АКУСТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ, 2017, том 63, № 1, с. 104–113

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ТЕХНИЧЕСКОЙ АКУСТИКИ

УДК 534.232

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУХЭЛЕМЕНТНЫХ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В РЕЖИМЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛИННЫХ ИМПУЛЬСОВ

© 2017 г. В. В. Казаков, А. Г. Санин

Институт прикладной физики РАН
603950 Н. Новгород, ул. Ульянова 46
E-mail: kazak@appl.sci-nnov.ru

Поступила в редакцию 28.10.2015 г.

Теоретически и экспериментально исследованы частотные и передаточные характеристики двухэлементных ультразвуковых преобразователей в режиме излучения длинных импульсов при условии подключения к одному из пьезоэлементов электрической управляющей цепи – индуктивности или резистора. Установлены особенности излучения в режиме управляемого демпфера или слоя в зависимости от номиналов управляющей цепи, а также условия повышения мощности излучения ультразвуковой волны. При соблюдении ряда условий показана возможность модуляции амплитуды излучаемой ультразвуковой волны путем периодической коммутации элементов управляющей цепи.

Ключевые слова: двухэлементные ультразвуковые пьезопреобразователи, управление частотной характеристикой пьезопреобразователя, эквивалентная схема преобразователя, модуляция ультразвуковой волны.

DOI: 10.7868/S0320791916060071

ВВЕДЕНИЕ

Вопросам изменения характеристик ультразвуковых пьезопреобразователей в режимах излучения и приема путем использования электрических корректирующих цепей посвящено большое число работ. Для базового варианта ультразвукового преобразователя, состоящего из одного полуволнового пьезоэлемента, нагруженного с одной стороны согласующим слоем и рабочей средой, а с другой – демпфером, было показано, что подключение к нему параллельной *RL*-цепи позволяет расширить его полосу пропускания [1–6], изменить резонансную частоту [7–12], уменьшить длительность излучаемых импульсов [13–15].

Дополнительные возможности для изменения характеристик преобразователей дало использование в них двух и более пьезоэлементов. Например, последовательное соединение пьезоэлементов используется с целью увеличения мощности излучения в диапазоне сотен килогерц для решения задач литотрипсии [16], а параллельное – в преобразователях типа пакета Ланжевена с целью увеличения интенсивности излучения ультразвуковой волны в диапазоне десятков килогерц для решения задач ультразвуковой сварки или очистки [17–19]. Для мегагерцового диапазона частот разработаны двухэлементные двухчастотные преобразователи, позволяющие увеличить чувствительность измерений и пространственное разрешение при расположении пьезоэлементов как соосно [20], так и концентрически [21]. Также было показано, что использование акустического резонанса между двумя излучающими пьезоэлементами с изменяемым между ними зазором позволяет увеличить интенсивность возбуждаемой волны на 12 дБ и обеспечить перестройку частоты в диапазоне до 24% относительно значения резонансной частоты [22, 23].

Интересным для развития оказался метод управления характеристиками преобразователя, состоящего из двух акустически соединенных пьезоэлементов – активного (рабочего) и пассивного (управляемого). В этом случае активный пьезоэлемент подключался к цепи генератора или приемника, а пассивный – к управляющей электрической *RL*-цепи [24–27]. Показано, что изменение номиналов электрической *RL*-цепи, образующей с емкостью пьезоэлемента электрический колебательный контур, за счет существующей электромеханической связи приводит к изменению условий возникновения акустических резонансов и передаточных характеристики всего преобразователя, что позволяет использовать преобразователи такого типа для решения новых задач. Например, в [28, 29] описана возможность реализации акустического затвора с помощью пассивного пьезоэлемента, расположенного между рабочей средой и активным пьезоэлементом. Физический механизм работы акустического затвора

объясняется тем, что в управляемом пьезоэлементе возникает вторичная (переизлученная) акустическая волна, амплитуда и фаза которой зависят от тока, протекающего через электрическую управляющую цепь. Эта волна складывается с проходящей волной и, в зависимости от номиналов элементов управляющей цепи, может подавлять или усиливать ее. Для задач резонансного поглощения мощных акустических волн была рассмотрена возможность поглощения энергии акустической волны пассивным пьезоэлементом, перевод ее в электрическую и отвод ее в расположенную уже вдали от него электрическую нагрузку [30]. В работе [31] отмечена возможность создания преобразователя с электрически управляемой степенью демпфирования. Использование многослойного преобразователя, содержащего несколько пассивных пьезоэлементов, каждый из которых имеет управляющую цепь в виде колебательного контура со своей резонансной частотой, позволило разработать широкополосные излучатели или приемники ультразвука [32, 33].

При переходе к решению ряда практических задач необходимо иметь более детальную картину поведения передаточных характеристик в зависимости от номиналов управляющей электрической цепи. В частности, нужно знать, как меняются резонансные частоты, какой выигрыш можно получить по сравнению с одноэлементным преобразователем, каков диапазон номиналов управляющей цепи, эффективно влияющих на изменение характеристик. Выяснение этих вопросов для двухэлементных преобразователей является целью настоящей работы.

Исследования проводились на примере ультразвукового преобразователя мегагерцового диапазона частот, состоящего из двух пьезоэлементов. С помощью радиоимпульса возбуждался только один из пьезоэлементов (активный). К обкладкам второго пьезоэлемента (пассивного) подключалась электрическая цепь – катушка индуктивности L или резистор R. Рассматривались два варианта конструкции, которые далее обозначены интуитивно понятными терминами: управляемый слой и управляемый демпфер. В случае управляемого слоя пассивный пьезоэлемент находится между активным пьезоэлементом и рабочей средой. В случае управляемого демпфера пассивный пьезоэлемент находится между активным пьезоэлементом и демпфером.

Создание ультразвуковых преобразователей с управляемыми характеристиками важно для решения различных задач неразрушающего контроля в технике и медицине. Это актуально для тех случаев, когда необходимо изменять частоту локации с целью получения максимальной интенсивности излучения или чувствительности при приеме или дистанционно возбуждать объект на его резонансной частоте ультразвуковой волной, модулированной по амплитуде. Например, в медицине это могут быть задачи ультразвуковой эластографии [34, 35], использующей для смещения лоцируемого участка биологической ткани силу радиационного давления сфокусированной ультразвуковой волны, или задачи обнаружения газовых пузырьков в жидкости, возбуждаемых на их резонансных частотах [36, 37].

МОДЕЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ ДВУХЭЛЕМЕНТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Для анализа использовалась модель преобразователя, состоящего из двух пьезоэлементов, соединенных акустически последовательно, первый из которых нагружен на воду, а второй присоединен к демпферу. Импедансы воды и демпфера соответственно равны: $Z_w = Sz_w$, $Z_{damp} = Sz_d$, где S – площадь рабочей поверхности пьезоэлемента, $z_w = 1.5 \times 10^6$ кг/м^2 с – акустическое волновое сопротивление воды, а $z_d = 3.0 \times 10^6$ кг/м^2 с – демпфера. Демпфер изготовлен из компаунда, состоящего из эпоксидного клея и порошка цемента. Значение акустического волнового импеданса демпфера получено на основе расчетной методики, описанной в [2]. Пьезоэлементы изготовлены из материала ЦТС-19. Каждый из них имеет диаметр 13 мм, толщину (с электродами) 0.76 мм и частоту толщинного резонанса $f_{1xx} = 3.44$ МГц.

Как активная, так и пассивная пьезопластины описывались с помощью широко известной эквивалентной схемы, представляющей собой шестиполюсник (рис. 1а) [27, 38, 39]. Для нее считается, что пьезоэлемент совершает продольные колебания сжатия–растяжения в направлении приложенного электрического поля. Здесь F_1, V_1 и F_2, V_2 – колебательные сила и скорость на акустических сторонах (зажимы шестиполюсника 1–1', 2–2'); U, I – напряжение и ток на электрической стороне (зажимы шестиполюсника 3–3'); $z_1 = Sz_0/[j\sin(\omega l/c)]$; $z_2 = jSz_0\mathrm{tg}[\omega l/(2c)]$; $C_0 = S\varepsilon_0\varepsilon_{33}^S/l$; $N = eS/l$, где $z_0 = 31 \times 10^6$ кг/м^2 с – акустическое удельное волновое сопротивление пьезоматериала, l – толщина пьезоэлемента, ω – круговая частота, $c = 4240$ м/с – скорость продольных упругих волн в пьезопластине, рассчитанная по измеренному значению антирезонансной частоты, N – коэффициент электромеханической трансформации, $e = 15.1$ Кл/м^2 – пьезоконстанта, $C_0 = 2135$ пФ – статическая емкость пьезоэлемента, $\varepsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная, $\varepsilon_{33}^S = 1120$ – относительная диэлектрическая проницаемость материала пьезопластины при постоянной деформации. Параметры пьезоматериала и методики определения величин C_0 и ε_{33}^S взяты из [2].

Известны и более сложные модели пьезопластин, например [40, 41], учитывающие более

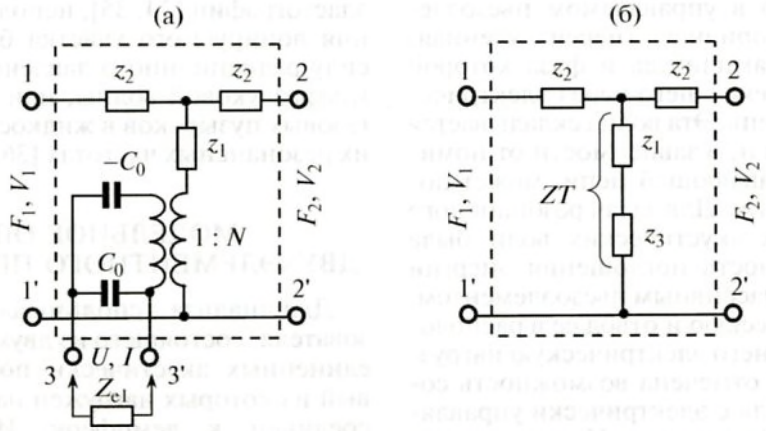

Рис. 1. Базовая эквивалентная схема пьезоэлемента (а) и эквивалентная схема электрически управляемого пьезоэлемента в виде четырехполюсника (б).

"тонкие" эффекты, существенно усложняющие расчет. В сравнении с ними используемая модель более проста, но и имеет ряд допущений, которые, как показали результаты сравнения с экспериментальными исследованиями, для данной работы оказались вполне оправданными. Предполагается, что для всех рассматриваемых частот в пьезопластине имеют место только продольные одномерные колебания по толщине с равномерным распределением амплитуды по рабочей поверхности, а коэффициент электромеханической трансформации N – константа, не зависящая от частоты, формы пьезопластины, плотности и модуля упругости пьезоматериала.

Модельное описание двухэлементного преобразователя осуществлялось следующим образом. В случае управляемого пьезоэлемента базовая схема рис. 1а редуцировалась к четырехполюснику, заключенному между акустическими сторонами-зажимами 1–1' и 2–2' (рис. 1б). При этом управляющая электрическая цепь с импедансом Z_{el} подключалась к электрической стороне 3–3' шестиполюсника (рис. 1а). Импеданс z_3, показанный на рис. 1б, является входным импедансом каскадно соединенных элементов: трансформатора, отрицательной и положительной емкостей, импеданса Z_{el}, и равен $z_3 = N^2 \dfrac{Z_{el}}{\omega C_0(j\omega C_0 Z_{el} + 1)}$. Редуцированная эквивалентная схема (рис. 1б) представляет собой симметричный Т-образный четырехполюсник с акустическими входом и выходом. Общая матрица такого четырехполюсника имеет вид [42, 43]

$$MC = \begin{bmatrix} MC_{11} & MC_{12} \\ MC_{21} & MC_{22} \end{bmatrix},$$

где

$$MC_{11} = MC_{22} = 1 + z_2 YT, \quad MC_{12} = z_2(2 + z_2 YT),$$
$$MC_{21} = SYT, \quad YT = 1/ZT = (z_1 + Sz_3)^{-1}.$$

В двухэлементном преобразователе с управляемым демпфером к акустической стороне 2–2' четырехполюсника рис. 1б подключен демпфер с частотно-независимым импедансом Z_{damp}. Входной акустический импеданс на стороне 1–1' этого четырехполюсника Z_{damp_var} вычислялся следующим образом:

$$Z_{damp_var} = \frac{MC_{11} Z_{damp} + MC_{12}}{MC_{21} Z_{damp} + MC_{22}},$$

т.е. импеданс Z_{damp_var} является частотно-зависимым и варьируется при изменении импеданса управляющей цепи.

