Записки Ленинградского орденов Ленина и Трудового Красного Знамени горного института им. Г. В. Плеханова, т. LIX, вып. 1, 1969 г.

К РАСЧЕТУ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ИМПУЛЬСНЫХ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ПРИБОРОВ

В. Б. Аранович

До настоящего времени вопросам выбора оптимальных параметров входных цепей не уделялось достаточного внимания при разработке импульсной ультразвуковой аппаратуры и, в частности, ультразвуковых локаторов, применяемых в горном деле. При проектировании входных цепей используются обычно известные из общей радиотехники методики расчета, не учитывающие специфику ультразвуковых приборов. В некоторых областях практических приложений ультразвуковой локации, например дефектоскопии, такое положение возможно и справедливо, поскольку дальность действия дефектоскопов в основном лимитируется уровнем структурных помех, а не чувствительностью приема. В противоположность этому дальность действия локаторов, применяемых в горном деле, существенно зависит от чувствительности приема, вследствие чего выбор оптимальных параметров входной цепи для получения максимальной чувствительности приема приобретает важное значение. Вопросы расчета входных цепей рассмотрены нами с учетом специфики импульсных ультразвуковых локаторов. Независимо от конкретного назначения приборов такого рода, характерной особенностью их является наличие на входе приемного тракта электроакустического преобразователя, используемого, как правило, на фиксированной резонансной частоте. Методика расчета оказывается несколько различной для емкостного и индуктивного типов преобразователей, поэтому ниже рассмотрены оба случая на примерах входных

цепей с пьезоэлектрическим и магнитострикционным преобразователями.

Приемный преобразователь на рис. 1, *а* представлен эквивалентной схемой, где под $R_м$ подразумевается сопротивление, соответствующее сумме внутренних механических потерь преобразователя, $R_и$ — сопротивление излучения, $L_м$ и $C_м$ — соответственно эквиваленты массы и гибкости механической системы; c — физическая емкость преобразователя; L — индуктивность обмотки магнитострикторa. Поскольку работа преобразователя рассматривается на резонансной частоте,

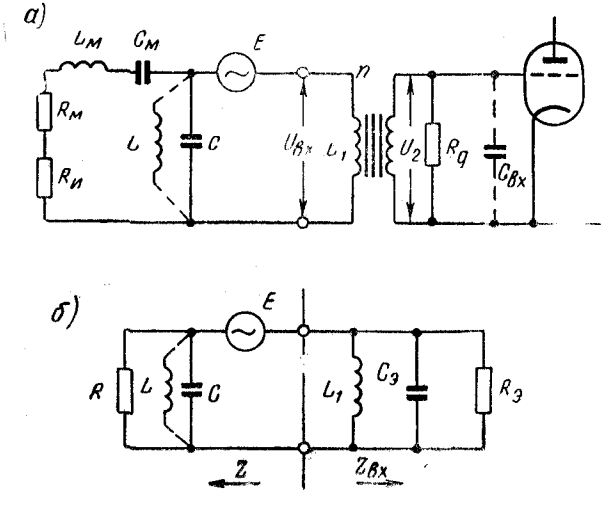


Рис. 1. Эквивалентные схемы входной цепи:
а — полная; *б* — упрощенная

последовательный контур $L_м$, $c_м$ в эквивалентной схеме для определения коэффициента передачи в установившемся режиме может быть исключен. Кроме того, мы полагаем, что собственная добротность входного трансформатора всегда может быть сделана существенно выше требуемой добротности входной цепи, а индуктивность рассеяния его достаточно мала и ею можно пренебречь. С учетом сделанных допущений входная цепь может быть представлена упрощенной эквивалентной схемой (рис. 1, *б*), где $R=R_м+R_и$ — полное активное сопротивление преобразователя; $R_э=R_д/n^2$ (n — коэффициент трансформации) — сопротивление, вносимое за счет цепи

утечки первой лампы усилителя; $c_э = n^2 c_{вх}$ — вносимая емкость, определяемая суммой емкостей монтажа, лампы и трансформатора, а также подстроечной емкости; E — напряжение холостого хода приемника.

