выражения. Механические же потери в конструкции в первом приближении влияют как на резонансную чувствительность, так и на ширину резонансной кривой. Чувствительность приемника на частоте резонанса определяется соотношением

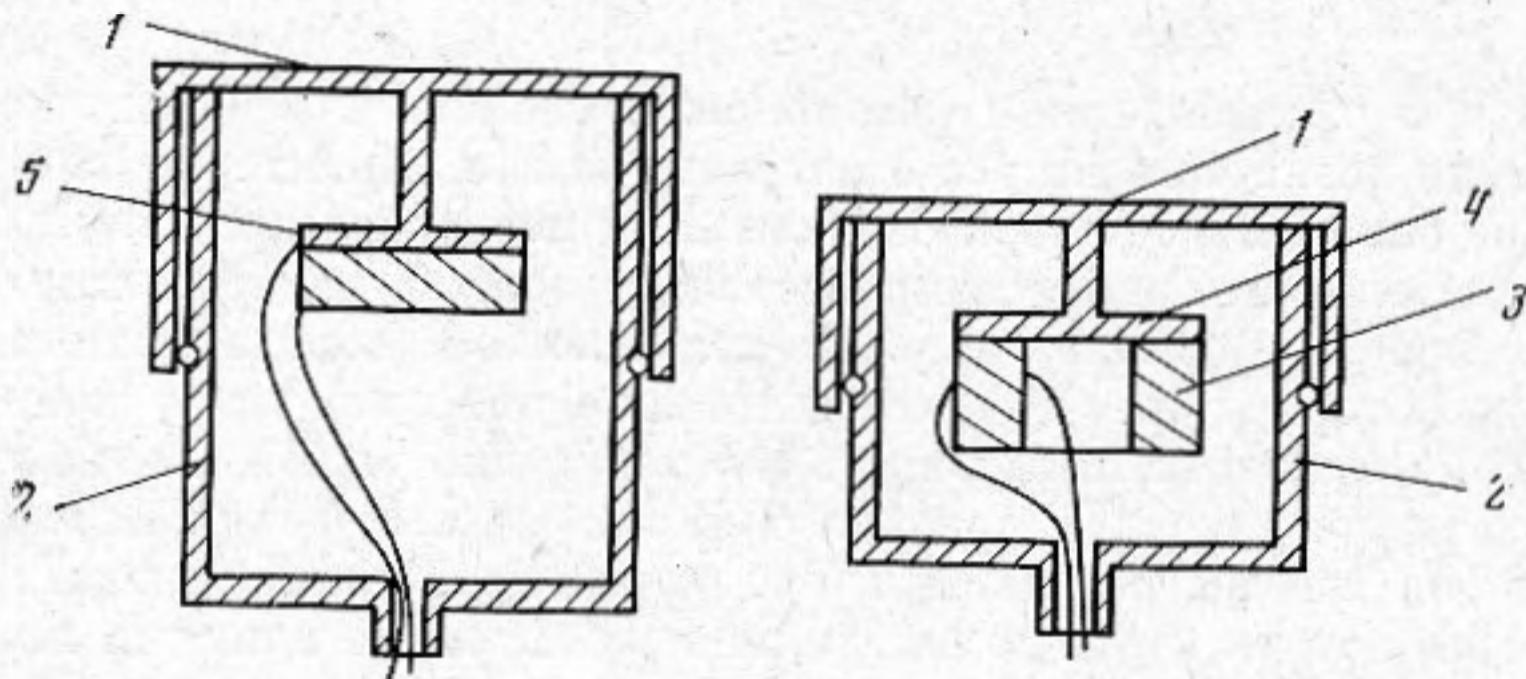
$$v_p = h(l/c_0)^2 (1-2i\beta) S_1 \omega^2 / i\omega(R_s + \eta).$$

Из этого выражения следует, что уменьшение механических потерь в конструкции играет особую роль с точки зрения эффективности малогабаритных приемников, ибо превышение коэффициента η над R_s приводит к значительному падению чувствительности за счет больших потерь энергии на механическом сопротивлении преобразователя.

