АКУСТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ, 2006, том 52, № 3, с. 326–329

УДК 534.232.082.73

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ АКУСТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ С ПОМОЩЬЮ ТЫЛЬНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ НАГРУЗКИ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

© 2006 г. М. А. Григорьев, А. В. Толстиков, Ю. Н. Навроцкая

Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
410026 Саратов
E-mail: magrig@sgu.ru

Поступила в редакцию 24.01.05 г.

Исследуется работа СВЧ пьезоэлектрического преобразователя, в котором пьезоэлектрик с помощью ряда промежуточных слоев контактирует с двумя акустическими нагрузками. Одна из них является средой, в которой преобразователь возбуждает упругие волны. Другая (тыльная нагрузка) – средством для формирования его характеристик. На основе опубликованного ранее метода численного анализа коэффициентов передачи при прямом и обратном преобразовании рассчитываются частотные зависимости эффективности преобразования и коэффициента стоячей волны, как в передающей линии (прямое преобразование), так и в звукопроводе (обратное). Обсуждаются расчетные кривые, иллюстрирующие влияние тыльной нагрузки для конкретного многослойного преобразователя дециметрового диапазона с согласующей LC цепочкой.

PACS: 43.28.+h, 92.60.–e

ВВЕДЕНИЕ

Целью настоящей работы является выяснение влияния тыльной акустической нагрузки на работу многослойного пьезопреобразователя как при прямом преобразовании, так и при обратном. Этот вопрос важен, например, при создании акустической линии задержки (АЛЗ), когда необходимо обеспечить ее работу в достаточно широкой полосе частот и подавление паразитных сигналов, вызванных переотражениями от торцов звукопровода. Тыльная нагрузка может существенно снизить в звукопроводе акустический коэффициент отражения от преобразователя.

В статье [1] предложен алгоритм численного анализа прямого и обратного коэффициентов передачи многослойного преобразователя. Созданы независимые программы для вычисления модуля и фазы коэффициентов, определяемых как отношение комплексных амплитуд преобразуемых волн, и численно показано их равенство.

Согласно этому алгоритму, в ходе вычисления прямого и обратного коэффициентов передачи требуется нахождение коэффициентов отражения электромагнитной или акустической волн, подводимых к преобразователю. Здесь мы не будем останавливаться на выводе формул, полученных с этой целью в [1], а приведем и обсудим лишь результаты численного анализа, выполненного в настоящей работе.

ИССЛЕДУЕМЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Для численного анализа будем считать, что на плоском торце звукопровода из алюмоиттриевого граната ($Y_3Al_5O_{12}$), перпендикулярном направлению [110], последовательно располагаются три изотропных металлических слоя (подслоя): хром (Cr), 0.04 μм; медь (Cu), 0.4 μм; Cr, 0.04 μм. Затем следует монокристаллический слой окиси цинка (ZnO), 1.1 μм, ориентированный направлением [0001] перпендикулярно торцу звукопровода. И, наконец, два металлических слоя (надслоя): Cr, 0.04 μм и Cu, 0.3 μм. Такая структура предназначена для возбуждения продольных упругих волн. Толщина пьезоэлектрика ZnO выбрана таким образом, чтобы центральная частота рабочего диапазона преобразователя была равна 1.75 ГГц. Диаметр пьезоэлемента принят равным 0.5 μм. В ходе анализа последний надслой нагружается различными поглощающими тыльными нагрузками, с тем или иным акустическим волновым сопротивлением.

Считается, что с электрической стороны пьезоэлемент соединяется с передающей линией стандартного волнового сопротивления (Z_0 = 50 Ω) с помощью LC согласующего четырехполюсника. Предполагается, что между последним и пьезоэлементом могут быть включены сопротивление потерь R_{los} и параллельная шунтирующая емкость C_{sh}. При прямом преобразовании считается, что звукопровод имеет бесконечную длину, а при обратном – передающая линия нагружена на согласованное сопротивление.

РАБОТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ БЕЗ ТЫЛЬНОЙ НАГРУЗКИ

Пьезоэлемент характеризуется импедансом излучения $Z_{rad} = R_{rad} + jX_{rad}$, активная и реактивная составляющие которого являются функциями частоты. Расчеты, сделанные по формулам работы [1], показывают, что для рассмотренной выше многослойной структуры в отсутствие тыльной нагрузки на частоте 1.75 ГГц имеем: $R_{rad} = 0.57\ \Omega$, $X_{rad} = -6.54\ \Omega$. Пусть передающая линия с $Z_0 = 50\ \Omega$ непосредственно нагружена таким преобразователем, а $R_{los} = 0$ и $C_{sh} = 0$. Тогда коэффициенты преобразования электромагнитной волны в акустическую η_+ и равный ему коэффициент обратного преобразования η_- в диапазоне от 1.5 до 2.0 ГГц будут изменяться соответственно от –12.5 дБ до –15.0 дБ. На центральной частоте они принимают значение –13.5 дБ. При этом коэффициент стоячей волны напряжения (КСВН) в передающей линии (K_{LIN}) и в звукопроводе (K_{SU}) также оказываются одинаковыми. На нижнем и верхнем краях диапазона они равны соответственно 69.5 и 124.3, а на центральной частоте 87.7.

Известно, что когда генератор нагружен на комплексное сопротивление, существует так называемое оптимальное волновое сопротивление передающей линии, при котором нагрузка потребляет от генератора максимум мощности. Это волновое сопротивление равно модулю импеданса нагрузки. В нашем случае указанный модуль на частоте 1.75 ГГц равен 6.56 Ω. Если принять $Z_0 = 6.56\ \Omega$, то коэффициенты преобразования $\eta_+ = = \eta_-$ вырастут на указанной частоте до –7.89 дБ, а на краях диапазона примут соответственно значения –7.47 дБ и –8.89 дБ. При этом КСВН, оставаясь одинаковыми в передающей линии и в звукопроводе, на нижнем краю, в центре и на верхнем краю диапазона упадут соответственно до 20.29, 22.6 и 29.0.

Реактивное сопротивление пьезоэлемента, имеющее емкостный характер, можно скомпенсировать включением последовательно дополнительной индуктивности L. Если это сделать для центральной частоты, то суммарное сопротивление станет чисто активным и равным R_{rad}. В нашем случае потребуется включить $L = 0.595$ Н, и тогда полное сопротивление пьезоэлемента с индуктивностью на частоте 1.75 ГГц станет чисто активным и равным 0.57 Ω. Если теперь выбрать линию с волновым сопротивлением $Z_0 = 0.57\ \Omega$, то КСВН в ней, а следовательно, и коэффициенты преобразования η_+ и η_- на центральной частоте станут равными 1. Хотя линия с таким малым волновым сопротивлением практически не реализуема, все же расчеты, сделанные при этом, будут полезны для понимания в дальнейшем роли тыльной нагрузки. На рис. 1 представлены расчетные зависимости от частоты величин η_+ и K_{LIN}. Точно такие же кривые получаются и для η_- и K_{SU}. Они подтверждают высказанные соображения. Из рис. 1 также следует, что на нижнем и верхнем краях частотного диапазона величина η_+ и равная ей η_- принимают соответственно значения –4.62 дБ и –5.64 дБ, а КСВН – 9.49 и 12.57.