В случае активного пьезоэлемента базовая схема (рис. 1а) редуцировалась к четырехполюснику, заключенному между электрической стороной 3–3' и акустической стороной 1–1' (рис. 2, "Активный пьезоэлемент"). К акустической стороне 2–2' активного пьезоэлемента подключен демпфер с импедансом Z_{damp_var}, который является внутренним параметром редуцированной схемы активного пьезоэлемента. Двухэлементный излучатель с управляемым демпфером (рис. 2) описывался матрицей M_{varD}, вычисляемой как матричное произведение следующим образом:

$$M_{\mathrm{var}\,D} = MCN\ PP_{\mathrm{var}\,D} = \begin{bmatrix} M_{\mathrm{var}\,D11} & M_{\mathrm{var}\,D12} \\ M_{\mathrm{var}\,D21} & M_{\mathrm{var}\,D22} \end{bmatrix},$$

где

$$MCN = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{N} & \dfrac{-N}{j\omega C_0} \\ \dfrac{j\omega C_0}{N} & 0 \end{bmatrix},$$

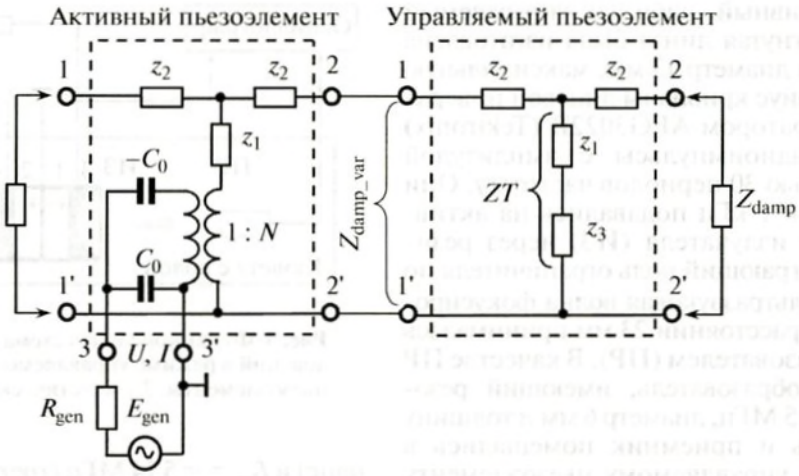

Рис. 2. Эквивалентная схема двухэлементного преобразователя с управляемым демпфером.

$$PP_{\mathrm{var}\,D} = \begin{bmatrix} 1+\dfrac{z_1}{(z_2+Z_{\mathrm{damp_var}})} & z_1+z_2+\dfrac{z_1 z_2}{(z_2+Z_{\mathrm{damp_var}})} \\ \dfrac{1}{(z_2+Z_{\mathrm{damp_var}})} & 1+\dfrac{z_2}{(z_2+Z_{\mathrm{damp_var}})} \end{bmatrix}.$$

Аналогичный подход использовался при построении модельного описания двухэлементного преобразователя с управляемым слоем. Общая матрица такого преобразователя $M_{\mathrm{var}L}$ вычислялась как матричное произведение:

$$M_{\mathrm{var}\,L} = MCN\ PP\ MC = \begin{bmatrix} M_{\mathrm{var}\,L11} & M_{\mathrm{var}\,L12} \\ M_{\mathrm{var}\,L21} & M_{\mathrm{var}\,L22} \end{bmatrix},$$

где

$$PP = \begin{bmatrix} 1+\dfrac{z_1}{z_2+Z_{\mathrm{damp}}} & z_1+z_2+\dfrac{z_1 z_2}{z_2+Z_{\mathrm{damp}}} \\ \dfrac{1}{z_2+Z_{\mathrm{damp}}} & 1+\dfrac{z_2}{z_2+Z_{\mathrm{damp}}} \end{bmatrix}.$$

Результирующие выражения элементов матриц $M_{\mathrm{var}L}$ и $M_{\mathrm{var}D}$ получаются громоздкими и здесь не приводятся. Коэффициенты передачи в режиме излучения в воду для случаев управляемого демпфера K_{d} и управляемого слоя K_{s} вычислялись следующим образом [2]:

$$K_{\mathrm{d}} = \frac{P_{\mathrm{d}}}{U_{\mathrm{d}}} = \frac{z_{\mathrm{w}}}{M_{\mathrm{var}\,D11} Z_{\mathrm{w}} + M_{\mathrm{var}\,D12}},$$

$$K_{\mathrm{s}} = \frac{P_{\mathrm{s}}}{U_{\mathrm{s}}} = \frac{z_{\mathrm{w}}}{M_{\mathrm{var}\,L11} Z_{\mathrm{w}} + M_{\mathrm{var}\,L12}},$$

где P_{d}, P_{s} – амплитуда колебательного давления [Па], создаваемого в рабочей среде, U_{d}, U_{s} – амплитуда напряжения [В] на электрической стороне излучателя. Расчеты производились для диапазона частот f = 1...6 МГц с шагом 0.01 кГц. Значения индуктивностей L изменялись от 0.1 до 10 мкГн с шагом 0.1 мкГн, а их добротности Q выбраны равными 30, 50 или 100. Сопротивления R резисторов изменялись от 0 до 10 кОм с различным шагом.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ

Для экспериментального исследования использовался двухэлементный преобразователь, на излучающей стороне которого расположена фокусирующая линза. Фокусированный излучатель был выбран, во-первых, потому что он практически важен для решения задач эластографии и дистанционного возбуждения различных объектов в среде. Во-вторых, при фокусированном излучателе значительно упрощается процедура измерений: приемник, расположенный в фокальной зоне на фиксированном расстоянии от излучателя, не требует регулировки этого расстояния в зависимости от частоты излучения. Такая регулировка была бы необходима при использовании преобразователя с плоской поверхностью. Наличие линзы не отражено в модельном описании. Предполагалось, что влияние линзы сводится к частотно-независимому множителю коэффициента передачи, который не влияет на сравниваемые нормированные результаты модельных расчетов и измерений. Это допущение предстояло проверить в ходе настоящей работы.

Функциональная схема экспериментальной установки для случая управляемого демпфера приведена на рис. 3. Пьезоэлементы были склеены акустически последовательно с одинаковым направлением поляризации. С одной стороны они были приклеены к фокусирующей линзе, а с другой – к демпферу. Каждый из пьезоэлементов использо-

вался либо как активный, либо как управляемый элемент. Плосковогнутая линза была изготовлена из оргстекла, имела диаметр 13 мм, максимальную толщину 3 мм и радиус кривизны лицевой поверхности 11 мм. Генератором AFG3022B (Tektronix) формировались радиоимпульсы с амплитудой 10 В и длительностью 30 периодов частоты f. Они с частотой посылок 1 кГц подавались на активный пьезоэлемент излучателя (ИЗ) через резистор $R_0 = 100$ Ом, играющий роль ограничителя по току. Излученная ультразвуковая волна фокусировалась линзой и на расстоянии 23 мм принималась приемным преобразователем (ПР). В качестве ПР использовался преобразователь, имеющий резонансную частоту 10.5 МГц, диаметр 6 мм и толщину 0.2 мм. Излучатель и приемник помещались в кювету с водой. К управляемому пьезоэлементу подключалась электрическая цепь: или индуктивность L от 0.25 до 6.0 мкГн с шагом 0.25 или 0.5 мкГн, или резистор R от 0 до 10 кОм с шагом 5, 10, 100 или 1000 Ом. Для экспериментов использовались специально изготовленные однослойные катушки индуктивности из провода различного сечения. Как индуктивность, так и добротность каждой катушки измерялись в используемом диапазоне частот с помощью измерителя комплексного сопротивления LCR-78110G (GW Instek). Для экспериментов были отобраны катушки с добротностями 90–100. Частота генератора перестраивалась в диапазоне $f = 2...6$ МГц с шагом 0.04 МГц. Для каждого значения частоты и значения номинала управляющей электрической цепи измерялись напряжения на излучающем пьезоэлементе и приемном преобразователе с помощью двухканального цифрового осциллографа TDS1002 (Tektronix). Коррекция неравномерности частотной характеристики приемника ПР осуществлялась на основе измерения с помощью измерителя LCR-78110G действительной части его входного электрического импеданса $\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{pr}})$, с учетом того, что чувствительность приема пропорциональна $\sqrt{\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{pr}})}$ [2, 44]. По результатам измерений для различных параметров управляющей цепи были вычислены коэффициенты передачи Ke_{d} и Ke_{s} для случаев управляемого демпфера и слоя.

