

## К вопросу построения и возбуждения широкополосных преобразователей волноводного типа и составленных из них антенн

Г. С. Скуратов, Б. Г. Степанов✉

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

✉ bgstepanov@etu.ru

**Аннотация.** Рассмотрены варианты построения широкополосных преобразователей волноводного типа (ПВТ) и собранных из них антенн, позволяющие почти в два раза уменьшить их массогабаритные параметры при сохранении эффективности излучения и полосы пропускания. ПВТ представляет собой соосный набор пьезоцилиндров с заполненной жидкостью внутренней полостью, в которой реализуется режим бегущей волны вдоль оси ПВТ. Один вариант сопряжен с построением антенн из двух ПВТ с разными частотами, а другой основан на замене каждого пьезоцилиндра ПВТ двумя пьезоцилиндрами с разными частотами. Представлены результаты расчетов частотных и импульсных характеристик звукового давления, а также характеристик направленности антенн. Дана сравнительная характеристика вариантов построения антенн с разными по конструкции ПВТ, отмечаются их преимущества и недостатки. Проведен анализ направленных свойств антенн при их работе в импульсном и непрерывном режимах.

**Ключевые слова:** преобразователь волноводного типа, широкополосность, амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики, антенна, характеристика направленности, короткие акустические сигналы

**Для цитирования:** Скуратов Г. С., Степанов Б. Г. К вопросу построения и возбуждения широкополосных преобразователей волноводного типа и составленных из них антенн // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2025. Т. 18, № 10. С. 5–17. doi: 10.32603/2071-8985-2025-18-10-5-17.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Original article

## On the Issue of Construction and Excitation of Broadband Waveguide Type Transducers and Antennas Made Up of Them

G. S. Skuratov, B. G. Stepanov✉

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

✉ bgstepanov@etu.ru

**Abstract.** Options for the construction of broadband transducer of waveguide type (TWT) and antennas assembled from them are considered, which make it possible to reduce their weight and size parameters by almost half while maintaining radiation efficiency and bandwidth. TWT is a coaxial set of piezocylinders with a liquid-filled inner cavity in which a traveling wave mode is implemented along the TWT axis. One option involves building antennas from two TWT with different frequencies, while the other option is based on replacing each piezocylinder of TWT with two piezocylinders with different frequencies. The results of calculations of frequency and pulse characteristics of sound pressure, as well as antennas directional characteristics are presented. A comparative characteristic of antenna construction options with different TWT designs is given, their advantages and disadvantages are noted. The directional properties of antennas during their operation in pulsed and continuous modes are analyzed.

**Keywords:** transducer of waveguide type, broadband, frequency characteristics, antenna, directional characteristic, short acoustic signals

**For citation:** Skuratov G. S., Stepanov B. G. On the Issue of Construction and Excitation of Broadband Waveguide Type Transducers and Antennas Made Up of Them // LETI Transactions on Electrical Engineering & Computer Science. 2025. Vol. 18, no. 10. P. 5–17. doi: 10.32603/2071-8985-2025-18-10-5-17.

**Conflict of interest.** The authors declare no conflicts of interest.

**Введение.** В последнее время для повышения информативности, помехозащищенности и разрешающей способности гидроакустических систем в качестве зондирующих сигналов все чаще используются сложные, спектрально широкополосные сигналы, в том числе и ультракороткие импульсы, подобные сигналам китообразных [1]–[6]. Это предполагает как наличие, так и необходимость совершенствования и разработки новых широкополосных излучающих гидроакустических систем. Одно из направлений построения таких систем – использование разночастотных, конструктивно подобных преобразователей в составе антенны [7]–[11]. Эти решения, как и ряд других [12]–[14], реализуя широкополосное излучение звуковых волн, не всегда обеспечивают линейность фазочастотной характеристики (ФЧХ), которая важна при формировании сложных сигналов, а особенно ультракоротких импульсов. Линейная ФЧХ излучения может быть получена для преобразователей, построение и возбуждение которых базируется на решении для них задач синтеза [15]–[17].

К таким преобразователям относятся широкополосные преобразователи волноводного типа (ПВТ), которые представляют собой соосный набор  $N$  пьезоцилиндров (внутренний радиус  $a$ , высота  $l$  и межцентровое расстояние  $d$ ) с заполненной жидкостью внутренней полостью [16]–[18]. Возбуждение пьезоцилиндров реализует режим бегущей волны внутри ПВТ, а излучение происходит через апертуры крайних пьезоцилиндров. Колебания пьезоцилиндров ПВТ описываются системой уравнений [17], [18]

$$\sum_{k=1}^N Z_{ik}^* v_k = N_{\text{тр}} U_i, \quad (1)$$

где  $Z_{ik}^* = Z_{ii} + Z_i^{(\text{Пр})}$  при  $i = k$ ,  $Z_{ik}^* = Z_{ik}$  при  $i \neq k$ ,  $Z_{ii}$  и  $Z_{ik}$  – собственное и взаимные сопротивления излучения,  $Z_i^{(\text{Пр})}$  – механический импеданс  $i$ -го пьезоцилиндра;  $v_k$  – колебательная скорость излучающей в жидкость поверхности  $k$ -го пьезоци-

линдра;  $N_{\text{тр}}$  – коэффициент электромеханической трансформации;  $U_i$  – возбуждающее электрическое напряжение,  $i = 1, 2, \dots, N$ .

В [18] исследовалось влияние на АЧХ и ФЧХ излучения ряда параметров ПВТ при возбуждении его пьезоцилиндров последовательно увеличивающимися с ростом номера амплитудами электрических напряжений:

$$U_i(\omega) = U_{Nm} \left[ q + (1 - q)(i - 1)/(N - 1) \right] e^{j\omega\tau(i-1)}, \quad (2)$$

где  $q = U_{1m}/U_{Nm}$ ,  $U_{1m}$  и  $U_{Nm}$  – амплитуды электрического напряжения, подаваемые на пьезоцилиндры с номерами 1 и  $N$  соответственно;  $\omega$  – круговая частота;  $\tau = d/c_0$ ,  $c_0$  – скорость звука в жидкости, заполняющей внутреннюю полость ПВТ. Там также отмечалось, что полоса пропускания таких ПВТ увеличивается с ростом числа пьезоцилиндров  $N$ , т. е. продольных размеров ПВТ. С позиции уменьшения массогабаритных параметров антенн, составленных из ПВТ, наибольший интерес представляет влияние на АЧХ излучения параметра  $n_{0\text{к}} = c_0/c_{\text{к}}$  [18], определяющего соотношение скоростей звука в жидкости  $c_0$ , заполняющей ПВТ, и в материале пьезоцилиндров ПВТ  $c_{\text{к}}$ .

Скорость звука в жидкостях, потенциально возможных для использования в ПВТ, изменяется в пределах  $c_0 \approx 1300 \dots 1900$  м/с, но наиболее удобная жидкость – вода. Современные составы пьезокерамики обладают достаточно широким диапазоном значений скорости звука  $c_{\text{к}}$ . В соответствии с данными разных производителей [19], [20] для пьезокерамики на основе цирконата-титаната свинца (ЦТС-19, ЦТСНВ-1, ЦТБС-3, АРС-841, РЗТ-5Н, РРК-21 и др.)  $c_{\text{к}} \approx 2500 \dots 3700$  м/с, а на основе титаната бария (ТБК-3, ЕС-31 и др.)  $c_{\text{к}} \approx 4200 \dots 4500$  м/с. Возможность дополнительного влияния на значение скорости звука имеется у сравнительно низкочастотных секционированных пьезоцилиндров с тангенциальной поляризацией, содержащих чередующуюся по окружности последовательность пьезокера-

мических и пассивных трапецеидальных призм [21], [22]. Отметим, что для использования в ПВТ секционированных пьезоцилиндров нужна свободная их внутренняя поверхность, поэтому понадобится выполнение электрического монтажа на торцах пьезоцилиндров (с последующей заливкой полиуританом) или на их внешней поверхности.

Эффективная скорость звука  $c_{эф}$  секционированных пьезоцилиндров и, соответственно, их резонансная частота  $f_{эф}$  радиальных колебаний могут быть определены по формулам [21]

$$c_{эф} = c_k / \sqrt{\beta_E \beta_p} \quad \text{и} \quad f_{эф} \approx c_{эф} / 2\pi R,$$

где  $\beta_E = (1 - \alpha) + \alpha E_k / E_v$ ;  $\beta_p = (1 - \alpha) + \alpha \rho_v / \rho_k$ ,  $\alpha = \varphi_v / \varphi_k$  – коэффициент заполнения,  $\varphi_v$  и  $\varphi_k$  – угловые доли пассивных и пьезокерамических трапецеидальных призм;  $E_v$ ,  $E_k$  и  $\rho_v$ ,  $\rho_k$  – соответственно, модули Юнга и плотности материалов пассивных вставок (призм) и пьезокерамики;  $R$  – средний радиус пьезоцилиндра. Согласно расчетным оценкам, для сравнительно небольшого соотношения долей по углу (объему) пассивных и пьезокерамических трапецеидальных призм  $\alpha = 0.1 \dots 0.2$ , в случае изготовления первых из текстолита и углепластика  $c_{эф} \approx (0.75 \dots 0.65)c_k$ , а из металлов (сталь, титан, дюралюминий и т. п.)  $c_{эф} \approx (1.05 \dots 1.1)c_k$ , что пропорционально отражается на резонансной частоте  $f_{эф}$  радиальных колебаний. Таким образом, применяя только один состав пьезокерамики, можно получить значения эффективной скорости звука радиальных колебаний  $c_{эф}$ , отличающиеся в 1.4...1.7 раза. При этом дополнительно можно использовать виды пьезокерамики с разными значениями  $c_k$ . Указанные обстоятельства позволяют получить пьезоцилиндры с заметно отличающимися резонансными частотами, но с одними и теми же габаритами.