Коэффициент передачи в установившемся режиме составит, как очевидно из схемы,

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{E} = \frac{n\dot{U}_{вх}}{E} = n\frac{Z_{вх}}{Z_{вх} + Z}. \qquad (1)$$

После подстановки значений Z и $Z_{вх}$ для пьезоэлектрического преобразователя получим

$$\dot{K} = n\frac{j\frac{\omega L_1}{R} - \frac{\omega^2}{\omega_1^2}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_2^2}\right) + j\frac{\omega L_1}{R_0}}, \qquad (2)$$

где

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_1 c}; \quad \omega_2^2 = \frac{1}{L_1 (c + c_э)}; \quad \frac{1}{R_0} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_э}, \qquad (3)$$

где L_1 — индуктивность первичной обмотки трансформатора. Знаменатель выражения (2) принимает минимальное значение при $\omega = \omega_2$ (т. е. при совпадении рабочей частоты с резонансной частотой параллельного контура). В этом наиболее интересующем нас случае коэффициент передачи и его модуль составят соответственно

$$\dot{K} = nR_0\left(\frac{1}{R} + j\omega_0 c\right) = n\frac{R_0}{Z}, \qquad (4)$$

$$K = n\frac{R_0}{Z} = n\frac{R_0}{R}\sqrt{1 + Q_э^2}. \qquad (5)$$

Здесь текущее значение ω заменено на ω_0 с учетом того, что передача ведется на резонансной частоте преобразователя. Обозначение $Q_э = R\,\omega_0\,c$ по своему физическому содержанию соответствует понятию добротности электрического контура собственно преобразователя. Отметим, еще раз, что (4) и (5) справедливы, как указывалось выше, лишь при совпадении резонансных частот

$$\omega_2 = \omega_0. \qquad (6)$$

Поскольку сопротивление утечки $R_д$ не обязательно, то при $R_д = \infty$, $R_0 = R$ и из (5) следует, что коэффициент передачи

неограниченно возрастает с увеличением коэффициента трансформации, если только выполняется условие (6). Выполнить его всегда возможно при соответствующем выборе индуктивности L_1. Таким образом, нагрузка приемника входной цепью усилителя сама по себе не является фактором, ограничивающим коэффициент передачи. В действительности ограничение возникает как следствие необходимости обеспечить для входной цепи заданную полосу пропускания или время установления в переходном процессе.

Входная цепь совместно с преобразователем представляет собою параллельный колебательный контур. Его постоянная времени в переходном процессе $\tau=2R_0(c+c_э)$, а добротность

$$Q = R_0\omega_0(c + c_э) = R_0\omega_0(c + n^2c_{вх}). \tag{7}$$

Откуда

$$R_0 = \frac{Q}{\omega_0(c + n^2c_{вх})}. \tag{8}$$

Добротность, как величину, заданную полосой пропускания, следует ввести в выражение коэффициента передачи, при этом из (5) и (8) получаем

$$K = \frac{nQ\sqrt{1 + Q_э^2}}{R\omega_0(c + n^2c_{вх})}. \tag{9}$$

Нетрудно показать, что в этом случае максимум коэффициента передачи

$$K_m = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{c}{c_{вх}}}\,\frac{Q}{Q_э}\sqrt{1 + Q_э^2} \tag{10}$$

имеет место для коэффициента трансформации

$$n_{опт} = \sqrt{\frac{c}{c_{вх}}}. \tag{11}$$

Требуемое значение R_0 и соответствующего ему $R_д$ находится при этом из (8) и (3). Необходимо заметить, что реальная система с параметрами, соответствующими формулам (10) и (11), может быть построена лишь в ограниченном диапазоне значений Q. Действительно, из (7) и (11) следует $Q=2R_0\,\omega_0\,c$, но R_0 физически не может быть более R, поэтому (10) и (11) справедливы лишь при условии

$$Q \leqslant 2R\omega_0c = 2Q_э. \tag{12}$$

Если заданное значение Q превышает $2Q_э$, то возможно осуществить лишь неоптимальную систему при $R_0=R$, для которой предельная величина коэффициента передачи имеет место, согласно (7), при коэффициенте трансформации

$$n=\sqrt{\frac{c}{c_{вх}}}\sqrt{\frac{Q}{Q_э}-1} \qquad (13)$$

и составляет

$$K=\sqrt{\frac{c}{c_{вх}}}\sqrt{\left(\frac{Q}{Q_э}-1\right)(1+Q_э^2)}\,. \qquad (14)$$