РЕЗУЛЬТАТЫ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

На рис. 4 для случаев управляемого демпфера и слоя приведены рассчитанные значения коэффициентов передачи в зависимости от изменения индуктивности для $Q = 100$. Видно, что преобразователь с двумя пьезоэлементами имеет несколько резонансных частот. При $L = 10$ мкГн характеристики практически соответствуют режиму холостого хода управляемого пьезоэлемента и имеют три резонанса на частотах $f_{1xx} = 3.35$ МГц (первый резонанс, соответствует толщинному резонансу одиночной пластины), $f_{2xx} = 1.70$ МГц (второй резонанс) и $f_{3xx} = = 5.14$ МГц (третий резонанс). При индуктивности менее 6 мкГн они начинают существенно изменяться. По мере уменьшения L частота f_1 первого резонанса приближается к частоте f_3 третьего и при $L = 0.1$ мкГн, практически уже соответствующему короткому замыканию обкладок управляемого пьезоэлемента, близка к значению f_{3xx}. При $L < 6$ мкГн второй резонанс разделяется на два с частотами f_{21} и f_{22}. При этом частота f_{21} и амплитуда его нижнего резонанса изменяются существенно меньше, чем верхнего, представляющего значительный интерес для практического использования. При уменьшении L значение частоты f_{22} приближается к f_{1xx}, но не превышает ее. В диапазоне $L = = 0.5...5$ мкГн преобразователь имеет четыре резонанса. Изменения частот резонансов для управляемого демпфера и слоя совпадают и не зависят от добротности подключаемых индуктивностей. Однако для случая управляемого слоя (см. рис. 4б, 4г) существуют частотные области вблизи частот $f_{22} = 2.2$ МГц и $f_1 = 4.5$ МГц, на которых излучение отсутствует. Следует также иметь в виду, что при переходе с одного резонанса на другой существуют переходные области частот, имеющие ширину порядка 4–6% относительно частот резонансов при разомкнутой управляющей цепи, на которых излучение также отсутствует.

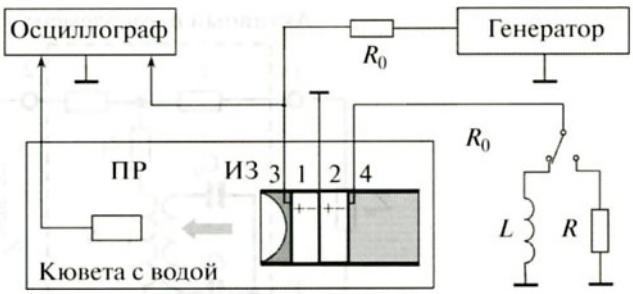

Рис. 3. Функциональная схема для проведения исследований в режиме управляемого демпфера, где: 1, 2 – пьезоэлементы, 3 – акустическая линза, 4 – демпфер.

В экспериментах использовался не калиброванный по давлению приемник, поэтому для сравнения коэффициентов передачи использовались нормированные значения. В качестве нормировочной константы была выбрана амплитуда излучения при разомкнутой управляющей цепи управляемого преобразователя. Для теоретических расчетов нормировка проводилась на значение 16.3 кПа/В, соответствующее максимуму коэффициента передачи при разомкнутой управляющей цепи. Следует отметить, что значение этого максимума с достаточной для практики точностью совпадает с максимальным коэффициентом передачи одиночного пьезоэлемента. За счет такой нормировки все нормированные значения коэффициентов передачи, полученные далее,