**Варианты построения широкополосных антенн, составленных из ПВТ.** Возможность получения разных  $c_{эф}$  ( $c_k$ ) может быть использована для построения двух моделей антенн: составленных из разночастотных ПВТ и содержащих так называемые составные ПВТ, которые образованы набором чередующихся пар разночастотных пьезоцилиндров [23], возбуждаемых подобно (2). Оба варианта позволяют сократить в два раза массогабаритные параметры антенны (уменьшая число пьезоцилиндров) и при этом обеспечить достижение той же ширины полосы пропускания, кото-

рая получается при использовании базовой модели ПВТ [18]. При этом в целом сохраняется линейность итоговой ФЧХ излучения антенны. Рассмотрим последовательно эти варианты.

Разночастотная антенна образуется фронтальными апертурами расположенных параллельно друг другу ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>, каждый из которых содержит идентичные пьезоцилиндры, но отличающиеся друг от друга резонансными частотами  $f_{1р}$  и  $f_{2р}$  ( $f_{1эф}$  и  $f_{2эф}$ ) или скоростями звука  $c_{1к}$  и  $c_{2к}$  ( $c_{1эф}$  и  $c_{2эф}$ ). Принцип работы, условия возбуждения пьезоцилиндров в ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>, в целом, аналогичны базовой модели ПВТ [18], а их полевые и нагрузочные характеристики описываются теми же формулами. В зависимости от требований к формированию характеристики направленности (ХН) антенны возможны разные варианты компоновки излучающих апертур ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>. В качестве примера на рис. 1 приведены два варианта компоновки ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub> в антенне (схематически показаны их водозаполненные апертуры с указанием соответствующих номеров).

АЧХ излучения антенны, составленной из разночастотных ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>, согласно принципу суперпозиции, представляет собой сумму АЧХ этих ПВТ с учетом их амплитудно-фазовых соотношений и по сути формируется двумя сдвинутыми друг относительно друга областями частот, которые могут быть объединены в общую полосу частот, подобно [7]–[11]. В частности, для звукового давления, создаваемого ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub> во фронтальном (фр) и тыльном (т) направлениях [16]–[18], можно записать:  $p_{\Sigma}^{(фр,т)} = p_1^{(фр,т)} + p_2^{(фр,т)}$ , где  $p_1^{(фр,т)}$  и  $p_2^{(фр,т)}$  – звуковые давления ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>, определяемые согласно [18, формула (4)]. Это позволяет дать принципиальную оценку результата сложения звуковых давлений, например с позиции получаемой полосы пропускания, но не учитывает расположение апертур ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub> друг относительно друга и их количества, влияющие на формирование ХН антенны. Для нее это можно сделать, основываясь на знании характера распределения в апертурах ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub> нормальных к ним  $z$ -компонент колебательных скоростей

$$v_{z1,2}^{(фр,т)} = \frac{1}{j\omega\rho_0} \frac{\partial p_{1,2}^{(фр,т)}}{\partial z}, \quad \text{где } \omega \text{ – круговая}$$

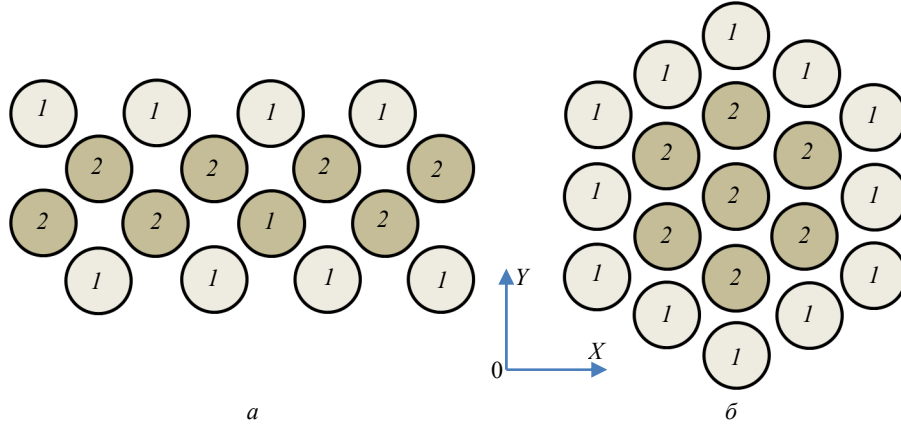


Рис. 1. Варианты (а) и (б) расположения апертур ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub> в антенне  
Fig. 1. Options (a) and (б) for the location of apertures of TWT<sub>1</sub> and TWT<sub>2</sub> in the antenna

частота;  $\rho_0$  – плотность среды, в которую происходит излучение;  $z$  – координата [18]. Согласно полученным результатам расчетов, а также данным [16]–[18], в рабочем диапазоне частот ПВТ  $k_0 a \leq 3.8$  ( $k_0 = \omega/c_0$ ,  $c_0$  – скорость звука в воде;  $a$  – внутренний радиус пьезоцилиндров) можно считать распределение амплитуд  $z$ -компонент колебательных скоростей  $|v_{z1,2}^{(\text{фр})}|$  по радиусу в апертурах ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub> постоянными, хотя и зависящими от частоты (волнового размера  $k_0 a$ ).

Поскольку работа ПВТ предполагается в достаточно широкой полосе частот и конструктивно их апертуры не могут касаться друг друга, то с целью минимизации возможности появления дополнительного максимума ХН антенны во фронтальном направлении (особенно при сканировании ХН) [17], ряды апертур ПВТ желательно располагать со сдвигом друг относительно друга, как, в частности, это показано на рис. 1, а для ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>.

Звуковое давление, формируемое антенной, и ее ХН будут зависеть от конкретного расположения в ней апертур ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>. Для оценки этого влияния воспользуемся формулой Гюйгенса для звукового давления  $p$ , создаваемого плоской поверхностью  $S$ , расположенной в жестком экране [15]:

$$p = -\frac{j\omega\rho_0}{2\pi} \int_S \frac{v_n(S) e^{-j(\omega t - k_0 r)}}{r} dS, \quad (3)$$

где  $v_n(S)$  – распределение нормальной компоненты колебательной скорости по поверхности  $S$ ;  $r$  – расстояние от элемента поверхности  $dS$  до точки наблюдения  $M$ .

Для плоских дискретных антенн (например, рис. 1) с учетом принципа суперпозиции и формулы (3), при рассмотрении суммарного звукового давления в дальней зоне, можно записать:

$$p_{\Sigma}^{(\text{фр}, \tau)} = -\frac{j\omega\rho_0}{2\pi r_0} e^{-j(\omega t - k_0 r_0)} \times \int_S V_z^{(\text{фр}, \tau)}(\omega, S) e^{-jk(\sin\theta \cos\psi + \sin\theta \sin\psi)} dS, \quad (4)$$

где  $V_z^{(\text{фр}, \tau)}(\omega, S)$  – функция, определяющая распределение в антенне  $z$ -компонент колебательной скорости в апертурах ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>;  $r_0$  и  $\theta$ ,  $\psi$  – расстояние и углы сферической системы координат, центр которой совмещен с центром антенны. В частности, при условии равномерного распределения  $z$ -компонент колебательной скорости в апертурах ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub> и определения ХН антенны в заданной плоскости с использованием теорем направленного действия [24], выражение (4) может быть преобразовано к следующему виду:

$$p_{\Sigma}^{(\text{фр}, \tau)} = -\frac{j\omega\rho_0 e^{jk_0 r_0}}{2r_0} a^2 \left[ n_1 v_{z1}^{(\text{фр}, \tau)}(\omega) R_1(\theta) + n_2 v_{z2}^{(\text{фр}, \tau)}(\omega) R_2(\theta) \right] R_{\Pi}(\theta), \quad (5)$$

где  $R_1(\theta) = \left( \sum_{i=1}^{n_{1\text{ц}}} A_{1i} e^{j\varphi_{1i}} e^{-jk_0 d_{1i} \sin\theta} / \sum_{i=1}^{n_{1\text{ц}}} A_{1i} \right)$  и

$$R_2(\theta) = \left( \sum_{i=1}^{n_{2\text{ц}}} A_{2i} e^{j\varphi_{2i}} e^{-jk_0 d_{2i} \sin\theta} / \sum_{i=1}^{n_{2\text{ц}}} A_{2i} \right) - \text{пар-}$$