С целью экспериментальной проверки были разработаны и изготовлены конструкции двухзвенного и однозвенного приемников (фиг. 2). Ис-

ходя из условий конкретной задачи, которая ставилась при создании приемников, их рабочие частоты лежали в области 2–11 кГц. Упругие элементы в виде пружин, мембран, сильфонов и т. п. не могли обеспечить необходимую жесткость в этом диапазоне частот, поэтому в данных конструкциях роль упругих элементов выполняли нагруженные балки и пластины.

Упругая пластина 1, прижатая к дюралевому корпусу 2, выполняла функцию приемной поверхности, диаметр ее у всех приемников составлял 4 см. В двухзвенном приемнике использовались пьезокерамическое кольцо 3 длины 1, радиуса 1 и толщины 0,3 см из материала ЦТС-19, работавшее на поперечном пьезоэффеќте (схема расчета преобразователя с поперечным пьезоэффеќтом незначительно изменяется по сравнению со случаем продольного пьезоэффеќта и поэтому не приводится). Кольцо при-



Фиг. 2. Конструкции однозвенного и двухзвенного приемников

клеивалось торцевой поверхностью к балке 4. В однозвенных приемниках использовались пьезопластины из ЦТС-19 толщины 1 см (приемник № 1) и 0,2 см (приемник № 2), которые приклеивались к металлическому диску 5, обеспечивавшему равномерное силовое воздействие на их поверхность.

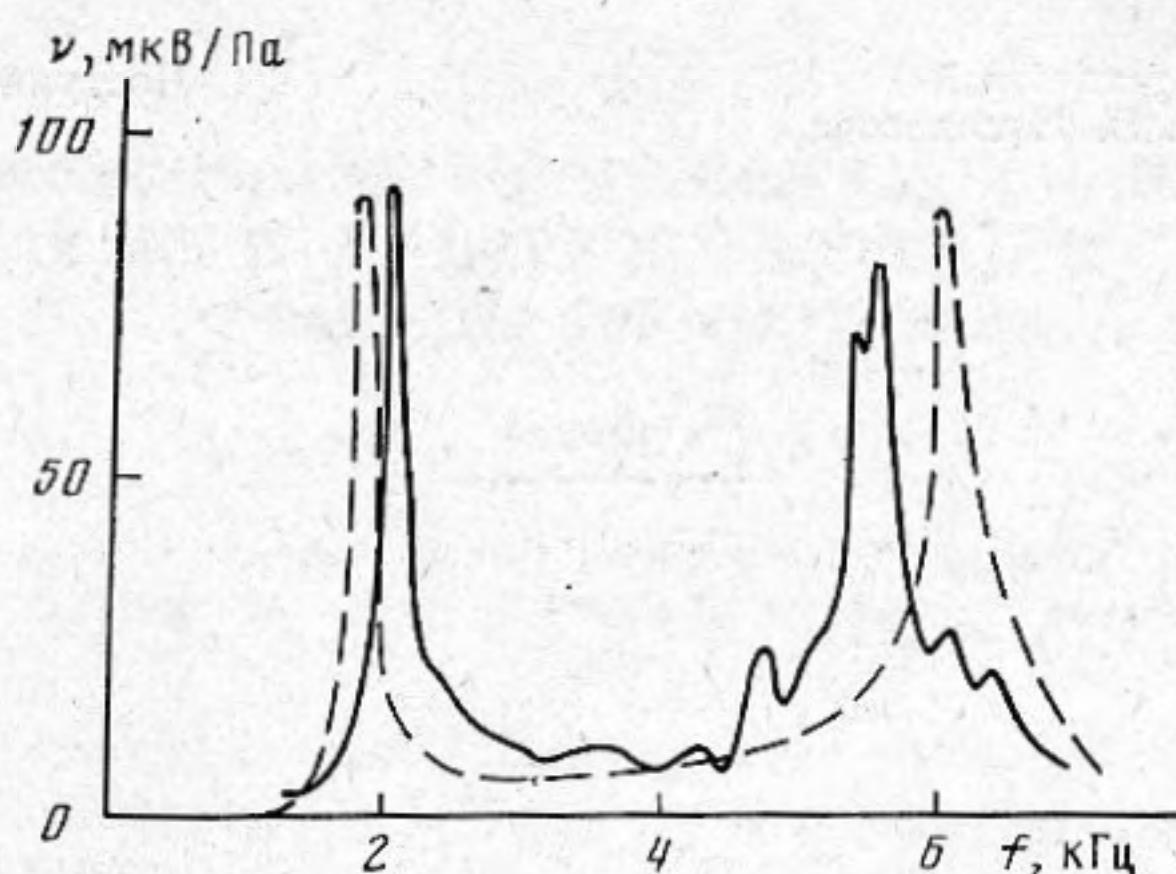
Расчет параметров колебательных систем, содержащих нагруженные балки и пластины, производился с помощью метода Рэеля [5]. Импеданс излучения круглой пластины, жестко закрепленной по краям, с инерционной нагрузкой в центре рассчитывался с помощью метода, приведенного в работе [4].

