

УДК 534.232

ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ СОГЛАСОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ

С. Ю. Прохоров, К. В. Чернышев

Предельные в отношении широкополосного согласования возможности каскадных цепей с П-образными ячейками исследованы на примере конкретного магнитострикционного преобразователя. Для дальнейшего расширения полосы согласования применены методы варьирования согласованности на резонансной частоте и последовательного расширения полосы. Рассмотрен вопрос о рациональном выборе ширины полосы при одностороннем согласовании. Обсуждены некоторые общие свойства цепей рассматриваемого типа, предназначенных для согласования стержневых магнитострикционных преобразователей, параметры которых изменяются в широких пределах.

Одной из задач электроакустики является согласование электроакустических преобразователей на электрической и акустической стороне с целью увеличения отдаваемой в среду при излучении (или получаемой при приеме) мощности. В данной работе мы будем рассматривать согласование на электрической стороне. В работе [1] был описан метод синтеза электрических согласующих цепей, состоящих из каскадно соединенных П-образных реактивных звеньев. Напомним, что П-образное звено представляет собой четырехполюсник, образованный двумя параллельными элементами, сопротивления которых мы будем обозначать как Z_2 и Z_3 , с включенным между ними последовательным элементом с сопротивлением Z_1 . Цель настоящей работы — изучение возможностей таких цепей при согласовании в широкой полосе частот.

Будем рассматривать режим излучения; для преобразователей, работающих в режиме приема, можно провести аналогичные расчеты цепей. Полное согласование генератора с преобразователем на некоторой частоте f_0 имеет место в случае, если выполняется равенство:

$$(1) \quad Z_r(f_0) = Z_{вх}^*(f_0),$$

где Z_r — внутреннее сопротивление генератора, которое может быть комплексным, $Z_{вх}$ — входное сопротивление согласующей цепи, * — знак комплексного сопряжения. Широкополосное согласование можно осуществить лишь приближенно вследствие сложной зависимости электрического сопротивления преобразователя от частоты (фиг. 1, кривые 1 и 2). Условием, определяющим удовлетворительную степень согласованности преобразователя с генератором в полосе частот (f_1, f_2) , будем считать выражение:

$$(2) \quad RK(f) \leq 3 \text{ дБ},$$

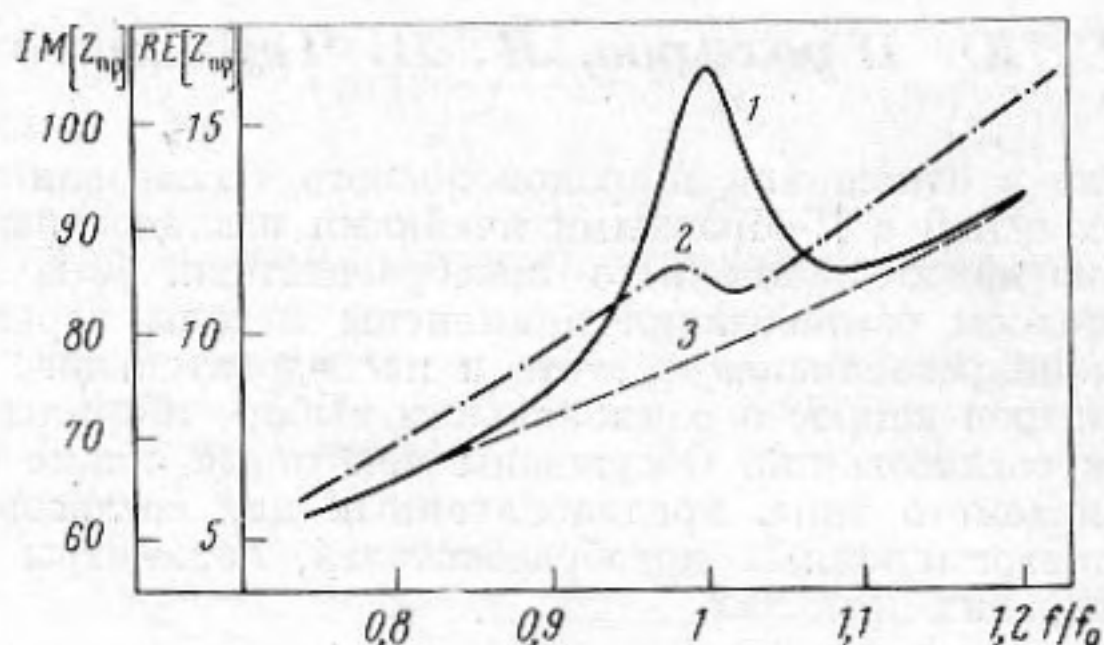
где $f_1 \leq f \leq f_2$, $RK(f) = 10 \lg \frac{W_n}{W}$ — величина так называемого действующего затухания (это понятие широко используется в теории цепей), W_n — максимальная мощность, отдаваемая генератором в полностью согласованную нагрузку, W — мощность, отдаваемая в преобразователь при той