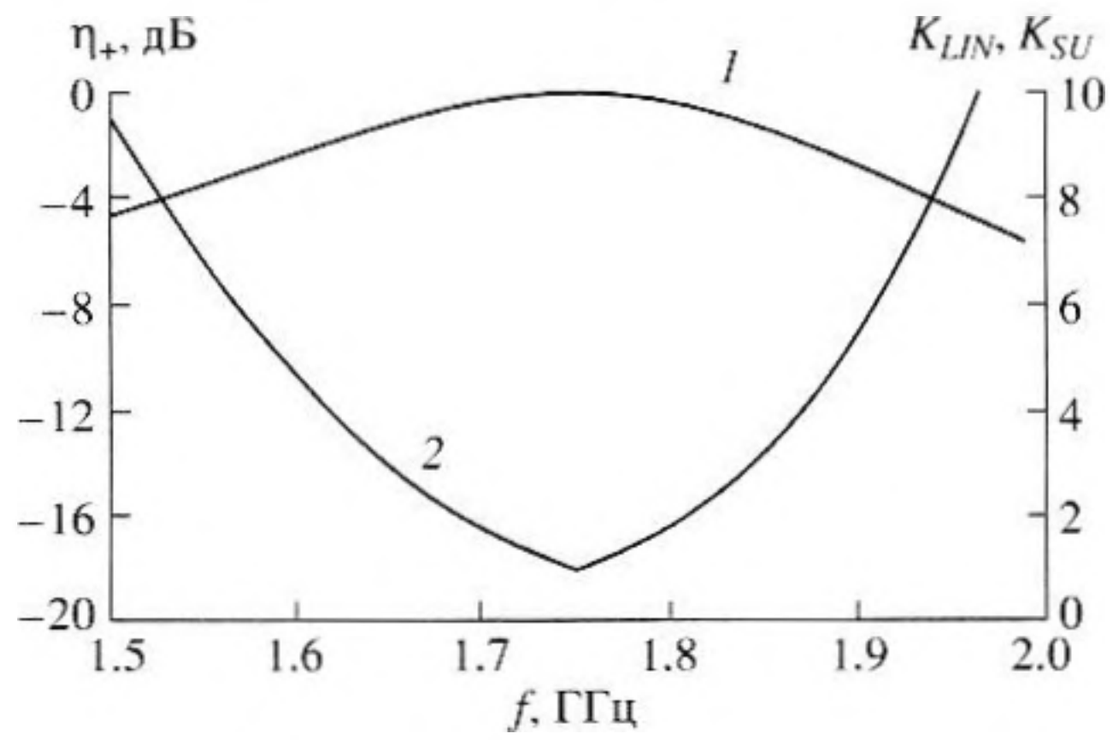

Рис. 1. Зависимости от частоты коэффициента преобразования η_+ (=η_-) (*1*) и КСВН в передающей линии и в звукопроводе $K_{LIN} = K_{SU}$ (*2*). Пьезоэлектрик ZnO (1.1 μм), звукопровод $Y_3Al_5O_{12}$, подслой: Cr (0.04 μм), Cu (0.3 μм), Cr (0.04 μм); надслой: Cr (0.04 μм), Cu (0.3 μм); тыльной нагрузки нет, $L = 0.594$ Н, $Z_0 = 0.79$ W, $R_{los} = 0$, диаметр преобразователя 0.5 μм.

РАБОТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ТЫЛЬНОЙ НАГРУЗКОЙ

Рассмотрим пример, который попутно будет играть роль тестовой задачи, служащей проверкой алгоритма учета влияния тыльной нагрузки и программ, примененных в настоящей работе (см. [1]). Пусть тыльной акустической нагрузкой служит алюмоиттриевый гранат той же ориентации, что и звукопровод. Для него, как и для звукопровода, акустическое волновое сопротивление $Z_{30} = 39.2$ кг/(мм^2 с). В таком случае пьезоэлектрик будет симметрично нагружен двумя одинаковыми акустическими средами. В одной из них – в звукопроводе, преобразователь обязан возбуждать акустическую волну, а в другой – акустическая мощность будет поглощаться. Допустим, что потери отсутствуют, т.е. $R_{los} = 0$, а преобразователь согласован с передающей линией так, что $K_{LIN} = 1$ хотя бы на одной частоте. Тогда на этой частоте электромагнитная мощность прямой волны, поступающая от генератора к преобразователю, в силу симметрии разделится на две одинаковые части. Одна из них пойдет на возбуждение акустической волны в звукопроводе, а другая – в тыльной нагрузке. В последней поглотится половина акустической мощности, излученной преобразователем. Очевидно, коэффициент преобразования в таком случае должен быть равен –3 дБ.