Экспериментальные исследования проводились в открытом водоеме. Для измерения использовался непрерывный режим. Чувствительность исследуемых приемников определялась методом сравнения с калиброванным приемником [6]. С выхода исследуемых и калиброванного приемников сигналы подавались через предварительный усилитель и фильтры третьоктавного анализатора на самописец уровня электрических колебаний и осциллограф. При всех измерениях уровень сигнала превышал уровень шума на 25–30 дБ.

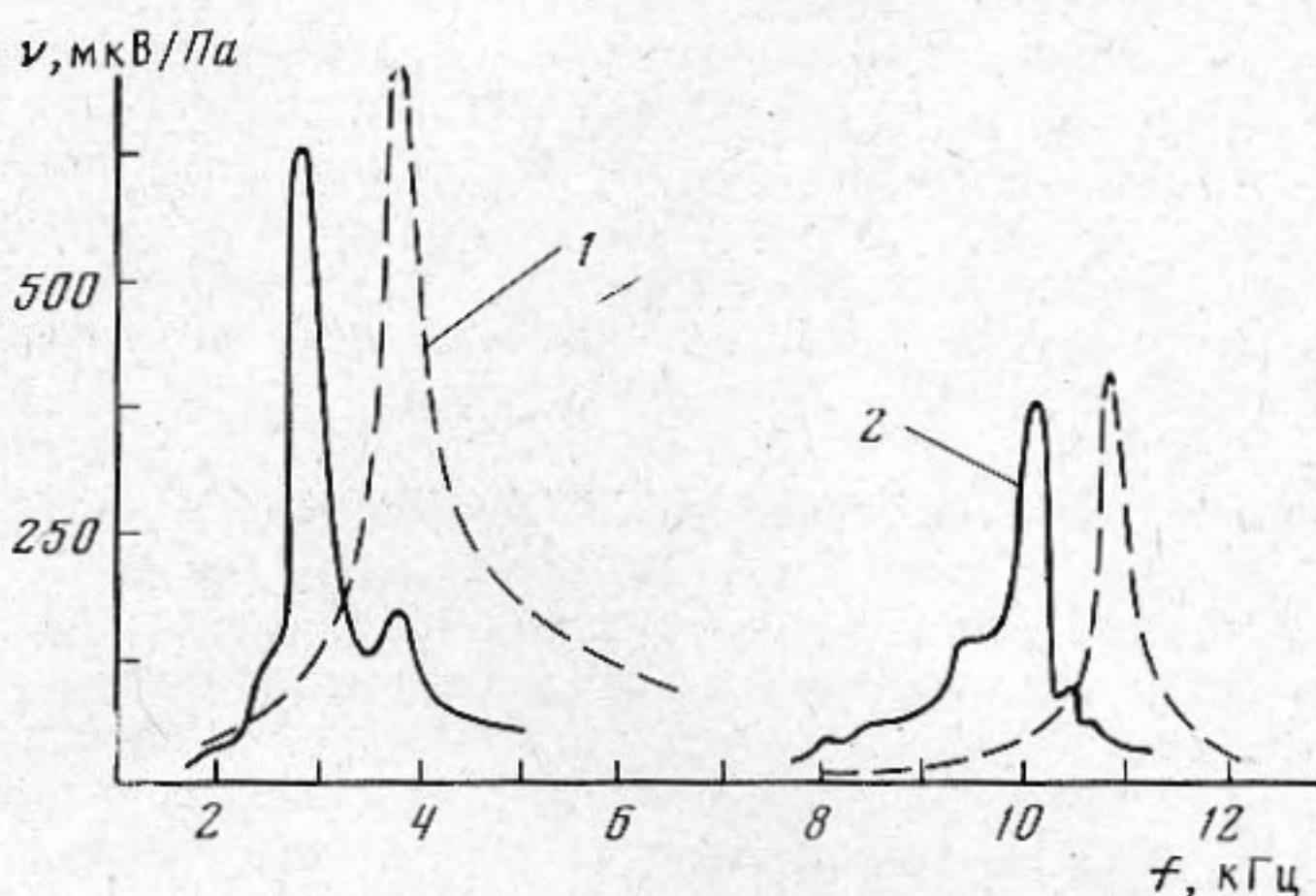
Глубина места H в районах измерения составляла 26 и 11,5 м. Приемники и излучатель погружались на глубину $h=10$ м ($H=26$ м) и $h=5$ м ($H=11,5$ м). Калибровка проводилась в дальнем поле излучателя. Проверка выполнения при калибровке условий свободного поля производилась путем измерения звукового давления на различных расстояниях от излучателя при различных частотах.