или иной степени согласованности. Условие (2) накладывает ограничение на неравномерность частотной характеристики величины $RK(f)$ и определяет границы полосы согласования на уровне 0,5 от максимальной мощности. Из определения $RK(f)$ следует, что $RK(f) \geq 0$, причем равенство имеет место в случае полного согласования.

В работе [1] согласующая цепь выбиралась по условию минимума

величины $RK_{cp} = \frac{1}{\Delta F} \int_{F_1}^{F_2} RK(f) dF$, т. е. минимума среднего значения дей-

ствующего затухания в некоторой (номинальной) полосе частот $\Delta F = F_1 - F_2$ при условии полного согласования на какой-либо одной частоте f_0 .



Фиг. 1. Частотная зависимость электрического сопротивления магнито-стрикционного преобразователя: 1 - активная $RE[Z_{пр}]$, 2 - реактивная $IM[Z_{пр}]$ составляющие, 3 - активная составляющая сопротивления заторможенного преобразователя $RE[Z_{11}]$

(обычно это частота механического резонанса преобразователя). Номинальная полоса частот является одним из исходных параметров для расчета цепи. Она, как правило, не совпадает с полосой частот (f_1, f_2) , задаваемой неравенством (2), так как на краях номинальной полосы обычно наблюдается резкое возрастание величины $RK(f)$ с превышением его уровня 3 дБ. Причина, по которой в качестве исходного критерия нами принято условие (2), а не интегральное условие минимума среднего значения действующего затухания, рассматриваемое в [1], состоит в том, что в широкой полосе частот особенно важно обеспечить равномерность частотной характеристики.

Для изучения возможностей согласования в полосе частот с помощью каскадных цепей, состоящих из П-образных звеньев, были рассмотрены три различных способа расчета таких цепей. Различие в способах расчета приводило к различию в значениях параметров цепей и, как следствие, к различной ширине полосы, определяемой соотношением (2).

Первый способ заключался в использовании приведенной в [1] схемы расчета в ее неизменном виде. Иными словами, при этом способе выбиралась некоторая номинальная полоса частот, после чего на ЭВМ рассчитывались одно-, двух- и т. д. звенные цепи, обеспечивающие полное согласование генератора с преобразователем на какой-либо частоте, лежащей внутри номинальной полосы, и относительный (зависящий от числа звеньев) минимум величины RK_{cp} в номинальной полосе частот. Расчет цепей проводился таким образом, что первые $(n-1)$ звеньев n -звенной цепи брались в готовом виде из расчета $(n-1)$ -звенной цепи (нумерация звеньев производится от излучателя к генератору) и новое значение минимума средней величины действующего затухания достигалось путем варьирования параметров n -го звена. При этом минимальное значение величины RK_{cp} могло только уменьшаться. Кривые

$RK(f)$ затем оценивались с точки зрения выполнения условия (2) и определялась полоса частот $\Delta f = f_2 - f_1$.

Второй способ представляет собой некоторое видоизменение первого, основанное на том, что на частоте f_0 допускается нарушение условия (1), т. е. значение $RK(f_0)$ может теперь отличаться от нуля. Предполагается, однако, что это отличие $RK(f_0)$ от нуля не должно быть значительным (на практике оно составляло доли децибела). Такое рассогласование ослабляет ограничение, налагаемое на цепь, и тем самым до некоторой степени расширяет ее возможности в смысле получения более широкополосных и равномерных частотных характеристик величины действующего затухания.