циальные ХН, определяемые центрами апертур ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>;  $n_1$  и  $n_2$  – количество ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>;  $n_{1\text{ц}}$  и  $n_{2\text{ц}}$  – количество центров апертур на линии пересечения поверхности антенны и плоскости определения ХН;  $A_{1i}$  и  $A_{2i}$  – амплитудные коэффициенты, значение которых зависит от конкретного расположения в антенне апертур ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>;  $e^{j\varphi_{1i}}$  и  $e^{j\varphi_{2i}}$  – множители, учитывающие

возможность сканирования ХН и (или) несовпадение фазовых центров антенн, формирующих ХН  $R_1(\theta)$  и  $R_2(\theta)$ ;  $R_{\Sigma}(\theta) = \frac{2J_1(k_0 a \sin \theta)}{k_0 a \sin \theta}$  – ХН поршня (апертур ПБТ<sub>1</sub> и ПБТ<sub>2</sub>);  $d_{1i}$  и  $d_{2i}$  – расстояния от начала выбранной системы координат до центров апертур ПБТ<sub>1</sub> и ПБТ<sub>2</sub>;  $\theta$  – угол, отсчитываемый в заданной плоскости. В дальнейшем будем рассматривать преимущественно излучение антенн во фронтальном направлении. Тогда итоговая ХН антенны, составленной из ПБТ<sub>1</sub> и ПБТ<sub>2</sub>, в ее рабочей полосе частот с учетом (5) определяется как

$$R_{\Sigma}^{(\text{фр})}(\theta) = \left| p_{\Sigma}^{(\text{фр})}(\theta) / p_{\Sigma}^{(\text{фр})}(0) \right|. \quad (6)$$

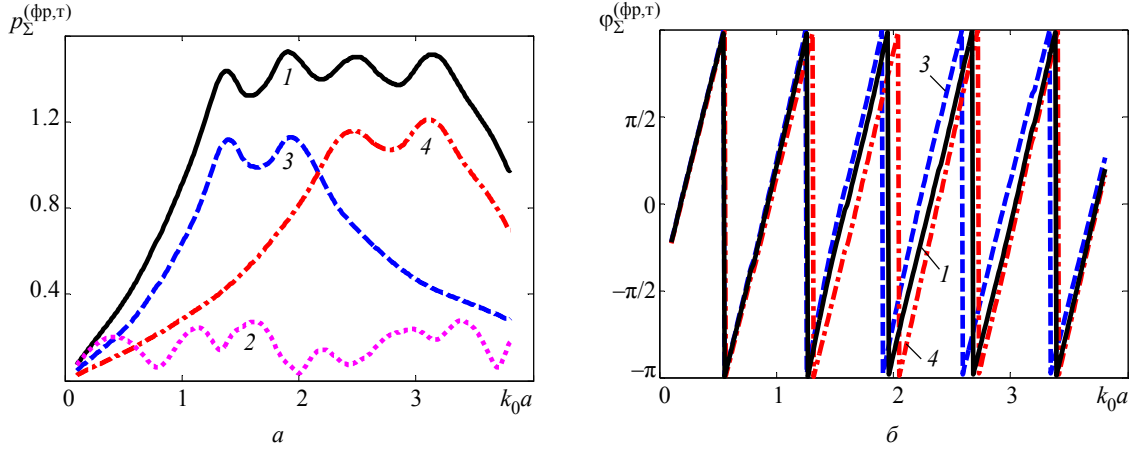
В режиме излучения значения колебательной скорости и звукового давления преобразователей, в зависимости от используемого пьезоэффекта (поперечный или продольный), пропорциональны коэффициентам излучения  $K_{\text{и}} = d_{31} / s_{11}^E$  или  $K_{\text{и}} = d_{33} / s_{33}^E$ , где  $d_{31}$ ,  $d_{33}$  и  $s_{11}^E$ ,  $s_{33}^E$  – пьезомодули и упругие податливости, которые могут отличаться для разных по составу пьезокерамик. Это обстоятельство следует учитывать при использовании преобразователей (или элементов в них), выполненных из разных составов пьезокерамики, для выравнивания амплитуд колебательных скоростей на излучающих поверхностях этих преобразователей. С этой целью используется обратная пропорция в возбуждающих электрических напряжениях, подаваемых на пьезоцилиндры ПБТ<sub>1</sub> и ПБТ<sub>2</sub>, по отношению к значениям  $K_{1\text{и}}$  и  $K_{2\text{и}}$ . Осуществить это можно как конструктивно, используя разные межэлектродные расстояния, например для секционированных пьезоцилиндров, так и электрически с помощью дополнительных усилителей возбуждающих напряжений (или мощности), учитывающих различие в значениях  $K_{1\text{и}}$  и  $K_{2\text{и}}$ . Как правило, большую скорость звука имеют составы на основе титаната бария (ТБ), а меньшую – на основе цирконата свинца (ЦС), при этом последние более эффективны в режиме излучения. В частности, согласно данным [19], [20], соотношение коэффициентов излучения для пьезоцилиндров с радиальной и тангенциальной поляризацией для подобных составов в среднем составляет  $K_{\text{и}}^{(\text{ЦС})} / K_{\text{и}}^{(\text{ТБ})} \approx 1.4 - 1.9$ . Как

уже упоминалось, для секционированных пьезоцилиндров с тангенциальной поляризацией возможно достижение необходимого различия в значениях эффективных резонансных частот  $f_{1\text{эф}}$  и  $f_{2\text{эф}}$  или скоростей звука  $c_{1\text{эф}}$  и  $c_{2\text{эф}}$  при использовании одного состава пьезокерамики.

На рис. 2 показан пример расчета АЧХ и ФЧХ (в пределах главных значений  $[-\pi, \pi]$ ) звуковых давлений  $p_{\Sigma}^{(\text{фр,т})}$ ,  $p_1^{(\text{фр})}$  и  $p_2^{(\text{фр})}$ , определенных на оси антенны (см. рис. 1, а, плоскость  $XOZ$ ) и нормированных к частотно независимым множителям (см. (5) и [18]) и к числу ПБТ<sub>1</sub> и ПБТ<sub>2</sub> с параметрами:  $l/a = 0.6$ ;  $d/a = 0.7$ ;  $N_1 = N_2 = 5$ ;  $q = 0.7$ ;  $c_{1\text{к}} = 2500$  м/с и  $c_{2\text{к}} = 4500$  м/с; ширина полосы пропускания составила 1.72 октавы. Базовая модель ПБТ [18] практически при тех же конструктивных параметрах, но с  $N = 10$ ;  $q = 0.3$  и  $c_{\text{к}} = 3000$  м/с обеспечивает ширину полосы пропускания 1.51 октавы.

В приведенном примере число ПБТ<sub>1</sub> и ПБТ<sub>2</sub> одинаковое, а также считается, что различие в значениях  $K_{1\text{и}}$  и  $K_{2\text{и}}$  скорректированы. В итоге полученный результат по виду АЧХ звукового давления и значению полосы пропускания соответствует сумме  $\left| p_1^{(\text{фр,т})} + p_2^{(\text{фр,т})} \right|$ . Суммарная ФЧХ излучения антенны, содержащей ПБТ<sub>1</sub> и ПБТ<sub>2</sub>, практически линейна и, по сути, усредненной по их ФЧХ излучения (рис. 2, б).

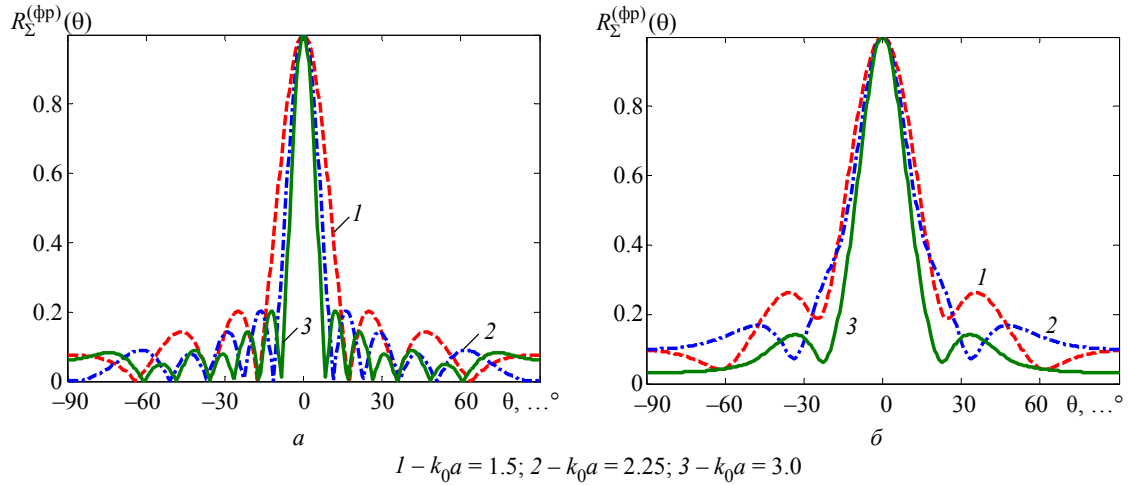
В общем случае при рассмотрении полевых характеристик антенн, составленных из разночастотных ПБТ<sub>1</sub> и ПБТ<sub>2</sub>, кроме указанного ранее возможного различия значений  $K_{1\text{и}}$  и  $K_{2\text{и}}$ , нужно учитывать еще и соотношение количества ПБТ<sub>1</sub> и ПБТ<sub>2</sub> в антенне (например, рис. 1, б, где  $n_1 = 12$  и  $n_2 = 7$ ). В этом случае для группы ПБТ<sub>2</sub>, размещенной в центральной части антенны, с целью получения равномерной АЧХ нужно дополнительное увеличение амплитуд возбуждающих напряжений в  $n_1/n_2 \approx 1.7$  раза. При указанном построении антенны возможна определенная «стабилизация» ширины основного ее лепестка ХН, подобно [25], в области частот  $k_0 a \approx 1.75 \dots 3.05$  (рис. 3, б). Если в таком эффекте нет необходимости, то целесообразно уменьшить различие между количеством ПБТ<sub>1</sub> и ПБТ<sub>2</sub> в антенне