На фиг. 3 и 4 приведены теоретические кривые чувствительности (пунктирные кривые) и результаты калибровки (сплошные кривые) для двухзвенного приемника (фиг. 3) и двух однозвенных (фиг. 4). Понижение резонансных частот по сравнению с частотами распределенных (полуволновых) резонансов соответствующих пьезоэлементов составило 125

и 40 раз для двухзвенного приемника, 70 для однозвенного приемника № 1 и 125 раз для приемника № 2. Сравнение экспериментальных кривых с теоретическими позволяет сделать вывод о том, что предложенный метод расчета преобразователей данной конструкции приводит к результатам, удовлетворительно совпадающим с экспериментальными. Некоторое отклонение расчетной и измеренной чувствительности на резонансах и ширины резонансных кривых является следствием того, что при расчете учитывались лишь потери на излучение. Небольшое отличие расчетных



Фиг. 3. Частотная зависимость чувствительности двухзвенного приемника



Фиг. 4. Частотные зависимости чувствительности однозвенных приемников (1 – кривые для приемника № 1, 2 – кривые для приемника № 2)

резонансных частот от измеренных объясняется тем, что метод Рэлея, с помощью которого производился расчет, является приближенным, а также тем, что параметры использованных материалов при расчетах брались из таблиц [7], а не определялись непосредственно.

Таким образом, эксперимент доказывает возможность использования в гидроакустической практике преобразователей на основе неоднородных дискретных структур с пьезоактивными инерционными элементами, а также справедливость рассмотренного метода их расчета.

Авторы выражают благодарность сотрудникам кафедры акустики Физического факультета МГУ, участвовавшим в обсуждении работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Физическая акустика / Под ред. Мезона У. Т. ИА. М.: Мир, 1966.
2. Аранович В. Б., Прудов И. А. О резонансном согласовании в тонких переходных слоях. — Акуст. ж., 1971, т. 17, № 4, с. 513—520.
3. Скучик Е. Простые и сложные колебательные системы. М.: Мир, 1970.
4. Тюлин В. Н. Введение в теорию излучения и рассеяния звука. М.: Наука, 1976.
5. Тимошенко С. П. Колебания в инженерном деле. М.: Наука, 1967.
6. Боббер Р. Дж. Гидроакустические измерения. М.: Мир, 1972.
7. Кэй Дж., Лэби Т. Таблицы физических и химических постоянных. М.: Физматгиз, 1962.

Московский государственный
университет им. М. В. Ломоносова,
Кафедра акустики

Поступила в редакцию
30.IV.1980
после исправления
19.II.1981