При использовании этих двух методов расчеты согласующих цепей приходится многократно повторять для различных значений ширины номинальной полосы частот, так как эта ширина существенным образом влияет на характер частотной зависимости $RK(f)$.

При третьем способе расчета вначале находится однозвенная согласующая цепь с максимально широкой номинальной полосой, одновременно удовлетворяющей условию (2). Затем эта полоса принимается в качестве исходной и ищется конструкция двухзвенной цепи с найденным ранее первым звеном и с максимально широкой номинальной полосой, также удовлетворяющей условию (2). Таким путем строится цепь с любым числом звеньев. Однако могут быть случаи, когда увеличение числа звеньев, начиная с некоторого номера, приводит к сужению полосы частот, удовлетворяющей равенству (2). Эти случаи связаны с нарастанием неравномерности частотной характеристики при увеличении числа звеньев, приводящем к появлению участков кривой внутри частотной полосы, уровень которых превышает 3 дб. В этих случаях целесообразно остановиться на оптимальном числе звеньев. Отметим, что при расчете третьим способом сохраняется требование полного согласования на резонансной частоте.

Расчеты всеми тремя способами с целью сравнения их эффективности проводились для одного и того же магнестрикционного преобразователя, погруженного в гидроакустический бассейн. Входное электрическое сопротивление этого преобразователя, определенное экспериментально, приведено на фиг. 1; резонансная частота преобразователя составляет $f_0 \approx 15$ кГц. Преобразователь работал от генератора с активным внутренним сопротивлением $R_r = 90$ ом. На фиг. 2 (кривая 1) приведена частотная зависимость $RK(f)$ несогласованного преобразователя.

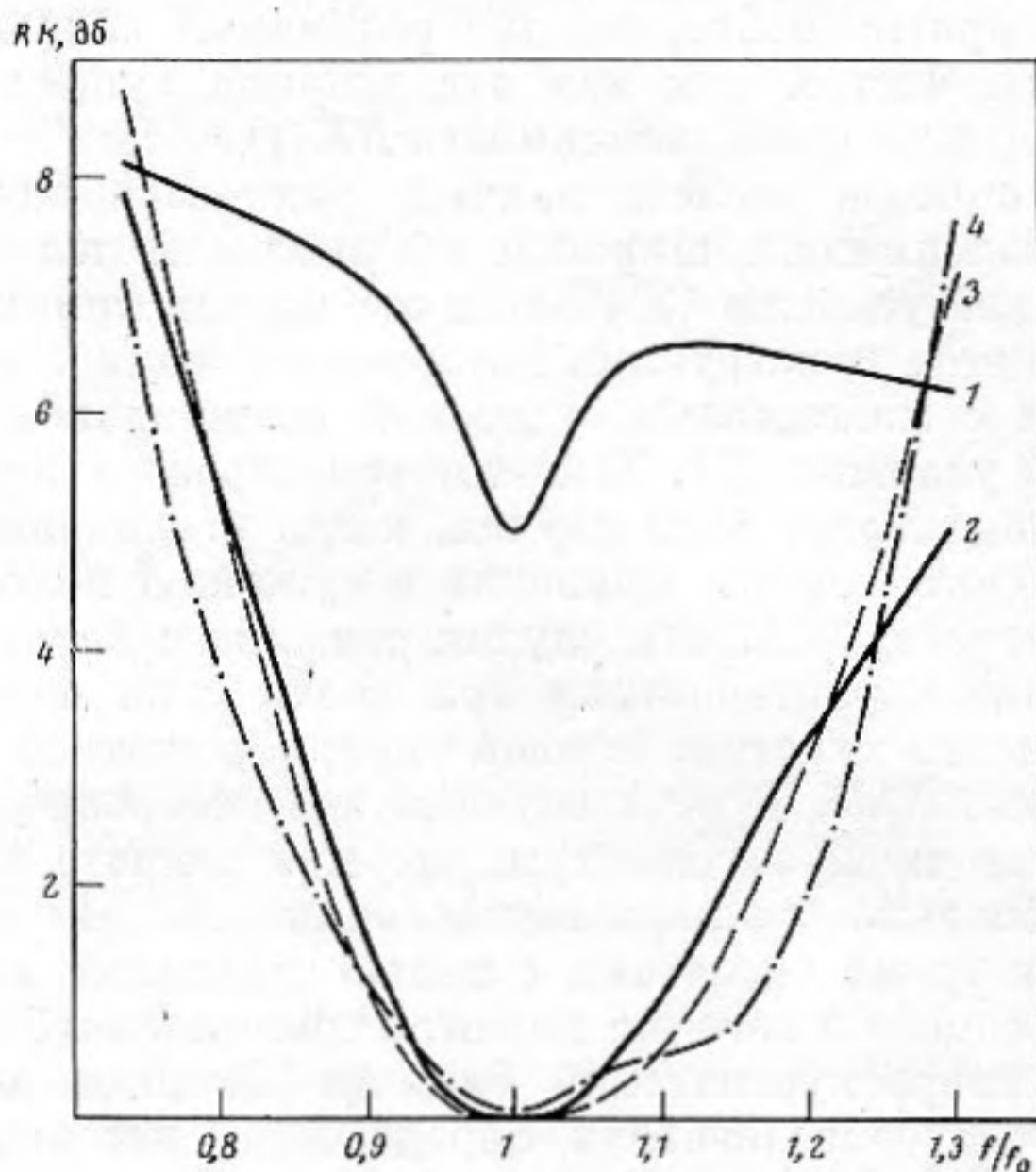
Один из способов был применен к расчету согласующих цепей для широкого круга преобразователей, параметры которых определялись теоретически.