1 и 2 – излучение во фронтальном и тыльном направлениях антенны, составленной из ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>;  
3 и 4 – АЧХ и ФЧХ ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>

Рис. 2. АЧХ (а) и ФЧХ (б) звукового давления на оси антенны, составленной из ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>

Fig. 2. AFR (a) and PFR (б) of the sound pressure on the antenna axis, composed of TWT<sub>1</sub> and TWT<sub>2</sub>



1 –  $k_0a = 1.5$ ; 2 –  $k_0a = 2.25$ ; 3 –  $k_0a = 3.0$

Рис. 3. Примеры ХН, формируемых антеннами: а – рис. 1, а, плоскость  $XOZ$ ; б – рис. 1, б, плоскость  $YOZ$   
Fig. 3. Examples of directional characteristics formed by antennas: а – fig. 1, а, plane  $XOZ$ ; б – fig. 1, б, plane  $YOZ$

(например, расположив дополнительно два ПВТ<sub>2</sub> по оси  $X$  или  $Y$ ), либо, поменяв местами в антенне низкочастотные ПВТ<sub>1</sub> и высокочастотные ПВТ<sub>2</sub>, сделать отношение  $n_1/n_2 \approx K_{2и}/K_{1и}$ , что позволит обойтись без использования дополнительных усилителей возбуждающих напряжений (или мощности). При этом появится характерная зависимость ширины основного лепестка ХН антенны от частоты. В обоих рассмотренных случаях для антенны (рис. 1, б) с ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>, имеющими такие же параметры, как для рис. 2, АЧХ и ФЧХ суммарного звукового давления, определенного на оси этой антенны, будут соответствовать кривым 1, приведенным на рис. 2. Для секционированных пьезоцилиндров с пассивными вставками возможно получение почти в 2 раза меньших значений эффективной скорости звука  $c_{эф}$  [22], чем

$c_{к}$ . В этом случае можно получить полосу пропускания 2.2 октавы, например при значениях параметров  $q = 1$ ;  $l/a = 0.6$ ;  $d/a = 0.7$ ;  $c_{1к} = 1900$  м/с и  $c_{2к} = 4400$  м/с.

Что касается АЧХ  $z$ -компонент колебательной скорости  $v_{z1}^{(фр)}$  и  $v_{z2}^{(фр)}$ , определенных в апертурах ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>, то они получают качественно подобными АЧХ звукового давления, приведенным, в частности, на рис. 2 (кривые 3 и 4), и имеют практически линейную ФЧХ.

Перейдем теперь к рассмотрению модели составного ПВТ, которая показана на рис. 4 [23]. Здесь пьезоцилиндры  $A$  и  $B$  высотой  $h_A$  и  $h_B$  разделены по торцам гибкими прокладками  $\Delta \ll h_A, h_B$ , имеют разные эффективные скорости звука (частоты радиальных колебаний), объединены в

пары 1, 2, ...,  $N$  и возбуждаются согласно (2). При построении составных ПВТ, подобно [18], должно выполняться условие, определяющее геометрию его элементов  $d/a \leq 0.82$ . Усилители  $Y_A$  и  $Y_B$  каждой пары пьезоцилиндров служат для выравнивания (при необходимости) амплитуд колебательных скоростей на излучающей поверхности этих пьезоцилиндров.

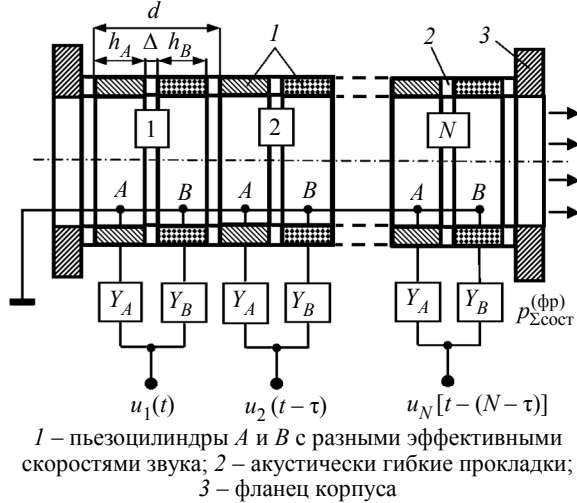


Рис. 4. Схема построения и возбуждения составного ПВТ  
Fig. 4. The scheme of building and excitation a composite TWT

Так как составной ПВТ по своей структуре состоит из двух как бы «вложенных» друг в друга ПВТ( $A$ ) и ПВТ( $B$ ), то характер колебаний их пьезоцилиндров может быть представлен с помощью формул [18, с. 7–8]. Однако для каждого «вложенного» ПВТ( $A$ ) и ПВТ( $B$ ) при расчете для его пьезоцилиндров колебательных скоростей  $v_i^{(A,B)}$  согласно системе (1) и полных сопротивлений излучения  $Z_{Si}^{(A,B)} = \sum_{k=1}^N Z_{ik} \cdot v_k^{(A,B)} / v_i^{(A,B)}$ , следует учитывать наличие дополнительных взаимных импедансов  $Z_{iq}^{(B3)}$ , обусловленных работой пьезоцилиндров одного «вложенного» ПВТ по отношению к другому. Например, все пьезоцилиндры ПВТ( $B$ ) образуют дополнительные взаимные импедансы по отношению к пьезоцилиндрам ПВТ( $A$ ) и наоборот. При этом  $Z_{iq}^{(B3)}$ , определяются по формуле для  $Z_{ik}$  при  $i \neq k$  [18, (3)], но с учетом расположения и расстояний между пьезоцилиндрами каждого «вложенного» ПВТ( $A$ ) и ПВТ( $B$ ) по отношению к друг другу. Тогда полные сопротивления излучения, соответственно, для ПВТ( $A$ ) и ПВТ( $B$ ) будут:  $Z_{Si}^{(AB)} = Z_{Si}^{(A)} + \sum_{q=1}^N Z_{iq}^{(B3)} v_q^{(B)} / v_i^{(A)}$  и  $Z_{Si}^{(BA)} =$

$= Z_{Si}^{(B)} + \sum_{q=1}^N Z_{iq}^{(AB3)} v_q^{(A)} / v_i^{(B)}$ , где  $Z_{ii}^{(AB3)}$  и  $Z_{ii}^{(B3)}$  при  $q = i$  соответствуют дополнительному взаимному импедансу, обусловленному работой  $i$ -го пьезоцилиндра ПВТ( $A$ ) или ПВТ( $B$ ), синфазно возбуждаемого с  $i$ -м пьезоцилиндром ПВТ( $B$ ) или ПВТ( $A$ ), находящимися в одной паре.

В отличие от ранее рассмотренного случая компоновки в антенне разночастотных ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub> и суммированию их АЧХ в водной среде, в которую излучает антенна, суммарное звуковое давление, создаваемое составным ПВТ  $p_{\Sigma \text{сост}}^{(\text{фр}, \tau)}$ , будет формироваться непосредственно в его апертуре. Тогда, согласно принципу суперпозиции и с учетом амплитудно-фазовых соотношений, можно записать:  $p_{\Sigma \text{сост}}^{(\text{фр}, \tau)} = p_A^{(\text{фр}, \tau)} + p_B^{(\text{фр}, \tau)}$ , где  $p_A^{(\text{фр}, \tau)}$  и  $p_B^{(\text{фр}, \tau)}$  – звуковые давления, формируемые ПВТ( $A$ ) и ПВТ( $B$ ) и определяемые подобно [18]. При расчете этих звуковых давлений следует учесть дополнительную разность хода для волн, излучаемых «вложенными» ПВТ( $A$ ) и ПВТ( $B$ ), до апертур составного ПВТ, соответственно: во фронтальном (ПВТ( $A$ )) через пьезоцилиндр  $B$ , см. рис. 4) и тыльном (ПВТ( $B$ )) через пьезоцилиндр  $A$ ) направлениях.