Чтобы согласовать преобразователь с передающей линией, можно включить последовательно с ним индуктивность, которая на некоторой час-

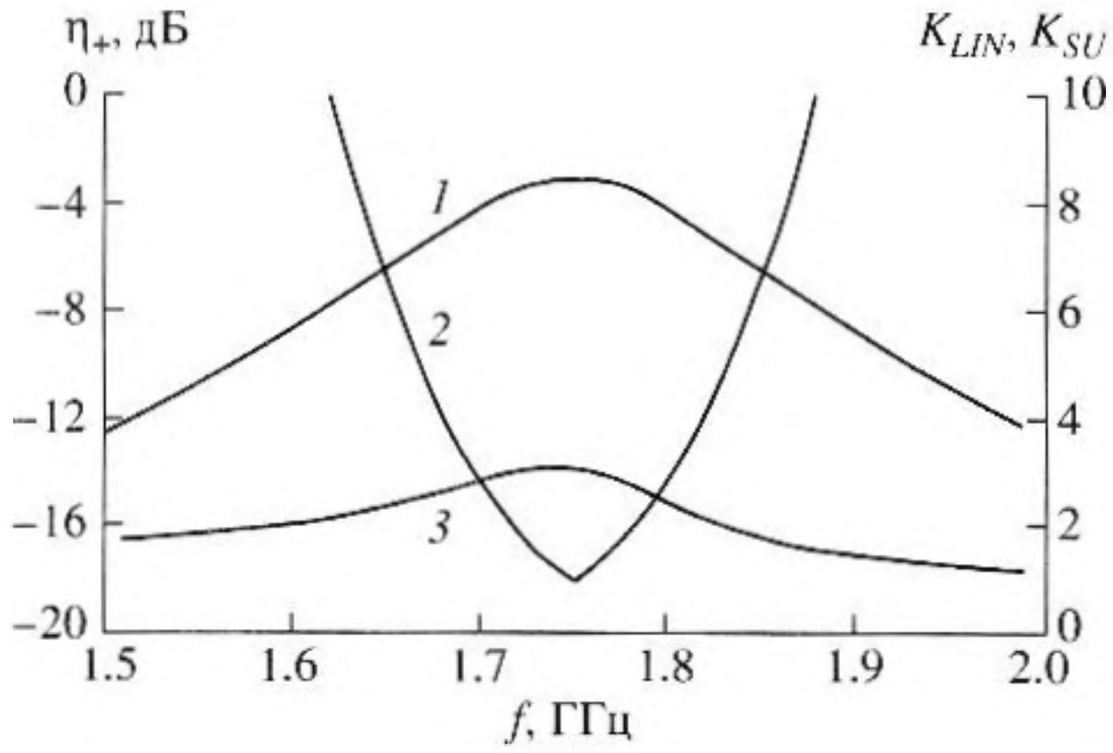

Рис. 2. То же, что и на рис. 1 для случая, когда добавлена тыльная нагрузка ($Y_3Al_5O_{12}$) при $R_{los} = 0$, $L = 0.58$ Н, $Z_0 = 0.32$ Ω. Кривая *3* – K_{SU}