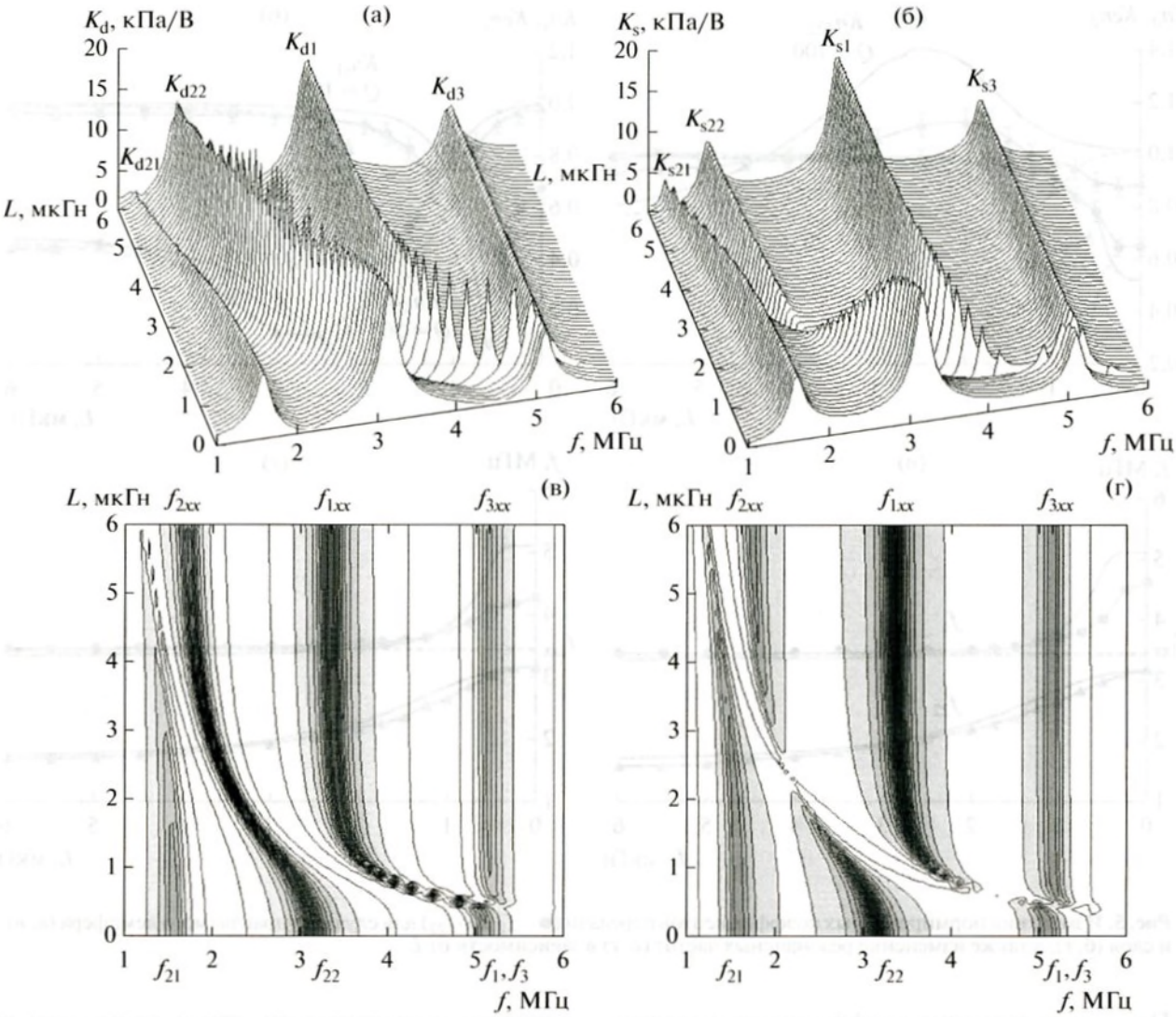

Рис. 4. Изменение коэффициентов передачи для случаев управляемого демпфера (а, в) и слоя (б, г) в зависимости от изменения L.

также показывают, во сколько раз излучение того или иного двухэлементного преобразователя отличается от максимального излучения одиночного пьезоэлемента. Результаты нормированных значений коэффициентов передачи, полученных в результате теоретических расчетов (Kn_d, Kn_s) и экспериментов (Ken_d, Ken_s) для двух наиболее интересных резонансов, приведены на рис. 5. Зависимости для частоты f_1 выделены жирными линиями, для f_{22} – тонкими, а теоретические (для Q = 30 и 100) – линиями без маркеров.

Из теоретических расчетов следует, что значение добротности существенно влияет на величину коэффициента передачи. Если $Q > 50$, то только для случая управляемого демпфера, резонанса на частоте f_{22} и для вполне конкретных значений $0.5 < L < 4$ мкГн возможно получить коэффициент передачи больше (в 1.4 раза при $Q = 100$), чем для одиночной пластины (рис. 5а). Заметим, что этот резонанс возникает только в результате соединения двух пьезопластин. В остальных случаях двухэлементный преобразователь излучает меньше чем одноэлементный. Для случая управляемого слоя (рис. 5б) с увеличением L до 2.5 мкГн для частоты f_{22} коэффициент Kn_{s22} плавно уменьшается независимо от ее добротности, а для частоты f_1 коэффициент передачи Kn_{s1} увеличивается, начиная с 0.75 мкГн. Можно заметить, что значения Kn_{s1} для $L < 1.25$ мкГн сравнимы по величине с Kn_{s22} для значений $L > 1.25$ мкГн. Это означает, что можно одинаково эффективно излучать длинные ультразвуковые импульсы как на первой, так и на второй частотах резонанса, но для каждой из выбранных частот должно использоваться соответствующее значение индуктивности.

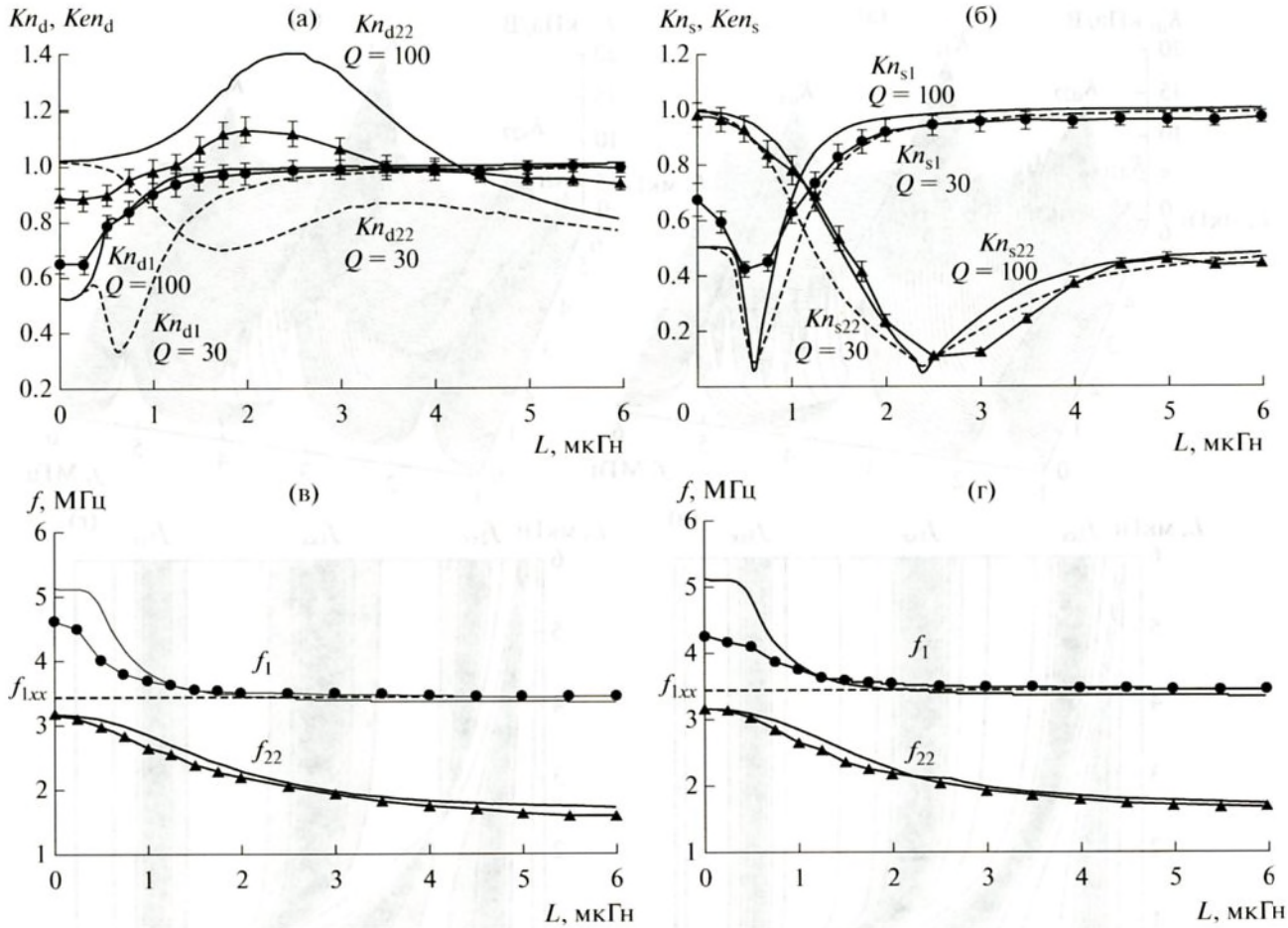

Рис. 5. Изменения нормированных коэффициентов передачи (● – f_1, ▲ – f_{22}) для случаев управляемого демпфера (а, в) и слоя (б, г), а также изменение резонансных частот (в, г) в зависимости от L.