Расчет согласующей цепи первым способом проводился для номинальной полосы, равной 40% ($0,8f_0 - 1,2f_0$). В табл. 1 даны значения реактивных сопротивлений элементов, образующих звенья согласующей цепи на частоте f_0 . При этом вместо мнимых сопротивлений Z_i приводятся коэффициенты $\kappa_i = -jZ_i$. Номер N соответствует номеру П-образного звена. Одновременно в табл. 1 приведена ширина частотной полосы согласования Δf соответственно для одно-, двух- и т. д. звенных цепей, удовлетворяющая условию (2). Частотные зависимости для одно- и трехзвенных цепей изображены на фиг. 2 (кривые 2 и 3). Как следует из данных табл. 1, при согласовании тремя звеньями ширина полосы частот оказывается равной 34,8%. Четвертое и последующие звенья практически не приводят к дальнейшему расширению полосы.

Расчет согласующей цепи вторым способом проводился для той же номинальной полосы частот, равной 40%. При этом первые три звена оказались такими же, как и при расчете первым способом. Четвертое же звено дало некоторое улучшение равномерности частотной характеристики действующего затухания (фиг. 2, кривая 4). Сопротивления его элементов имели значения: $\kappa_1 = 10$, $\kappa_2 = -91$, $\kappa_3 = 94$ ом для такой четырехзвенной

цепи. Полоса согласования по уровню 3 дБ увеличилась до 41,5% ($0,822 \div \div 1,238$ от f_0).

Частотные характеристики $RK(f)$ для одно- и четырехзвенной цепей, рассчитанных третьим способом, приведены на фиг. 3. В табл. 2 даны численные значения сопротивлений элементов П-образных звеньев на частоте f_0 и ширина полосы согласования для одно-, двух- и т. д. звенной цепи. Как показали результаты расчета, с увеличением количества звеньев цепи до четырех происходит постепенное расширение полосы согласования по уровню 3 дБ; пятое и последующие звенья слабо влияют на частотную зависимость $RK(f_0)$. Максимальная полоса частот согласования в этом случае оказалась равной 47,3% от f_0 .



Фиг. 2. Частотная зависимость величины действующего затухания $RK(f)$. 1 — величина $RK(f)$ для несогласованного преобразователя; 2 и 3 — величины $RK(f)$ при согласовании с помощью одно- и трехзвенной цепей, рассчитанных первым способом; 4 — $RK(f)$ при согласовании четырехзвенной цепью, рассчитанной вторым способом

В результате применения на практике всех трех способов можно сделать вывод, что первый из них наиболее прост в употреблении, однако дает и наиболее узкую предельную полосу согласования. Второй способ занимает промежуточное положение как по сложности расчета, так и по достигаемой ширине частотной полосы. Самую широкую полосу согласования при наибольшей сложности алгоритма расчетов обеспечивает третий способ. Отметим, что введение в третий способ рассогласования на частоте f_0 может способствовать как получению более равномерных характеристик, так и дальнейшему расширению частотной полосы, удовлетворяющей условию (2).