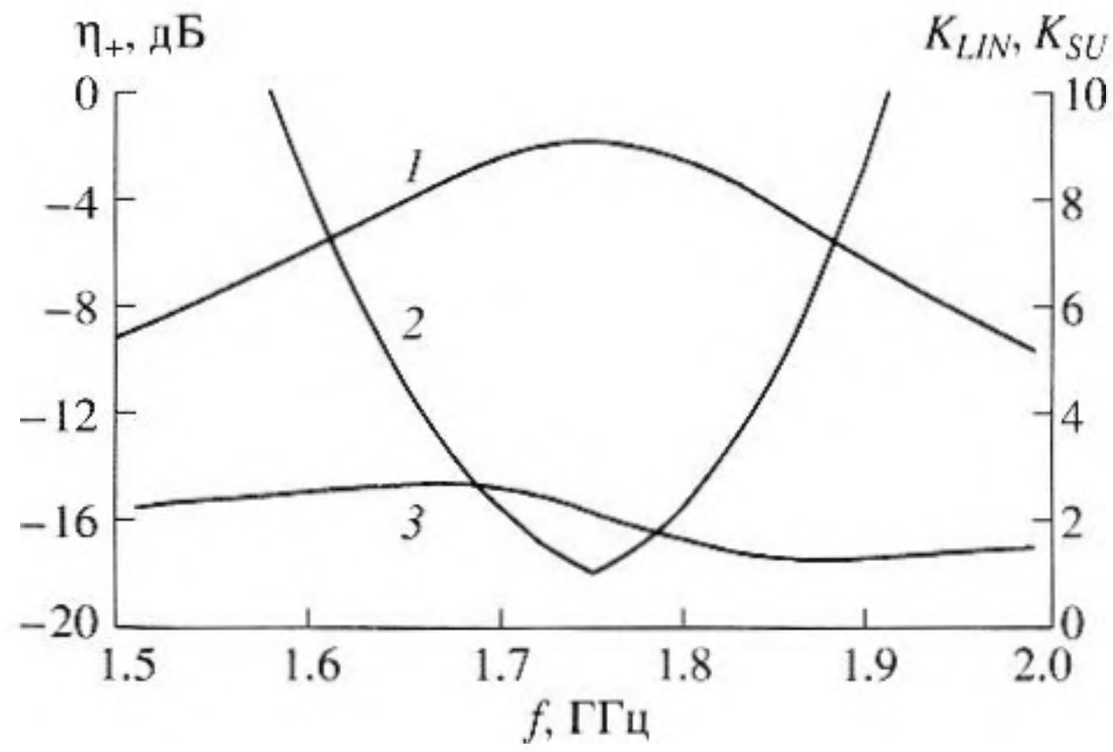

Рис. 3. То же, что и на рис. 2 для случая, когда в качестве тыльной нагрузки используется сплав Розе при $R_{los} = 0$, $L = 0.58$ Н, $Z_0 = 0.41$ Ω.

тоте сведет его импеданс к чисто активному сопротивлению. Затем выбрать линию, волновое сопротивление которой было бы равно этому сопротивлению. Расчет показывает, что в случае выбранной тыльной нагрузки и отсутствия других потерь ($R_{los} = 0$) для центральной частоты диапазона индуктивность должна быть равна $L = 0.58$ Н. Тогда указанное активное сопротивление составит 0.32Ω. Именно таким должно быть волновое сопротивление передающей линии.

На рис. 2 представлены результаты расчета частотной зависимости коэффициента преобразования η_+ и двух кривых КСВН для указанного выше согласования. Одна из этих кривых (K_{LIN}) относится к передающему тракту, а другая (K_{SU}) – к звукопроводу. Зависимость от частоты обратного коэффициента преобразования η_- точно совпадает с кривой η_+. На частоте 1.75 ГГц в передающем тракте $K_{LIN} = 1$, а на частотах ниже 1.62 ГГц и выше 1.87 ГГц $K_{LIN} > 10$. При этом, как и следовало ожидать, на центральной частоте $\eta_+ = \eta_- = -3$ дБ.

Совсем другая зависимость КСВН от частоты имеет место в звукопроводе. Следует особо отметить, что тыльная нагрузка привела к существенному снижению КСВН в звукопроводе во всем рассмотренном диапазоне частот. На частоте 1.75 ГГц $K_{SU} = 3$, а на частоте 1.73 ГГц K_{SU} принял максимальное значение ~3.2. На нижнем и верхнем краях – он соответственно равен 1.8 и 1.2.

Использовать $Y_3Al_5O_{12}$ в качестве тыльной нагрузки довольно затруднительно в экспериментальном плане. Гораздо проще применить с этой целью какой-либо легкоплавкий припой, который нетрудно наплавить на последний медный надслой. Таким припоем может послужить, например, сплав Розе, обладающий на частоте ~1 ГГц при толщине ~1 μм акустическим затуханием >10 дБ. Для него акустическое волновое сопротивление в случае продольной упругой волны приблизительно равно $Z_{30} = 20$ кг/(мм^2 с). Расчет показал, что в случае указанной тыльной нагрузки и отсутствия других потерь ($R_{los} = 0$), для согласования преобразователя на центральной частоте требуется включение последовательной индуктивности $L = 0.58$ Н и выбор волнового сопротивления передающей линии $Z_0 = 0.408$ Ω.