Поскольку значение коэффициента передачи не отражает мощности, отдаваемой генератором в излучатель, то были проведены расчеты коэффициентов передачи по мощности. Результаты показали, что при $L > 1.5$ мкГн изменение Ken_{d1} сопровождается меньшим потреблением мощности от генератора. Для второго резонанса равномерность изменения Kn_{d22} для этих же значений L обеспечивается увеличением мощности, потребляемой от генератора.

Теоретически для случая с управляемым демпфером при увеличении L в пределах 0.25–6 мкГн частота первого резонанса (см. рис. 5в, 5г) монотонно уменьшается от 5.12 до 3.35 МГц (на 1.77 МГц), приближаясь к значению f_{1xx}. Частота второго резонанса соответственно изменяется от 3.16 до 1.70 МГц (на 1.46 МГц). Таким образом, подключая индуктивности к управляемому пьезоэлементу, можно в широких пределах смещать максимум частоты излучения как выше (до 51%), так и ниже (до 42%) относительно резонансной частоты одиночного пьезоэлемента. Эффективность излучения будет зависеть как от значения и добротности индуктивности, так и от частоты выбранного резонанса.

На рис. 6а приведены рассчитанные и измеренные зависимости изменения коэффициентов передачи для первого резонанса от значения подключаемого резистора R, а на рис. 6б – частоты их изменения. Теоретически рассчитанные характеристики для Kn_{d1} и Kn_{s1} совпали с погрешностью менее 1%. Интересно, что их значения одинаковы как при короткозамкнутой управляющей цепи ($R = 0$ Ом), так и при разомкнутой (практически при $R > 1$ кОм). Минимальные значения Kn_{d1} и Kn_{s1} соответствуют значению R около 22 Ом, близкому к значению емкостного импеданса пьезоэлемента $1/(\omega C_0)$ на частоте антирезонанса. Подключение резистора R к управляемому пьезоэлементу, так же как и подключение индуктивности, позволяет изменять частоту максимума излучения, но в небольших (около 4%) пределах: от 3.18 до 3.32 МГц, т.е. на 0.14 МГц.

Из рис. 5, 6 видно, что частоты максимумов излучения в зависимости от параметров управляющей цепи, а также нормированные амплитуды

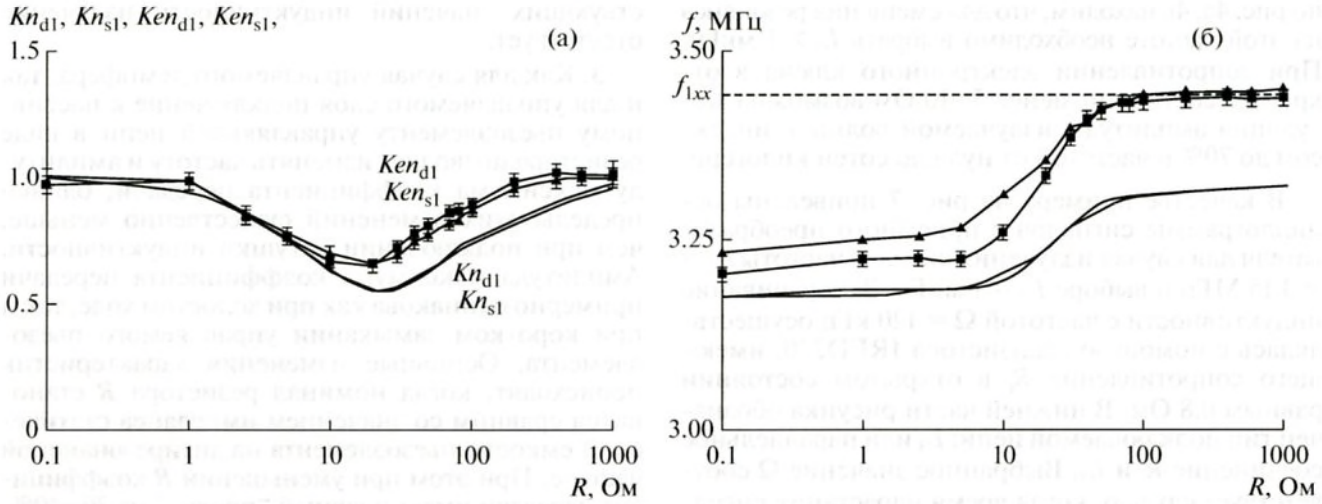

Рис. 6. Изменения нормированных коэффициентов передачи для управляемых демпфера (▲, жирная линия, теория) и слоя (●, тонкая линия, теория) для частоты f_1 (а), а также изменение f_1 (б) в зависимости от R.

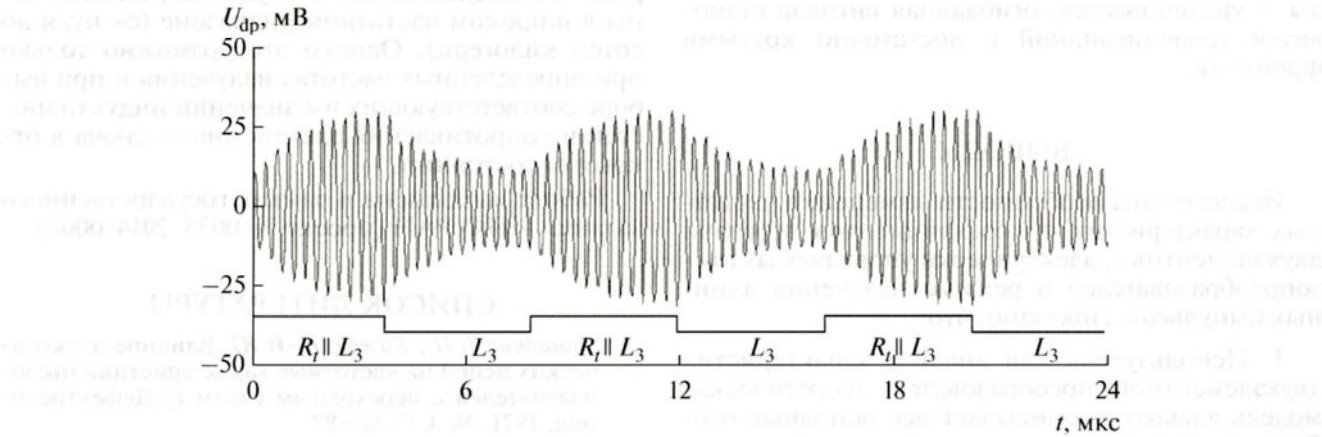

Рис. 7. Осциллограмма сигнала принятой ультразвуковой волны при изменении параметров управляемой электрической цепи.