Широкополосное согласование преобразователя с генератором необходимо, в частности, для передачи коротких импульсов. Однако возможность излучения коротких импульсов обеспечивается не только полосой пропускания согласующей цепи, но и свойствами самого преобразователя. В связи с этим возникает вопрос о соответствии ширины полосы согласования цепи ширине полосы пропускания преобразователя.

Электрическое сопротивление излучателя, нагруженного на акустическую среду, можно представить в виде

$$(3) \quad Z_{\text{пр}} = Z_{11} + Z_{\text{вн}},$$

Таблица 1

№	$\kappa_1, \text{ом}$	$\kappa_2, \text{ом}$	$\kappa_3, \text{ом}$	$\Delta f, \%$
1	-139	-211	-155	32,8
2	88	-84	-84	34,4
3	-62	220	220	34,8
4	3	-6130	-6130	34,8

Таблица 2

№	$\kappa_1, \text{ом}$	$\kappa_2, \text{ом}$	$\kappa_3, \text{ом}$	$\Delta f, \%$
1	-153	-306	-149	33
2	89	-85	-85	36
3	89	-93	-93	42,5
4	-88	74	74	47,3
5	2,6	-6100	-6100	47,3

где $Z_{\text{вн}} = \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22} + Z_{\text{н}}}$ — внесенное сопротивление, Z_{ik} — элементы матрицы со-

противлений преобразователя, $Z_{\text{н}}$ — импеданс акустической нагрузки. Акустическая мощность, которая передается во внешнюю среду, составляет некоторую часть от $W_{\text{вн}}$ — мощности, рассеиваемой на сопротивлении $Z_{\text{вн}}$ ($Z_{\text{вн}}$ включает в себя также сопротивление механических потерь). Следовательно, для оценки полосы пропускания преобразователя целесообразно ввести величину (обозначим ее через L), характеризующую отношение мощности $W_{\text{вн}}$, рассеиваемой на внесенном сопротивлении, к мощности $W_{\text{эп}}$, рассеиваемой на сопротивлении Z_{11} (Z_{11} представляет собой электрическое сопротивление заторможенного преобразователя, а $RE[Z_{11}]$ — сопротивление внутренних электрических потерь).

$$(4) \quad L = \frac{W_{\text{вн}}}{W_{\text{эп}}} = \frac{RE(Z_{\text{вн}})}{RE[Z_{11}]}$$

На фиг. 1 (кривая 3) частотная зависимость $RE[Z_{11}]$ построена приближенно. Во многих случаях такое построение может быть выполнено довольно точно, так как эта кривая совпадает с $RE[Z_{\text{пр}}]$ на частотах, много меньших и много больших, чем f_0 .

Ширина полосы пропускания преобразователя определяется минимально допустимыми значениями, которые величина L принимает на краях полосы. В каждом отдельном случае это значение может быть выбрано на основе физических соображений. Поскольку излучаемая мощность всегда меньше $W_{\text{вн}}$, ясно, что для полосы пропускания величина L дает оценку сверху.