Кривая φ_1 (рис. 2) иллюстрирует случай оптимальной передачи согласно формуле (9), пунктиром обозначена та часть ее, где реальная система не может быть выполнена. Кривая φ_2 относится к неоптимальной системе по формуле (14). Оба графика построены в обобщенных единицах, не зависящих от конкретных параметров преобразователя и входной цепи, а именно

$$\varphi_1=\frac{K_m}{\sqrt{\frac{c}{c_{вх}}}\sqrt{1+Q_э^2}}\,;\quad \varphi_2=\frac{K}{\sqrt{\frac{c}{c_{вх}}}\sqrt{1+Q_э^2}}\,.$$

Графики (рис. 2) наглядно показывают, что повышение добротности входной цепи всегда целесообразно. Коэффициент передачи при переходе к неоптимальной системе при $Q/Q_э>2$ продолжает возрастать, хотя и с меньшей крутизной.

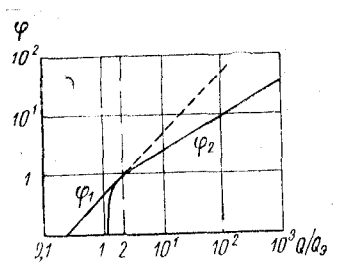


Рис. 2. Зависимость коэффициента передачи от соотношения добротностей входной цепи и пьезоэлектрического преобразователя

Для оценки практической значимости критерия (12), определяющего точку перехода, следует обратиться к цифровым данным (таблица), характеризующим наиболее употребляемые типы преобразователей. Добротность механического контура определяет полосу частот, воспринимаемых преобразователем, поэтому не имеет смысла задавать добротность входной цепи менее $Q_м$. Учитывая это, нетрудно установить по данным таблицы, что условие (12) выполняется только для

цилиндрических преобразователей, работающих в среде с высоким акустическим сопротивлением (например, в воде). Соответственно, только тогда и можно пользоваться формулами (10) и (11), во всех остальных случаях параметры входной цепи должны определяться по (13) и (14). В обоих вариантах, разумеется, должно быть выполнено условие (6).

Характерные значения параметров наиболее употребительных типов преобразователей

Материал	Тип конструкции преобразователя	В воздухе		В воде	
		$Q_м$	$Q_э$	$Q_м$	$Q_э$
Титанат бария	Стержневой	~400	0,008÷0,017	24	0,1÷0,2
	цилиндр $\Delta r/r = 1/3$		0,025÷0,055	5,5	2÷4
	Цилиндр $\Delta r/r = 1/5$		0,025÷0,055	3,2	3,5÷7
Титанат цирконат свинца	Стержневой	~70	~0,05	16	~0,2
	цилиндр $\Delta r/r = 1/3$		~0,1	6	~2,5
	Цилиндр $\Delta r/r = 1/5$		~0,1	3,5	~4
Никель (набор пластин)	Стержневой	~60	0,07÷0,024	25	0,2÷0,6
	цилиндр $\Delta r/r = 1/3$		0,06÷0,20	8	2÷6
	Цилиндр $\Delta r/r = 1/5$		0,06÷0,20	5	3÷10
Феррит никель-цинковый	Стержневой	~500	0,007÷0,012	24	0,2÷0,3
	цилиндр $\Delta r/r = 1/3$		0,006÷0,01	6	0,6÷0,9
	Цилиндр $\Delta r/r = 1/5$		0,006÷0,01	3,5	1÷1,5

При использовании входной цепи с магнитострикционным преобразователем коэффициент передачи, после подстановки значений Z и $Z_{вх}$ в исходное уравнение (1), будет

$$\dot{K} = n \frac{1 + j\frac{\omega L}{R}}{j\omega L \frac{R + R_э}{RR_э} + \frac{L + L_1}{L_1}\left(1 - \omega^2 c_э \frac{LL_1}{L + L_1}\right)}. \qquad (15)$$

Обозначив

$$R_0 = \frac{RR_э}{R + R_э}; \quad L_0 = \frac{LL_1}{L + L_1}; \quad \omega_2^2 = \frac{1}{c_э L_0} \qquad (16)$$

и рассматривая, как и прежде, передачу на резонансной частоте $\omega_2=\omega_0$, получим для коэффициента передачи и его модуля выражения, идентичные по форме рассмотренному выше случаю входной цепи с пьезоприемником — формулы (4), (5).

В этом случае $Q_э=\frac{R}{\omega_0 L}$ — добротность электрического контура преобразователя.