этих максимумов, полученные теоретически и экспериментально, достаточно хорошо совпадают. В частности, это означает, что в условиях данной работы принятое допущение о влиянии линзы оказалось вполне оправданным.

Достаточно резкий характер изменения максимума коэффициента передачи от индуктивности (см. рис. 4в, 4г) позволяет использовать эту особенность для модуляции амплитуды излучаемой волны на выбранной частоте. Модуляция волны может быть выполнена для случаев как управляемого демпфера, так и управляемого слоя, примерно с одинаковой эффективностью. Для резонансов на частотах f_1 и f_{22} это можно сделать путем изменения значения индуктивности. Например, выбрав частоту излучения $f_1 = 4.5$ МГц и индуктивность $L_1 = 0.5$ мкГн (см. рис. 4а, 4в), можно периодически изменять эту индуктивность до величины L_2, устанавливая ее значение равным 1 мкГн или большем. Это приведет к изменению резонансных частот преобразователя и изменению амплитуды излучаемой волны. Коммутацию необходимо выполнять ключом с минимальным сопротивлением, чтобы не изменять добротность управляющей индуктивности. Практически это может быть реле, но в этом случае частота коммутации не превысит 1 кГц, поскольку она ограничена временем переключения и дребезга его контактов. Для резонанса на частоте f_{22} модуляция может быть выполнена другим способом – путем закорачивания ($R = 0$) значения индуктивности, постоянно подключенной к управляемому пьезоэлементу. Например, выбрав значение частоты $f_{22} = 3.2$ МГц, соответствующей $R = 0$,

по рис. 4а, 4в находим, что для смещения резонанса на этой частоте необходимо выбрать $L_3 > 1$ мкГн. При сопротивлении электронного ключа в открытом состоянии менее 5–10 Ом возможна модуляция амплитуды излучаемой волны с индексом до 70% и частотой от нуля до сотен килогерц.

В качестве примера на рис. 7 приведены осциллограммы сигналов с приемного преобразователя для случая излучения сигнала частоты $f_{22} = 3.15$ МГц и выборе $L_3 = 1$ мкГн. Закорачивание индуктивности с частотой $\Omega = 120$ кГц осуществлялась с помощью транзистора IRFD220, имеющего сопротивление R_t в открытом состоянии равным 0.8 Ом. В нижней части рисунка обозначен тип подключаемой цепи: L_3 или параллельное соединение R_t и L_3. Выбранное значение Ω соответствует случаю, когда время нарастания сигнала примерно соответствует его спаду и определяется добротностью пьезопреобразователя. При уменьшении частоты коммутации длительность этих времен сохраняется, а длительность, соответствующая максимальному значению амплитуды – увеличивается, огибающая сигнала становится трапециевидной с достаточно крутыми фронтами.

ВЫВОДЫ

Исследованы особенности изменения частотных характеристик и коэффициентов передачи двухэлементных, электрически управляемых пьезопреобразователей в режиме излучения длинных импульсов. Показано, что:

1. Используемая для анализа характеристик двухэлементного преобразователя теоретическая модель адекватно описывает все основные особенности изменения частотных характеристик и коэффициентов передачи при управляющей цепи в виде катушки индуктивности или резистора.

2. Как для случая управляемого демпфера, так и для управляемого слоя подключение к пассивному пьезоэлементу индуктивности позволяет в широких пределах изменять частоту максимума излучения как ниже (до 42%), так выше (до 51%) значения резонансной частоты одиночного пьезоэлемента. Однако амплитуда максимума излучения различна и зависит от индуктивности, добротности и выбранного значения резонансной частоты. Существенное увеличение максимума коэффициента передачи возможно только в случае управляемого демпфера и только на частоте ниже резонансной частоты одиночного пьезоэлемента, т.е. на резонансе, появляющемся в результате соединения двух пьезоэлементов. Оно существенно зависит от добротности индуктивности – так, например, теоретически при $Q = 100$ увеличение равно 1.4, а при $Q = 50$ оно отсутствует. Для управляемого демпфера существуют интервалы частот, на которых при подключении соответствующих значений индуктивности излучение отсутствует.

3. Как для случая управляемого демпфера, так и для управляемого слоя подключение к пассивному пьезоэлементу управляющей цепи в виде резистора позволяет изменять частоту и амплитуду максимума коэффициента передачи, однако пределы этих изменений существенно меньше, чем при подключении катушки индуктивности. Амплитуда максимума коэффициента передачи примерно одинакова как при холостом ходе, так и при коротком замыкании управляемого пьезоэлемента. Основные изменения характеристик происходят, когда номинал резистора R становится сравним со значением импеданса статической емкости пьезоэлемента на антирезонансной частоте. При этом при уменьшении R коэффициент передачи имеет плавный "провал" на 30–40%, а частота максимума излучения снижается примерно на 4%.

4. Как для случая управляемого демпфера, так и управляемого слоя, возможно создание режима работы с модуляцией амплитуды излучаемой волны в широком частотном диапазоне (от нуля до сотен килогерц). Однако это возможно только при определенных частотах излучения и при выборе соответствующих им значений индуктивностей и сопротивления электронного ключа в открытом состоянии.

Работа выполнена в рамках государственного задания ИПФ РАН (проект № 0035-2014-0008).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Домаркас В.И., Кажис Р.-И.Ю.* Влияние электрических цепей на частотные характеристики пьезоизлучателей с переходным слоем // Дефектоскопия. 1971. № 3. С. 80–87.
2. *Домаркас В.И., Кажис Р.-И.Ю.* Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи. Вильнюс: Минтис, 1974. 258 с.
3. *San Emeterio J.L., Ramos A., Sanz P.T., Ruiz A., Azbaid A.* Modeling NDT piezoelectric ultrasonic transmitters // Ultrasonics. 2004. № 42. P. 277–281.
4. *Алексеев Б.Н., Дианов Д.Б.* О расширении полосы пропускания пьезокерамических преобразователей с помощью переходных слоев // Акуст. журн. 1974. Т. 20. № 5. С. 663–667.
5. *Гитис М.Б., Химунин А.С.* О влиянии электрической нагрузки на акустическое поле пьезокерамического преобразователя // Акуст. журн. 1988. Т. 34. № 4. С. 735–739.
6. *Коновалов С.И., Кузьменко А.Г.* Особенности импульсных режимов работы электроакустических пьезоэлектрических преобразователей. СПб.: Политехника, 2014. 294 с.
7. *Касаткин Б.А., Павин Н.Я.* Пьезоэлектрический преобразователь с управляемыми характеристиками // Акуст. журн. 1983. Т. 29. № 5. С. 706–708.
8. *Касаткин Б.А., Павин Н.Я.* Энергетическая оценка эффективности работы пьезопреобразователя в импульсном режиме // Дефектоскопия. 1977. № 5. С. 30–34.