Знание звуковых давлений  $p_A^{(\text{фр}, \tau)}$  и  $p_B^{(\text{фр}, \tau)}$  позволяет определить колебательные скорости  $v_{zA}^{(\text{фр}, \tau)}$  и  $v_{zB}^{(\text{фр}, \tau)}$  в апертурах составного ПВТ:  $v_{zA,B}^{(\text{фр}, \tau)} = \frac{1}{j\omega\rho_0} \cdot \frac{\partial p_{A,B}^{(\text{фр}, \tau)}}{\partial z}$ . Тогда для суммарной амплитуды колебательной скорости в апертуре составного ПВТ можно записать:  $v_{\Sigma \text{сост}}^{(\text{фр}, \tau)} = v_{zA}^{(\text{фр}, \tau)} + v_{zB}^{(\text{фр}, \tau)}$ . Отметим также, что при использовании составных ПВТ антенны, образованные ими (например, рис. 1), будут содержать одинаковые по своим свойствам преобразователи (ПВТ), что существенно упрощает формирование требуемой ХН антенны. При этом полоса пропускания всей антенны будет определяться полосой пропускания модели отдельного составного ПВТ.

Поскольку  $v_{\Sigma \text{сост}}^{(\text{фр}, \tau)}$  определяются в апертурах составного ПВТ, то ХН антенны, составленной из таких ПВТ, в первом приближении можно найти как для антенны, образованной круглыми поршневыми излучателями. Тогда, с учетом (4) и в



приближении постоянства распределения  $v_{\Sigma\text{сост}}^{(\text{фр,т})}$  в апертуре составного ПВТ, для суммарного звукового давления, создаваемого антенной из составных ПВТ, можно записать

$$p_{\Sigma\text{сост}}^{(\text{фр,т})} = -\frac{j\omega\rho e^{jk_0r_0}a^2n}{2\pi r_0}v_{\Sigma\text{сост}}^{(\text{фр,т})}(\omega)R_{\Sigma}(\theta,\psi), \quad (7)$$

где  $n$  – число составных ПВТ в антенне;  $R_{\Sigma}(\theta,\psi)$  – ХН антенны. Нормированная ХН всей антенны, образованной составными ПВТ, может быть определена с использованием (6).

В качестве примера на рис. 5 приведены результаты расчета АЧХ и ФЧХ суммарного звукового давления  $p_{\Sigma\text{сост}}^{(\text{фр,т})}$ , определенного на оси антенны, содержащей составные ПВТ и нормированного к частотно независимым множителям (см. (7) и [18]), а также нормированных АЧХ звуковых давлений  $p_A^{(\text{фр})}$  и  $p_B^{(\text{фр})}$  «вложенных» ПВТ(A) и ПВТ(B). Параметры, принятые при расчете:  $h_A/a = h_B/a = 0.34$ ;  $d/a = 0.78$ ; число пар пьезоцилиндров  $N = N_A = N_B = 5$ ; эффективные скорости звука  $c_A = 4500$  м/с и  $c_B = 2600$  м/с;  $q = 0.7$ . Ширина полосы пропускания в данном примере составила 1.51 октавы. В приведенном примере считается, что различие в составах пьезоцилиндров скорректированы с помощью усилителей  $Y_A$  и  $Y_B$ . Видно, что суммарная ФЧХ излучения практически линейная и как бы усредненная по ФЧХ «вложенных» ПВТ(A) и ПВТ(B).

В [18] отмечалось, что с ростом числа пьезоцилиндров  $N$  в ПВТ нужно уменьшать значение параметра  $q = U_{1m}/U_{Nm}$ . Поскольку в рассматри-

ваемых вариантах построения ПВТ и антенн речь идет о сокращении числа пьезоцилиндров в ПВТ, то возможно увеличение значения параметра  $q$ , т. е. амплитуд электрических напряжений, подаваемых на пьезоцилиндры. Это способствует увеличению общего уровня излучения по сравнению с базовой моделью ПВТ [18] при сохранении полосы пропускания, что особенно заметно для варианта построения антенн из разночастотных ПВТ. Принципиально возможно использование  $q = 1$ , когда амплитуды возбуждающих напряжений равны. Однако в этом случае нужно отслеживать средний минимум АЧХ излучения, управляя в основном значениями величин  $q$ ,  $c_{1\text{эф}}$  и  $c_{2\text{эф}}$ . Варьирование указанных параметров, приводя к изменению АЧХ звукового давления, не влияет на практически линейный ход итоговой ФЧХ излучения, которая в основном определяется характером возбуждения пьезоцилиндров ПВТ. Следует также отметить, что увеличение параметра  $q$  при использовании разночастотных ПВТ в составе антенны или разночастотных пьезоцилиндров в составных ПВТ может приводить к увеличению уровня тыльного излучения в некоторых частотных областях.

Уменьшение высоты пьезоцилиндров в составном ПВТ, а также наличие и влияние дополнительных взаимных импедансов  $Z_{iq}^{(\text{вз})}$  отражается на увеличении как реактивной, так и активной компонент сопротивления излучения для каждого ПВТ(A) и ПВТ(B). В итоге это сказывается на небольшом уменьшении полосы пропускания и уровня излучения (см. рис. 2 и 5). В определенной мере это влияет и на вид АЧХ суммар-

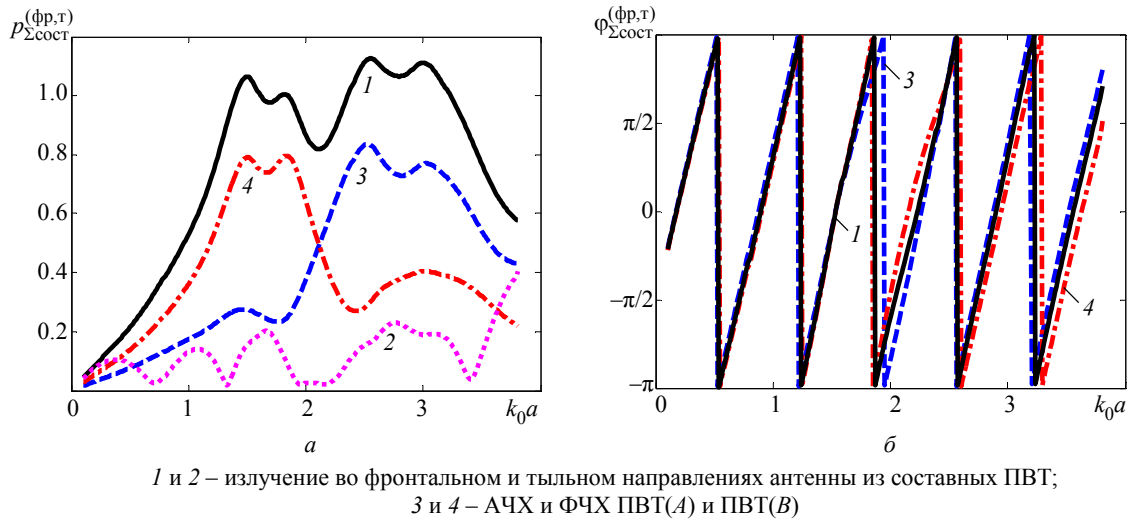


Рис. 5. АЧХ (а) и ФЧХ (б) звукового давления на оси антенны, содержащей составные ПВТ  
Fig. 5. AFR (a) and PFR (b) of the sound pressure on the axis of the antenna containing the composite TWT



ной  $z$ -компоненты колебательной скорости  $v_{\Sigma\text{сост}}^{(\text{фр},\tau)}$  (рис. 6), которая немного отличается от АЧХ суммарного звукового давления  $p_{\Sigma\text{сост}}^{(\text{фр},\tau)}$ , показанного на рис. 5, а. При этом ФЧХ суммарной колебательной скорости  $v_{\Sigma\text{сост}}^{(\text{фр},\tau)}$  практически линейна.

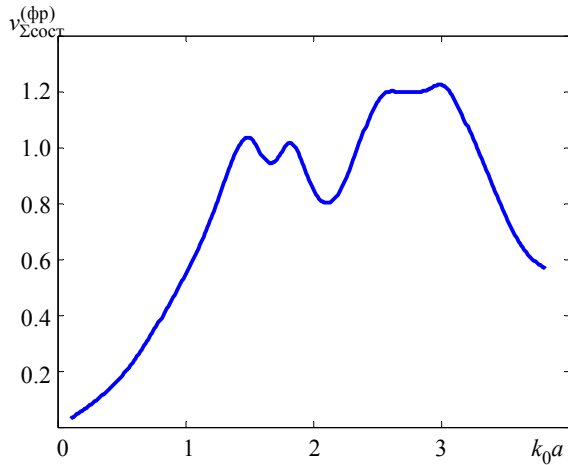


Рис. 6. АЧХ суммарной компоненты колебательной скорости

Fig. 6. Frequency response of the total  $z$ -components of the oscillatory velocity

На рис. 7 приведены результаты расчетов ХН для антенн (рис. 1), содержащих составные ПВТ (здесь апертуры 1 и 2 не отличаются друг от друга) с параметрами, соответствующими рис. 5. Видно, что в зависимости от компоновки антенн и использования разных по свойствам ПВТ можно получить близкие ХН (см. рис. 3, а и 7, а) или заметно отличающиеся друг от друга (см. рис. 3, б и 7, б).