Несмотря на идентичность выражений коэффициента передачи, условия оптимальной передачи для магнитострикционного преобразователя будут отличаться от таковых для пьезоэлектрического. Полагая по-прежнему добротность входной цепи $Q=\frac{R_0}{\omega_0 L_0}$ величиною заданной, для нахождения коэффициента трансформации будем иметь из (16)

$$L_0=\frac{1}{\omega_0^2 c_э}=\frac{1}{\omega_0^2 n^2 c_{вх}}. \qquad (17)$$

Откуда

$$Q=R_0\omega_0 n^2 c_{вх};\quad R_0=\frac{Q}{\omega_0 n^2 c_{вх}}. \qquad (18)$$

Соответственно модуль коэффициента передачи составит

$$K=\frac{Q\sqrt{1+Q_э^2}}{R\omega_0 n c_{вх}}. \qquad (19)$$

Выражение (19) показывает, что при заданном значении добротности коэффициент передачи возрастает с уменьшением коэффициента трансформации. Однако уменьшать его можно лишь до определенного предела по той простой причине, что добротность зависит как от n, так и от R_0, но R_0 не может быть больше R. Следовательно, предельная величина коэффициента передачи будет достигнута при том минимальном значении n, которое соответствует заданной добротности, когда $R_0=R$. Таким образом, с учетом ограничения по добротности имеем окончательно из (18) и (19)

$$n_{опт}=\sqrt{\frac{Q}{R\omega_0 c_{вх}}} \qquad (20)$$

и

$$K_m=\sqrt{\frac{Q\,(1+Q_э^2)}{R\omega_0 c_{вх}}}. \qquad (21)$$

Рассмотрим теперь, при каких условиях система с максимальным коэффициентом передачи является реально осуществимой. Критерий реальности заключается в возможности получения заданной резонансной частоты. Из (17) очевидно, что это возможно лишь в некоторых пределах изменения коэффициента трансформации, минимальному значению которого будет соответствовать максимальная индуктивность L_0. Последняя меньше L, так как индуктивность первичной обмотки трансформатора подключается параллельно преобразователю. Обозначив $\gamma = L_1/L$ — отношение индуктивностей трансформатора и преобразователя, для L_0 получим

$$\frac{1}{L_0} = \frac{1}{L}\left(1 + \frac{1}{\gamma}\right). \tag{22}$$

Коэффициент трансформации из (17) и (22) составит

$$n = \sqrt{\frac{1 + 1/\gamma}{\omega_0^2 L c_{вх}}}, \tag{23}$$

а коэффициент передачи в этом случае согласно (19)

$$K = \sqrt{\frac{L}{c_{вх}}} \frac{Q\sqrt{1 + Q_э^2}}{R\sqrt{1 + 1/\gamma}}. \tag{24}$$

Минимально возможное n и, соответственно, максимальное K будет получено при $\gamma \to \infty$. Однако, учитывая конструктивные осложнения, связанные с получением большой индуктивности первичной обмотки, следует ограничиться значениями $\gamma = 2 \div 3$, дальнейшее повышение γ мало влияет на величину n.

Сравнивая реально достижимый коэффициент трансформации с оптимальным

$$\frac{n}{n_{опт}} = \sqrt{\frac{Q_э}{Q}(1 + 1/\gamma)}, \tag{25}$$

получим критерий осуществимости системы с максимальным коэффициентом передачи

$$n \leqslant n_{опт} \text{ при } Q \geqslant Q_э(1 + 1/\gamma). \tag{25}$$

Если условие (25) выполняется, расчет можно вести по оптимальным соотношениям (20) и (21), в противном случае коэффициент трансформации следует находить из (23), а для получения заданной добротности потребуется ввести в схему

шунтирующее сопротивление $R_д = n^2 R_э$, величина которого определяется из (16).

Обращаясь к таблице, нетрудно заметить, что для магнитострикционных преобразователей в противоположность пьезоэлектрическим критерий осуществимости входной цепи с оптимальным коэффициентом передачи почти всегда выполняется.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бергман Л. Ультразвук и его применение в науке и технике. ИЛ, 1957.
2. Глозман П. А. Пьезокерамика. Энергия, 1967.
3. Сыркин Л. Н. и др. Импульсный метод исследования магнитострикционных колебаний в ферритах. В сб.: «Ферриты». Изд. АН БССР, 1960.
4. Сыркин Л. Н. О магнитомеханической нелинейности в ферритах. В сб.: «Ферриты». Изд. АН БССР, 1960.