9. *Касаткин Б.А.* Некоторые характеристики управляемых пьезопреобразователей // Дефектоскопия. 1978. № 11. С. 34–38.
10. *Быстров Ю.М., Кузьменко А.Г.* О частотных характеристиках чувствительности двухслойного пьезоприемника с встречной поляризацией слоев // Дефектоскопия. 1987. № 5. С. 48–52.
11. *Кривин Е.В., Муравьев А.М.* Метод расчета составного пьезоэлектрического преобразователя с электрически управляемой частотой // Акуст. журн. 1982. Т. 28. № 1. С. 85–90.
12. *Касаткин Б.А., Павин Н.Я.* Об одном способе перестройки рабочей частоты пьезопреобразователя // Дефектоскопия. 1980. № 1. С. 17–21.
13. *Коновалов С.И., Кузьменко А.Г.* Сокращение длительности импульса пьезоизлучателя при различных вариантах включения компенсирующих RL цепей // Дефектоскопия. 2008. № 5. С. 79–87.
14. *Данилов В.Н., Изофатова Н.Ю.* О влиянии параметров электрических схем возбуждения и приема упругих волн прямыми преобразователями на характеристики регистрируемых сигналов // Дефектоскопия. 1997. № 1. С. 25–31.
15. *Коновалов С.И., Кузьменко А.Г.* Влияние индуктивной и индуктивно-резистивной нагрузки на длительность электрического импульса на пьезоприемнике // Дефектоскопия. 2002. № 2. С. 66–73.
16. *Sferruzza J.P., Birer A., Cathignol D.* Generation of very high pressure pulses at the surface of a sandwiched piezoelectric material // Ultrasonics. 2000. № 38. P. 965–968.
17. *Dubus B. Haw G., Granger C., Ledez O.* Characterization of multilayered piezoelectric ceramics for high power transducers // Ultrasonics. 2002. № 40. P. 903–906.
18. *Shuyu L.* Load characteristics of high power sandwich piezoelectric ultrasonic transducers // Ultrasonics. 2005. № 43. P. 365–373.
19. *Chang K.-T.* Improving the transient response of a bolt-clamped Langevin transducer using a parallel resistor // Ultrasonics. 2003. № 41. P. 427–436.
20. *Saitoh S., Izumi M., Mine Y.* A dual frequency ultrasonic probe for medical application // IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Cont. 1995. V. 42. № 2. P. 294–300.
21. *Chang J.H., Kim H.H., Lee J., Shung K.K.* Frequency compounded imaging with a high-frequency dual element transducer // Ultrasonics. 2010. № 50. P. 453–457.
22. *Кушкулей Л.М., Мельканович А.Ф.* Составной пьезоэлектрический преобразователь с плавно перестраиваемыми характеристиками // Акуст. журн. 1981. Т. 27. № 1. С. 121–125.
23. *Ланина Э.П.* Перестраиваемый высокочастотный пьезокерамический излучатель большой мощности // Акуст. журн. 1978. Т. 24. № 3. С. 372–375.
24. *Грищенко Е.К.* Потери и частотные характеристики пьезоприемников // Акуст. журн. 1973. Т. 19. № 2. С. 162–169.
25. *Грищенко Е.К., Холод Л.И.* Акустический импеданс и прозрачность плоского пьезоэлемента с электрической нагрузкой // Акуст. журн. 1975. Т. 21. № 3. С. 405–408.
26. *Грищенко Е.К.* Распространение звука в тонком пьезоэлектрическом волноводе с электрической нагрузкой // Акуст. журн. 1977. Т. 23. № 4. С. 561–568.
27. Пьезокерамические преобразователи. Справочник. Под ред. Пугачева С.И. Л.: Судостроение, 1984. 256 с.
28. *Грищенко Е.К.* Акустический аналог электрооптического затвора // Акуст. журн. 1975. Т. 21. № 5. С. 827–828.
29. *Кривин Е.В.* Отражение плоской звуковой волны от электрически нагруженного пьезоэлектрического слоя // Акуст. журн. 1975. Т. 21. № 2. С. 230–235.
30. *Грищенко Е.К.* Пьезоэлектрический поглотитель ультразвука пластинчатого типа // Акуст. журн. 1982. Т. 28. № 4. С. 486–488.
31. *Кажис Р.-И.* О прохождении ультразвуковой волны через пьезоэлектрическую пластинку // Ультразвук. 1974. № 6. С. 73–79.
32. *Мельканович А.Ф., Кушкулей Л.М.* Многослойный электроакустический преобразователь, содержащий активные слои // Дефектоскопия. 1978. № 7. С. 78–87.
33. *Касаткин Б.А., Павин Н.Я.* Об одном способе построения многорезонансных управляемых преобразователей // Дефектоскопия. 1983. № 4. С. 73–76.
34. *Gavrilov L.R., Dmitriev V.N., Solontsova L.V.* Use of focused ultrasonic receivers for remote measurements in biological tissues // J. Acoust. Soc. Am. 1988. V. 83. № 3. P. 1167–1179.
35. *Foley J.L., Vaezy S., Crum L.A.* Applications of high-intensity focused ultrasound in medicine: Spotlight on neurological applications // Appl. Acoust. 2007. V. 68. P. 245–259.
36. *Мансфельд А.Д., Мансфельд Д.А., Рейман А.М.* Анализ возможностей нелинейных акустических методов локации газовых пузырьков в биологических тканях // Акуст. журн. 2005. Т. 51. № 2. С. 259–267.
37. *Kazakov V.V., Sanin A.G., Kamensky V.A.* On the possible ultrasonic inspection of micro-bubbles generated by the optical fiber tip // J. Innov. Opt. Health Sci. 2016. V. 9. № 5.
38. Физическая акустика. Т. 1.Ч. А. Методы и приборы ультразвуковых исследований. Под ред. Мэзона У. М.: Мир, 1966. 592 с.
39. *Гутин Л.Я.* Избранные труды. Л.: Судостроение, 1977. 597 с.
40. *Джагупов Р.Г., Ерофеев А.А.* Пьезоэлектронные устройства вычислительной техники, систем контроля и управления. Справочник. СПб.: Политехника, 1994. 608 с.
41. *Ивина Н.Ф.* Численный анализ собственных колебаний круглых пьезокерамических пластин конечных размеров // Акуст. журн. 1989. Т. 35. № 4. С. 667–673.
42. *Барышев С.Е.* Эквивалентная схема и матрица передачи многослойного пьезоэлектрического преобразователя // Дефектоскопия. 1972. № 3. С. 18–25.
43. *Лосев А.К.* Линейные радиотехнические цепи. Основы теории. М.: Высшая школа, 1971. 560 с.
44. *Гончаров К.В.* О возможности изучения частотных характеристик чувствительности преобразователей путем спектрального анализа их тепловых шумов // Акуст. журн. 1959. Т. 5. № 1. С. 120–122.