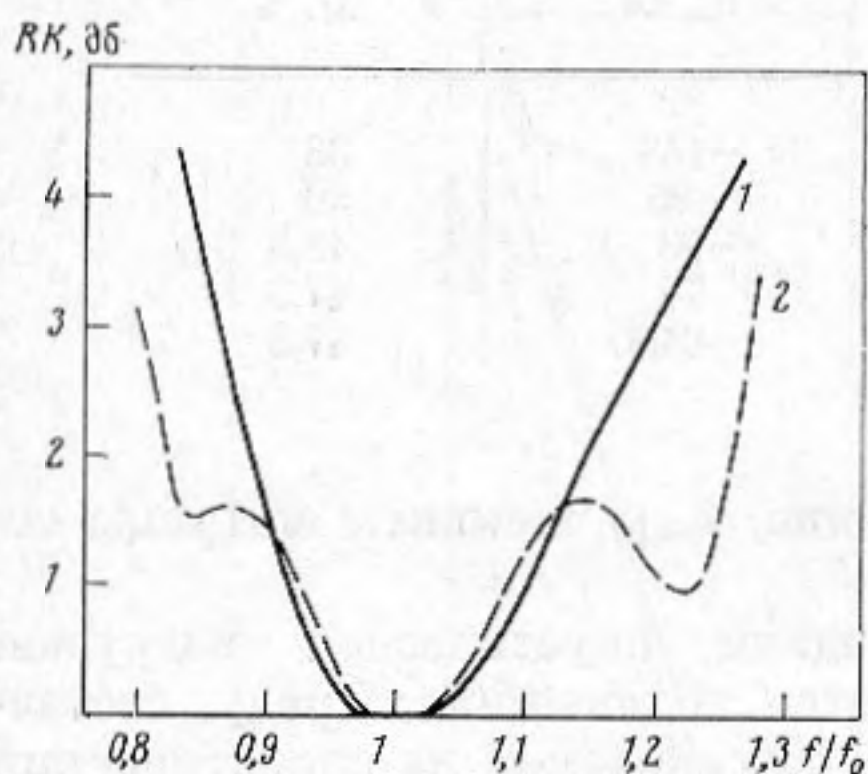
В пределах полосы пропускания преобразователя желательна возможно лучшая согласованность преобразователя с генератором. Расширение полосы согласования за пределы полосы пропускания преобразователя также представляет большой интерес, поскольку полоса пропускания может быть расширена путем двухстороннего согласования.

Для преобразователя, входное сопротивление которого представлено на фиг. 1, при $L=0,1$ полоса пропускания составляет примерно 20%. Таким образом, предлагаемые в данной работе способы могут быть использованы как при одностороннем согласовании (тогда нет необходимости добиваться максимальной ширины полосы), так и при двухстороннем согласовании в широкой полосе частот.

Представляет также несомненный интерес выяснить практическую применимость каскадных цепей рассмотренной конструкции для согласования преобразователей различных типов, а также однотипных преобразователей с различными значениями каких-либо параметров.

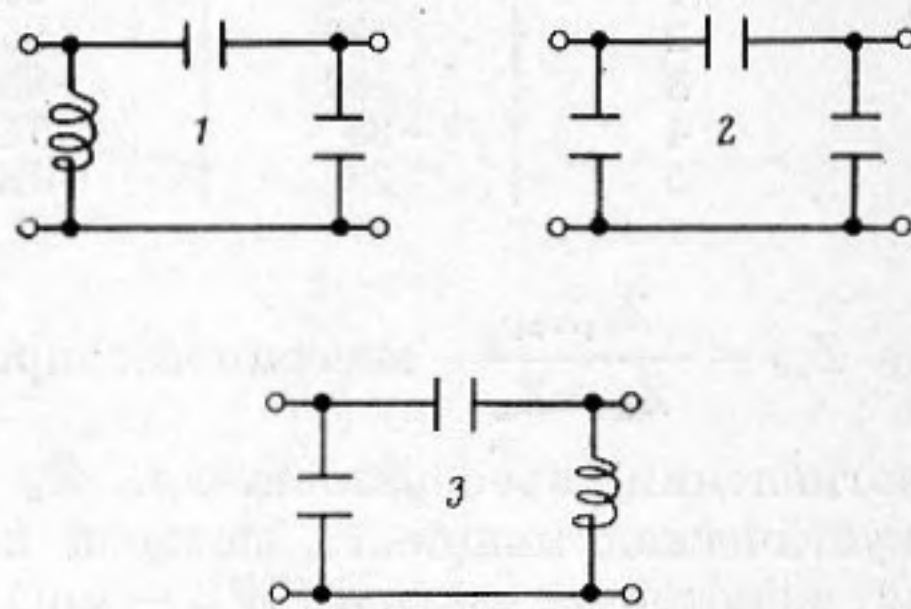
Ниже приводятся результаты расчетов и сравнительная оценка согласующих цепей для стержневых магнитоупругих преобразователей, различающихся значениями некоторых параметров. Входное электрическое сопротивление таких преобразователей, нагруженных на водную среду, определялось теоретическим расчетом на ЭВМ с помощью формул из работы [2].