Результаты вычислений показаны на рис. 3. Коэффициенты преобразования η_+ и η_-, как и в других случаях, одинаково зависят от частоты во всем рассмотренном диапазоне. На частоте 1.75 ГГц $\eta_+ = -2$ дБ. На нижнем и верхнем краях они соответственно равны –9 дБ и –9.5 дБ. Коэффициенты стоячей волны в линии и в звукопроводе сильно различаются. Здесь так же, как и в предыдущем случае, под влиянием тыльной нагрузки наблюдается существенное снижение КСВН в звукопроводе. На частотах менее 1.58 ГГц и более 1.92 ГГц $K_{LIN} \geq 10$, а K_{SU} во всем диапазоне ≤2.8. Максимум величины K_{SU} имеет место на $f = 1.65$ ГГц , а минимум $K_{SU\min} = 1.2$ на $f = 1.87$ ГГц. Лишь на частоте $f = 1.75$ ГГц $K_{LIN} = 1$, а $K_{SU} = 2$.

Рассмотрим в завершение пример преобразователя с LC-согласователем. Как и в предыдущем случае, будем считать, что тыльная нагрузка характеризуется акустическим волновым сопротивлением $Z_{30} = 20$ кг/(мм^2 с). Положим теперь $R_{los} = 0.5$ Ω, а волновое сопротивление передающей линии $Z_0 = 50$ Ω. Последняя величина означает, что с электрической стороны преобразователя в качестве СВЧ тракта используется стандартная, а не гипотетическая, как в предыдущих случаях, передающая линия с крайне низким волновым сопротивлением. В качестве согласователя воспользуемся четырехполюсником, состоящим из двух Г-образных звеньев. Первое звено образуется из шунтирующей индуктивности $L_1 = 0.77$ Н и последовательной емкости $C = 9.5$ pF. Второе звено – из шунтирующей индуктивности $L_2 = 0.19$ Н и последовательной индуктивности $L_3 = 0.4$ Н.

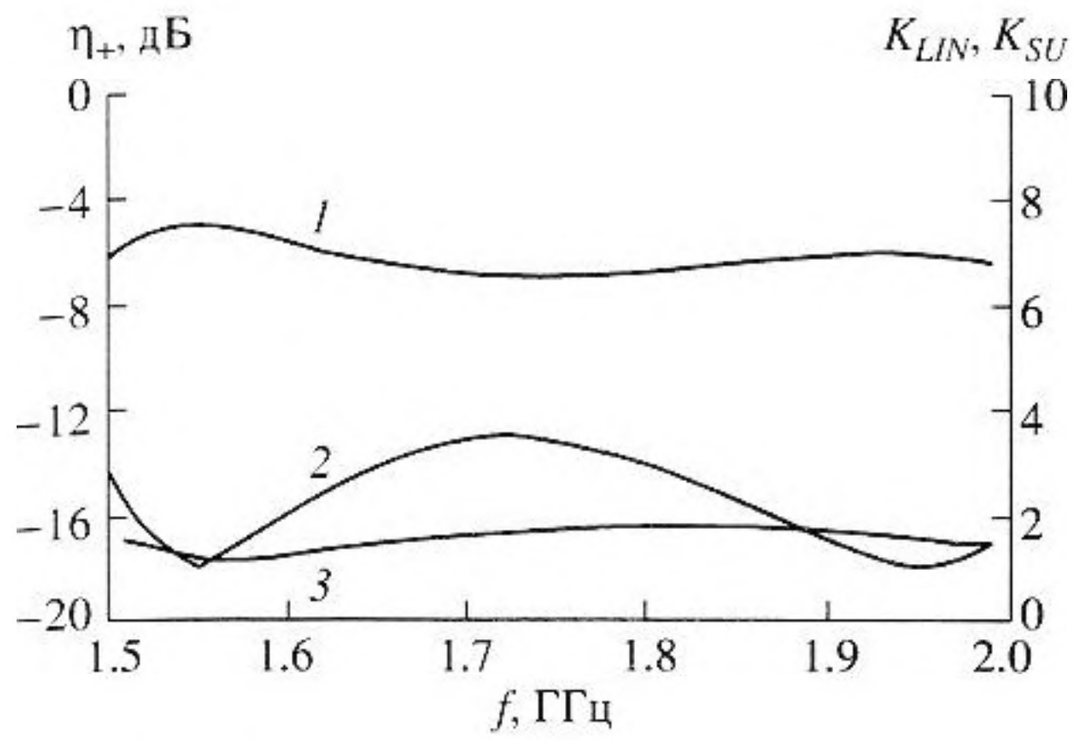

Рис. 4. То же, что и на рис. 3 для случая, когда используется двузвенный LC-согласователь при $R_{los} = 0.5\ \Omega$, $L = 0$, $Z_0 = 50\ \Omega$.