Благодаря возможности обеспечения полосы пропускания порядка двух октав и практически ли-

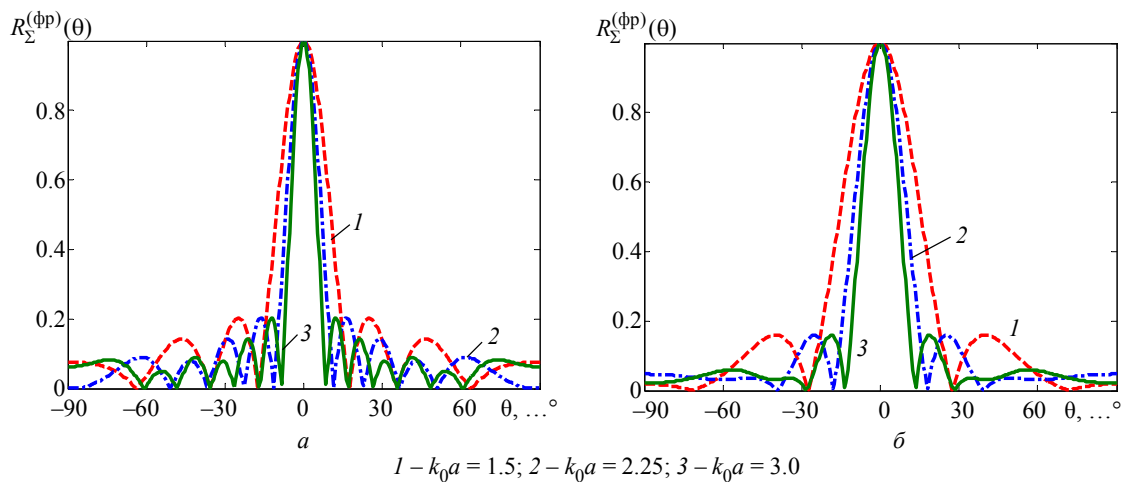
нейной ФЧХ излучения, рассматриваемые варианты построения ПВТ и антенн позволяют формировать сверхширокополосные акустические сигналы, в том числе короткие импульсы, перестраиваемые по частоте. Для оценки работоспособности указанных вариантов с позиции излучения коротких импульсов воспользуемся по аналогии с [17] и [18] преобразованием Фурье для акустических импульсов:

$$s_{\text{ак}}(t) = 2\text{Re} \int_0^{\omega_B} \Phi(\omega) p_{\Sigma 2,3,4}^{(\text{фр},\tau)}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \text{ и импульсов}$$

$$\text{возбуждения} \quad u_i(t) = 2\text{Re} \int_0^{\omega_B} \Phi(\omega) U_i(\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

Здесь:  $\Phi(\omega)$  – спектральная характеристика импульса, который требуется излучить;  $\omega_B$  – верхний предел интегрирования, определяющий полноту спектральных составляющих в спектральной характеристике  $\Phi(\omega)$ , например по уровню  $\Phi_{\min}(\omega)/\Phi_{\max}(\omega) \leq 0.1$ ;  $p_{\Sigma 2,3,4}^{(\text{фр},\tau)}$  – звуковые давления, получающиеся при излучении антенн, составленных из базовых ПВТ [18] (индекс 2), разночастотных ПВТ (индекс 3) и составных ПВТ (индекс 4). С учетом используемого закона возбуждения пьезоцилиндров электрические импульсы  $u_i(t)$  представляют собой те сигналы, которые требуется излучить, но сдвинутые друг относительно друга на время  $\tau$  и увеличивающиеся по амплитуде с ростом номера  $i$  согласно (2).

На рис. 8 приведены результаты расчетов, нормированных к максимальному полупериоду акустических импульсов, определенных на оси антенн, составленных из базовых ПВТ ( $N = 10$ )



1 –  $k_0 a = 1.5$ ; 2 –  $k_0 a = 2.25$ ; 3 –  $k_0 a = 3.0$

Рис. 7. Примеры ХН, формируемых антеннами из составных ПВТ:

а – рис. 1, а, плоскость  $X0Z$ ; б – рис. 1, б, плоскость  $Y0Z$

Fig. 7. Examples of directional characteristics formed by antennas from composite TWT:

а – fig. 1, а, plane  $X0Z$ ; б – fig. 1, б, plane  $Y0Z$

[18], разночастотных ПВТ ( $N_1 = N_2 = N = 5$ ) и составных ПВТ ( $N_A = N_B = N = 5$ ) с указанными ранее параметрами и имеющими близкие значения полосы пропускания. Возбуждающими сигналами были однопериодные импульсы (кривая 1) с частотой формирования  $k_0 a = 2$ . Шкала по времени нормирована к полупериоду колебаний  $t_0$  на частоте формирования импульса. Формы импульсов, излученных антеннами, составленными из различных ПВТ, достаточно близки (особенно кривые 2 и 3). Это подтверждает возможность использования рассмотренных вариантов построения ПВТ и антенн, составленных из разночастотных и составных ПВТ, и тем самым позволяет практически в два раза уменьшить массогабаритные параметры этих антенн при условии обеспечения одной и той же полосы пропускания. Дополнительный третий полупериод в излучаемых акустических импульсах  $s_{ак}(t)$  связан с расхождением волнового фронта [15], [18].

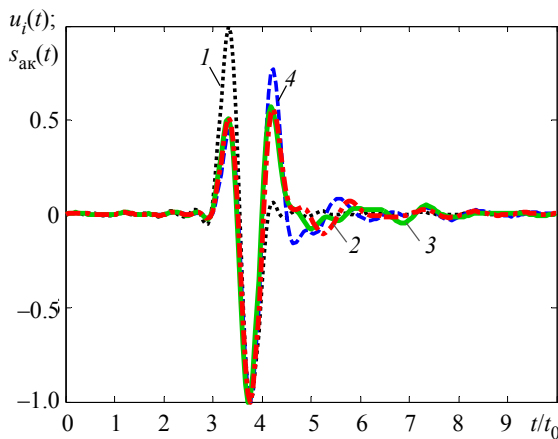


Рис. 8. Вид импульса возбуждения 1 и акустических импульсов, излученных антеннами, содержащими: 2 – базовые ПВТ; 3 – разночастотные ПВТ; 4 – составные ПВТ

Fig. 8. Type of excitation pulse 1 and acoustic pulses emitted by antennas from: 2 – basic TWT; 3 – multi-frequency TWT; 4 – composite TWT

При излучении коротких акустических импульсов преобразователями или антеннами, на практике часто определяют их ХН по максимальному значению полупериода в импульсе при его изменении с углом поворота  $\theta$ , например при использовании выражения для  $s_{ак}(t)$ . По сути, это предполагает определение мгновенного значения звукового давления в направлении угла  $\theta$ . Поскольку структура короткого импульса видоизменяется с углом поворота [15], [17], то более правильным является рас-

смотрение интегральной характеристики импульсного сигнала, действующего на условный приемник в дальней зоне в течение всего времени своего существования, например по интенсивности, которую можно оценить по результатам расчетов или измерений звукового давления [15]:  $J(\theta) = \frac{1}{2\rho_0 c_0} \times$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty} \left[ p_{\Sigma 2,3,4}^{(фр,т)}(t, \theta) \right]^2 dt, \quad \text{где} \quad p_{\Sigma 2,3,4}^{(фр,т)}(t, \theta) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} p_{\Sigma 2,3,4}^{(фр,т)}(\omega, \theta) \Phi(\omega) e^{j\omega t} d\omega \right| - \text{амплитудное}$$

значение звукового давления, определенного во временной области. Формально пределы интегрирования в этих формулах бесконечны, но на практике они ограничены и определяются временем существования акустического импульса и задаваемыми границами АЧХ излучения. Для проведения сравнительных оценок удобно использовать нормированную ХН по среднеквадратичному звуковому давлению в излученном импульсе:

$$\bar{R}_p(\theta) = \sqrt{J(\theta)/J(\theta_0)}, \quad (8)$$

где  $\theta_0$  – направление главного максимума ХН. С развитием вычислительной техники и совершенствованием быстродействующих аналого-цифровых преобразователей методика измерения ХН по среднеквадратичному звуковому давлению для короткоимпульсных и других сложных сигналов не представляет большой сложности.