Рассматривались преобразователи с квадратной и прямоугольной (соотношение сторон 1:2) формой излучающей поверхности. Количество маг-



Фиг. 3

Фиг. 3. Частотная зависимость величины действующего затухания $RK(f)$ при согласовании одно- и четырехзвенной цепями (соответственно кривые 1 и 2), рассчитанными третьим способом



Фиг. 4

Фиг. 4. Типы первых звеньев согласующих цепей для магнитоупругих преобразователей, различающихся по своим параметрам

нитопроводящих стержней для преобразователя квадратного сечения равнялось двум (плюс два I-образных стержня, замыкающих магнитопровод), а для прямоугольного — одному. Количество витков обмотки на один стержень было равно 10. В качестве магнитоупругого материала использовался отожженный листовой никель. Подмагничивающее поле составляло 10 э. Переменными физическими параметрами являлись: частота механического резонанса преобразователя (она составляла от 15 до 75 кгц), площадь излучающей поверхности (50, 100 и 200 см²) и угол гистерезисных потерь в магнитопроводе (8 и 16°), влияющий на величину потерь энергии в заторможенном преобразователе. Значения углов выбирались, исходя из того, что для различных материалов угол может принимать значения от 0 до 20° [2].

Всего было рассчитано 60 типов преобразователей и такое же количество цепей, согласующих их с генератором, обладавшим активным внутренним сопротивлением $R_r=50$ ом. Расчет цепей проводился по первому способу. Номинальная полоса согласования выбиралась на основании формулы (4) при $L=0,1$. С изменением параметров эта полоса частот менялась от 12 до 27%.

Количество звеньев в согласующих цепях не превышало пяти, что в большинстве случаев оказывается достаточным. В одиннадцати из шестидесяти случаев согласующая цепь состояла из трех и менее звеньев, так как последующие звенья существенных изменений в согласование не вносили. Во всех случаях величина $RK_{ср}$ с увеличением числа звеньев цепи снижалась все более медленно, т. е. вклад каждого последующего звена в эффект

согласования становился все менее значительным. Поэтому при построении согласующих цепей целесообразно ограничиваться небольшим (не более пяти) числом звеньев. При этом неравномерность характеристик $RK(f)$ оказывается менее 3 дБ.

Первые звенья рассчитанных согласующих цепей подразделяются на три типа (фиг. 4). Как показали расчеты на ЭВМ, звенья первого и второго типа появляются только в том случае, если резонансное значение активной составляющей входного сопротивления преобразователя меньше сопротивления генератора. Выбор между ними зависит от соотношения резонансных значений активной и реактивной составляющих $Z_{пр}$. Звено второго типа наиболее предпочтительно из-за практически полного отсутствия потерь, которые связаны с использованием индуктивностей. Второе и последующие звенья согласующей цепи представляют собой симметричные четырехполюсники, у которых сопротивления элементов, стоящих в параллельных плечах звена, равны как по величине, так и по знаку. Такой характер звеньев получается вследствие того, что преобразователь и генератор (напомним, что он имеет чисто активное внутреннее сопротивление) уже согласованы на резонансной частоте при помощи первого звена, т. е. равенство (1) уже выполнено.

Расчеты показали, что сопротивление элемента, стоящего в последовательном плече звена, всегда противоположно по знаку сопротивлению элемента в параллельном плече, т. е. возможны только два типа звеньев. Появление того или иного типа связано с характером частотной зависимости электрического сопротивления преобразователя.

Аналогичные исследования могут быть проведены для других типов (или других комбинаций параметров) преобразователей. Однако и проведенный уже анализ подтверждает широкие возможности предложенного в [1] способа конструирования согласующих цепей.

В заключение авторы благодарят А. С. Прудникова и В. В. Шегая за интерес, проявленный к работе, и участие в обсуждении ее результатов.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. В. Егорьичев, А. С. Прудников, К. В. Чернышев. Узкополосное согласование электроакустического преобразователя с генератором. *Акуст. ж.*, 1975, 21, 4, 544–550.
2. Ультразвуковые преобразователи. Под ред. Е. Кикучи. М., «Мир», 1972.

Московский государственный университет
им. М. В. Ломоносова
физический факультет, кафедра акустики

Поступила
12 апреля 1976 г.