Указанные LC параметры рассчитаны так, чтобы на частотах 1.55 ГГц и 1.95 ГГц обеспечить $K_{LIN} = 1$. Исходными данными для этого послужили теоретические значения активных и реактивных сопротивлений преобразователя на указанных частотах. Некоторое представление о величинах активной и реактивной составляющих импеданса пьезоэлемента дают вычисленные значения, приведенные в начале настоящей статьи.

Расчеты характеристик преобразователя показали, что так же, как и в предыдущих случаях, $\eta_+ = \eta_-$. На рис. 4 представлены зависимости от частоты коэффициента преобразования η_+ и коэффициентов стоячей волны K_{LIN} и K_{SU}. Видно, что во всем рассмотренном диапазоне частот $\eta_+ = (-6 \pm 1.25)$ дБ. В передающей линии на частотах 1.55 ГГц и 1.95 ГГц коэффициент стоячей волны $K_{LIN} = 1$, а в средней части диапазона на $f = 1.72$ ГГц достигает максимального значения $K_{LIN\max} = 3.5$. При этом в звукопроводе $K_{SU} \leq 1.8$.

Следует отметить, что и на этот раз тыльная нагрузка определила существенное снижение КСВН в звукопроводе. При таком K_{SU} от преобразователя отражается менее 8.16% падающей на него акустической мощности. Это в свою очередь означает, что при эхо-импульсной методике измерений параметров пьезопреобразователя отношение мощностей соседних эхо-импульсов, даже в отсутствие акустического затухания в звукопроводе, составит ~11 дБ. В таком случае, обычно применяемая эхо-импульсная методика измерений не даст реального представления об акустическом затухании в звукопроводе и о величине коэффициента преобразования.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе рассмотрено влияние на характеристики пьезоэлектрического преобразователя тыльной акустической нагрузки. Показано, что кроме очевидного увеличения ширины рабочей полосы частот преобразователя, тыльная нагрузка вызывает существенное уменьшение акустических отражений от него в звукопроводе. Физически это явление можно понять как поглощение тыльной нагрузкой падающей на пьезоэлемент акустической волны, когда все слои, включая пьезоэлемент, играют роль акустического ступенчатого трансформатора сопротивления.

Эксперименты, выполнявшиеся нами, хорошо подтверждают приведенные здесь теоретические расчеты. Соотношения между соседними эхо-импульсами на частоте 1.75 ГГц при тыльной нагрузке из сплава Розе неизменно оказывались равными 10–12 дБ.

Полученные результаты могут быть использованы при создании СВЧ акустических линий задержки с подавлением паразитных сигналов, вызванных переотражениями от преобразователей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Григорьев М.А., Толстиков А.В., Навроцкая Ю.Н.* Коэффициент передачи многослойного пьезопреобразователя при прямом и обратном преобразовании // Акуст. журн. 2002. Т. 48. № 2. С. 187–194.

Optimization of the Parameters of an Acoustic Delay Line by Applying a Rear Acoustic Load to a Piezoelectric Transducer

M. A. Grigor'ev, A. V. Tolstikov, and Yu. N. Navrotskaya

Chernyshevski State University, Saratov, 410026 Russia

e-mail: magrig@sgu.ru

Abstract—The operation of a microwave piezoelectric transducer whose piezoelectric element is connected through a number of intermediate layers with two acoustic loads is investigated. One of the loads is the medium in which the transducer excites elastic waves, and the other (the rear load) serves for the formation of the transducer's characteristics. On the basis of the previous numerical analysis of the transfer coefficients for the direct and inverse transformations, the frequency dependences of the transformation efficiency and the standing-wave ratios in the transmission line (the direct transformation) and in the sound duct (the inverse transformation) are calculated. The theoretical curves that illustrate the effect of the rear load on the characteristics of a specific multilayer transducer operating in the decimetric wave range with a matching *LC* circuit are discussed.