На рис. 9 дано сравнение ХН, определенных для антенны (рис. 1, б), содержащей составные ПВТ (параметры см. рис. 5) в плоскости  $XOZ$  по формуле (8) – (кривая 1), и по максимальным значениям в акустическом импульсе  $s_{ак}(t)$  – (кривая 2);  $\theta_0 = 0$ . На пьезоцилиндры подавались однопериодные импульсы с частотой формирования  $ka = 2$  в соответствии с  $u_i(t)$  и (2). Для сравнения здесь также приведена ХН этой же антенны при гармоническом возбуждении (кривая 3) на частоте, соответствующей частоте формирования импульса. Как видно из рисунка, в области основного лепестка ХН выше уровня 0.5 все три подхода к расчету ХН дают близкие результаты. Однако ниже уровня 0.5 и в области формирования побочных максимумов начинают проявляться определенные различия, связанные с изменением структуры излучаемых сигналов [15]. Так, учет

всей энергии сигнала в изменяющемся по углу наблюдения коротком импульсе (кривая 1) приводит к несколько большим значениям ХН по сравнению со случаем определения ХН по максимальному значению в импульсе (кривая 2). Что касается гармонического режима излучения (кривая 3), то здесь традиционно возникают интерференционные явления, приводящие к возникновению побочных максимумов. Аналогичные результаты получаются и для других построений антенн и используемых в них ПВТ.

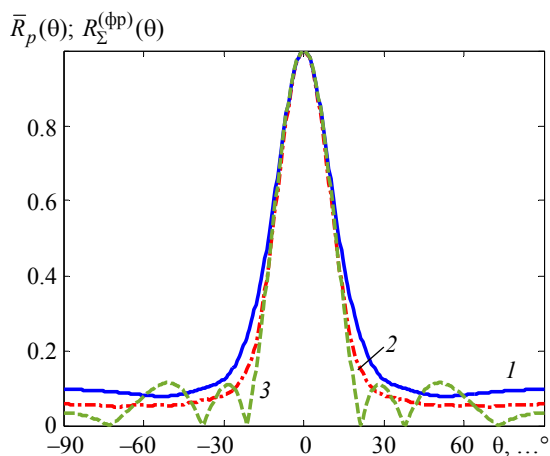


Рис. 9. ХН антенны из составных ПВТ в плоскости XOZ

Fig. 9. Directional characteristics antenna made of composite TWT in the plane XOZ

**Заключение.** Рассмотрены два варианта построения антенн из широкополосных преобразователей волноводного типа (ПВТ), которые в общем случае представляют собой соосный набор пьезоцилиндров, с заполненной жидкостью внутренней полостью, возбуждаемых с образо-

ванием бегущей волны внутри ПВТ. Основная цель исследований – уменьшение почти в два раза массогабаритных параметров антенн за счет уменьшения продольных размеров ПВТ по сравнению с их базовой моделью [18] при сохранении эффективности излучения и полосы пропускания. Один вариант базируется на построении антенн из двух ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub>, содержащих идентичные пьезоцилиндры, но отличающихся друг от друга своими резонансными радиальными частотами, а другой вариант основан на замене каждого пьезоцилиндра ПВТ двумя меньшими по высоте пьезоцилиндрами с разными резонансными радиальными частотами. В первом случае базовое построение [18] ПВТ<sub>1</sub> и ПВТ<sub>2</sub> не меняется, но при их компоновке в антенне могут возникать определенные сложности для обеспечения заданных направленных свойств. Во втором случае, несмотря на общее уменьшение продольных размеров составного ПВТ, его конструкция получается сложнее за счет увеличения общего числа разночастотных пьезоцилиндров, а необходимость учета дополнительных взаимных импедансов отражается на суммарной АЧХ излучения. Несомненным плюсом составных ПВТ (кроме сокращения продольных размеров) является более удобная компоновка их в антенне и формирование ХН. Несмотря на отмеченные плюсы и минусы оба рассмотренные решения, благодаря практически линейной ФЧХ излучения, могут обеспечить полосу пропускания 1.5...2 октавы и излучать сложные акустические сигналы, в том числе – перестраиваемые по частоте короткие импульсы.

## Список литературы

1. Лазоренко О. В., Черногор Л. Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы // Радиофизика и радиоастрономия. 2008. Т. 13, № 2. С. 166–194.
2. Черниковская Г. Л. Особенности применения сложных сверхширокополосных сигналов в гидроакустике // Сб. мат. V Всерос. науч. конф. «Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред» в рамках II Всерос. Армандовских чтений. Муром: изд-во Муромский ин-т (филиал) ВлГУ, 2013. С. 371–376.
3. Залогин Н. Н., Скняря А. В. Зондирующие сигналы для активной локации высокого пространственного разрешения // РЭНСИТ РАЕН. 2016. Т. 8, № 1. С. 3–8.
4. Comparison of chirp and chaotic wideband signals for hydroacoustics / T. I. Karimov, D. N. Butusov, V. V. Gulvanskiy, D. V. Bogaevskiy // 2017 Progress In Electromagnetics Research Symp. Fall (PIERS – FALL). Singapore: IEEE, 2017. doi: 10.1109/PIERS-FALL.2017.8293562.
5. Иванов М. П., Родионов А. А., Стефанов В. Е. Возможности сверхширокополосных систем наблюдения на примере исследования природного сонара зубатых китов // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. 2020. Т. 13, № 4. С. 100–120. doi: 10.7868/S2073667320040097.
6. Development of the dolphin speaker / Y. Mishima, K. Uchida, K. Amakasu, Y. Miyamoto, T. Sasakura // J. Marine Acoust. Soc. Jpn. 2013. Vol. 40, № 1. P. 27–36. doi: 10.1121/1.3654450.
7. Пат. 1840709A1 (SU). Широкополосный цилиндрический пьезокерамический преобразователь для гидроакустических станций / В. И. Позерн. Заявл. 25.03.1963; опубл. 10.02.2009. Бюл. № 4. 5 с.
8. Pat. US4439847A (USA). High efficiency broadband directional sonar transducer / F. Massa. Prior. 21.12.1981; publ. 27.03.1984. 6 p.

9. Pat. US6722003 (USA). Underwater broadband electroacoustic transducer / Dunn Sheng-Dong, Yeh Chi-Zen, Jih Jeng-Yow. Chung-Shan Institute of Science and Technology. Prior. 19.03.2003; publ. 20.04.2004. 9 s.
10. Pat. US2003/0055337 A1 (USA). Dual-frequency ultrasonic array transducer and method of harmonic imaging / Gr. Sh. Lin. Prior. 14.07.2001; publ. 20.03.2002. 21 s.
11. Пат. 2169438С2 (RU). Гидроакустическая глубоководная антенна / А. Е. Черняховский, З. П. Шалаева. Заявл. 01.06.1999; опублик. 20.06.2001. Бюл. № 17. 5 с.
12. Разработка ультразвукового широкополосного мозаичного низкочастотного пьезопреобразователя с ограниченной апертурой / В. К. Качанов, И. В. Соколов, М. М. Кононов, Д. В. Тимофеев, А. А. Синицын // Дефектоскопия. 2010. № 9. С. 26–32.
13. Sherman Ch. H., Butler J. L. Transducers and arrays for underwater sound. Chapt. 2–4. New York: Springer Science+Business Media, LLC, 2007. 610 p.
14. Pat. US8072843 B1 (USA). Stepped multiply resonant wideband transducer apparatus / J. L. Butler, A. L. Butler. Prior. 18.03.2009; publ. 06.12.2011. 11 s.
15. Skuratov G. S., Stepanov B. G. Pulse and directional characteristics of wideband antennas consisting of rod transducers, excited according to the solution of the synthesis problem // IEEE 2024 Conf. of Young Researchers in Electrical and Electronic Engin. (ElCon). SPb.: IEEE, 2024. P. 910–914. doi: 10.1109/ElCon61730.2024.10468367.
16. Степанов Б. Г. Сверхширокополосный гидроакустический преобразователь волноводного типа. Задача синтеза. Ч. 1 // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2013. № 3. С. 87–96.
17. Пестерев И. С., Степанов Б. Г. Исследование широкополосной гидроакустической системы, содержащей преобразователи волноводного типа //

Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 5. С. 60–70. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-60-70.

18. Степанов Б. Г. О работе широкополосных преобразователей волноводного типа // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2025. Т. 18, № 9. С. 5–14. doi: 10.32603/2071-8985-2025-18-9-5-14.

19. Справочник пьезокерамических материалов различных фирм. URL: [https://elpapiezo.ru/Catalogs/catalog\\_materials\\_company\\_countries.pdf](https://elpapiezo.ru/Catalogs/catalog_materials_company_countries.pdf) (дата обращения: 03.08.2025).

20. Каталог продукции ООО «Аврора-ЭЛМА». URL: <https://avrora-elma.ru/services/katalog-produktsii/> (дата обращения: 03.08.2025).

21. Бушер М. К. Динамические особенности пьезокерамических преобразователей на основе колец неоднородной структуры // Акуст. журн. 1986. Т. 32, № 2. С. 145–151.

22. Махов В. И., Филимонова Е. А. Широкополосный измерительный цилиндрический излучатель // Тр. Всерос. конф. ГА-2024 «Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики». СПб., Политех-пресс, 2024. С.150–153.

23. Пат. 228160 (RU) Гидроакустический преобразователь волноводного типа / Б. Г. Степанов. Заявл. 27.04.2024; опублик. 16.08.2024. Бюл. № 23. 12 с.

24. Смаришев М. Д., Добровольский Ю. Ю. Гидроакустические антенны: Справочник по расчету направлен. свойств гидроакуст. антенн. Л.: Судостроение, 1984. 304 с.

25. Вopilкин А. Х. Расчет и проектирование широкополосных осесимметричных преобразователей переменной толщины // Дефектоскопия. 1987. № 4. С. 41–50.

## Информация об авторах

**Скуратов Глеб Сергеевич** – магистрант гр. 9583, кафедра электроакустики и ультразвуковой техники СПбГЭТУ «ЛЭТИ».  
E-mail: [glebskuratov96@gmail.com](mailto:glebskuratov96@gmail.com)

**Степанов Борис Георгиевич** – д-р техн. наук, профессор кафедры электроакустики и ультразвуковой техники СПбГЭТУ «ЛЭТИ».  
E-mail: [bgstepanov@etu.ru](mailto:bgstepanov@etu.ru)  
<https://orcid.org/0000-0002-0365-7345>

## References

1. Lazorenko O. V., Chernogor L. F. Sverhshirokoplosnye signaly i fizicheskie processy // Radiofizika i radioastronomija. 2008. Т. 13, № 2. С. 166–194. (In Russ.).
2. Chernihovskaja G. L. Osobennosti primeneniya slozhnyh sverhshirokoplosnyh signalov v gidroakustike // Sb. mat. V Vseros. nauch. konf. «Radiofizicheskie metody v distancionnom zondirovanii sred» v ramkah II Vseros. Armandovskih chtenij. Murom: izd-vo Muromskij in-t (filial) VIGU, 2013. С. 371–376. (In Russ.).
3. Zalogin N. N., Sknarja A. V. Zondirujushhie signaly dlja aktivnoj lokacii vysokogo prostranstvennogo razresheniya // RjeNSIT RAEN. 2016. Т. 8, № 1. С. 3–8. (In Russ.).

4. Comparison of chirp and chaotic wideband signals for hydroacoustics / T. I. Karimov, D. N. Butusov, V. V. Gulvanskiy, D. V. Bogaevskiy // 2017 Progress In Electromagnetics Research Symp. Fall (PIERS – FALL). Singapore: IEEE, 2017. doi: 10.1109/PIERS-FALL.2017.8293562.
5. Ivanov M. P., Rodionov A. A., Stefanov V. E. Vozmozhnosti sverhshirokoplosnyh sistem nabljudeniya na primere issledovaniya prirodnogo sonara zubatyh kitov // Fundamental'naja i prikladnaja gidrofizika. 2020. Т. 13, № 4. С. 100–120. doi: 10.7868/S2073667320040097. (In Russ.).
6. Development of the dolphin speaker / Y. Mishima, K. Uchida, K. Amakasu, Y. Miyamoto, T. Sasakura // J.



Marine Acoust. Soc. Jpn. 2013. Vol. 40, № 1. P. 27–36. doi: 10.1121/1.3654450.

7. Pat. 1840709A1 (SU). Shirokopolosnyj cilindricheskij p'ezokeramicheskij preobrazovatel' dlja gidroakusticheskikh stancij / V. I. Pozern. Zajavl. 25.03.1963; opubl. 10.02.2009. Bjul. № 4. 5 s. (In Russ.).

8. Pat. US4439847A (USA). High efficiency broadband directional sonar transducer / F. Massa. Prior. 21.12.1981; publ. 27.03.1984. 6 p.

9. Pat. US6722003 (USA). Underwater broadband electroacoustic transducer / Dunn Sheng-Dong, Yeh Chi-Zen, Jih Jeng-Yow. Chung-Shan Institute of Science and Technology. Prior. 19.03.2003; publ. 20.04.2004. 9 s.

10. Pat. US2003/0055337 A1 (USA). Dual-frequency ultrasonic array transducer and method of harmonic imaging / Gr. Sh. Lin. Prior. 14.07.2001; publ. 20.03.2002. 21 s.

11. Pat. 2169438S2 (RU). Gidroakusticheskaja glubokovodnaja antenna / A. E. Chernjahovskij, Z. P. Shalaeva. Zajavl. 01.06.1999; opubl. 20.06.2001. Bjul. № 17. 5 s. (In Russ.).

12. Razrabotka ul'trazvukovogo shirokopolosnogo mozaichnogo nizkochastotnogo p'ezopreobrazovatelja s ograničennoj aperturoj / V. K. Kachanov, I. V. Sokolov, M. M. Kononov, D. V. Timofeev, A. A. Sinicyn // Defektoskopija. 2010. № 9. S. 26–32.

13. Sherman Ch. H., Butler J. L. Transducers and arrays for underwater sound. Chapt. 2–4. New York: Springer Science+Business Media, LLC, 2007. 610 p.

14. Pat. US8072843 B1 (USA). Stepped multiply resonant wideband transducer apparatus / J. L. Butler, A. L. Butler. Prior. 18.03.2009; publ. 06.12.2011. 11 s.

15. Skuratov G. S., Stepanov B. G. Pulse and directional characteristics of wideband antennas consisting of rod transducers, excited according to the solution of the synthesis problem // IEEE 2024 Conf. of Young Researchers in Electr. and Electron. Engin. (ElCon). SPb.: IEEE, 2024. P. 910–914. doi: 10.1109/ElCon61730.2024.10468367.

16. Stepanov B. G. Sverhshirokopolosnyj gidroakusticheskij preobrazovatel' volnovodnogo tipa. Zadacha sinteza. Ch. 1 // Izv. SPbGJeTU «LJeTI». 2013. № 3. S. 87–96. (In Russ.).

17. Pesterev I. S., Stepanov B. G. Issledovanie shirokopolosnoj gidroakusticheskoy sistemy, sodержashhej preobrazovately volnovodnogo tipa // Izv. vuzov Rossii. Radioelektronika. 2018. № 5. S. 60–70. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-60-70. (In Russ.).

18. Stepanov B. G. O rabote shirokopolosnyh preobrazovatelej volnovodnogo tipa // Izv. SPbGJeTU «LJeTI». 2025. T. 18, № 9. S. 5–14. doi: 10.32603/2071-8985-2025-18-9-5-14. (In Russ.).

19. Spravochnik p'ezokeramicheskikh materialov razlichnyh firm. URL: [https://elpapiez.ru/Catalogs/catalog\\_materials\\_company\\_countries.pdf](https://elpapiez.ru/Catalogs/catalog_materials_company_countries.pdf) (data obrashhenija: 03.08.2025). (In Russ.).

20. Katalog produkcii OOO «Avrora-JeLMA». URL: <https://avrora-elma.ru/services/katalog-produktsii/> (data obrashhenija: 03.08.2025). (In Russ.).

21. Busher M. K. Dinamicheskie osobennosti p'ezokeramicheskikh preobrazovatelej na osnove kolec neodnorodnoj struktury // Akust. zhurn. 1986. T. 32, № 2. S. 145–151. (In Russ.).

22. Mahov V. I., Filimonova E. A. Shirokopolosnyj izmeritel'nyj cilindricheskij izluchatel' // Tr. Vseros. konf. GA-2024 «Prikladnye tehnologii gidroakustiki i gidrofiziki». SPb., Politeh.-press, 2024. S.150–153. (In Russ.).

23. Pat. 228160 (RU) Gidroakusticheskij preobrazovatel' volnovodnogo tipa / B. G. Stepanov. Zajavl. 27.04.2024; opubl. 16.08.2024. Bjul. № 23. 12 s. (In Russ.).

24. Smaryshev M. D., Dobovol'skij Ju. Ju. Gidroakusticheskie anteny: Spravochnik po raschetu napravlen. svojstv gidroakust. antenn. L.: Sudostroenie, 1984. 304 s. (In Russ.).

25. Vopilkin A. H. Raschet i proektirovanie shirokopolosnyh osesimmetrichnyh preobrazovatelej peremennoj tolshiny // Defektoskopija. 1987. № 4. S. 41–50. (In Russ.).

#### Information about the authors

**Gleb S. Skuratov** – master's student gr. 9583, Department of Electroacoustics and Ultrasound Technology, Saint Petersburg Electrotechnical University.

E-mail: [glebskuratov96@gmail.com](mailto:glebskuratov96@gmail.com)

**Boris G. Stepanov** – Dr Sci. (Eng.), Professor of the Department of Electroacoustics and Ultrasound Technology, Saint Petersburg Electrotechnical University.

E-mail: [bgstepanov@etu.ru](mailto:bgstepanov@etu.ru)

<https://orcid.org/0000-0002-0365-7345>

Статья поступила в редакцию 15.08.2025; принята к публикации после рецензирования 16.10.2025; опубликована онлайн 30.12.2024.

Submitted 15.08.2025; accepted 16.10.2025; published online 30.12.2024.