

УДК 534.8

© 1993 г. А.А. Аносов, В.И. Пасечник

### СРАВНЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ АКУСТОТЕРМОМЕТРОВ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ

На основании результатов, полученных в работе [4], определены значения основных параметров акустотермометра (АТ): шумовой температуры  $T_n$  и эквивалентной полосы пропускания  $\Delta f_e$ , а также определяемой ими величины пороговой чувствительности АТ  $\theta$ , с пьезопреобразователями (ПП) без согласующих слоев и с четвертьволновым согласующим слоем. С учетом реальных значений параметров АТ: потерь в ПП без четвертьволнового согласующего слоя, шумов в УВЧ, использования модулятора и квадратичного детектора, — расчетная величина  $\theta$  составляет около 0,4 К, что существенно превышает значение  $\theta = 0,05$  К, полученное в работе [2] без учета этих параметров. Для ПП с четвертьволновым согласующим слоем величина  $\theta$  может быть снижена до 0,1 К.

Измерение внутренней температуры биологических объектов по их шумовому акустическому излучению в мегагерцовом диапазоне открывает большие перспективы в различных областях медицины [1–3]. Область возможных применений этого метода определяется чувствительностью акустотермометров (АТ) — приборов для измерения акустического излучения. В статье [4] выведена общая формула для оценки пороговой чувствительности  $\theta$ . Цель данной работы — применение этой формулы к конкретным схемам входного устройства типичного АТ, состоящего из: модулятора; пьезопреобразователя (ПП) с удельным акустическим импедансом  $z_0$ , контактирующего с одной стороны с исследуемой средой (удельный акустический импеданс  $z_2$ ), а с другой стороны — с демпфером (удельный акустический импеданс  $z_1$ ); согласующего трансформатора (коэффициент передачи  $M$ ); усилителя высокой частоты (УВЧ); квадратичного детектора; синхронного детектора и фильтра низкой частоты (ФНЧ).

Оценка пороговой чувствительности  $\theta$  АТ имеет вид  $\theta = \kappa \sqrt{2T_n/Q}$ , где  $\kappa = 2$  — множитель, учитывающий работу модулятора и синхронного детектора,  $\sqrt{2}$  — описывает влияние квадратичного детектора,  $Q$  — фактор сглаживания,  $T_n$  — шумовая температура ПП, определяющая реальный уровень тепловых шумов АТ. Согласно [4]  $T_n$  можно представить в виде

$$T_n = T_p \left\{ \int_0^\infty [M^2(f) \operatorname{Re} Z(f) + R_a(f)] df / [z_2 \int_0^\infty M^2(f) K_p^2(f) df / (4A)] \right\}, \quad (1)$$

где  $T_p$  — термодинамическая температура ПП,  $\operatorname{Re} Z$  — реальная часть электрического импеданса  $Z$  электрически нагруженного ПП,  $R_a$  — шумовое сопротивление УВЧ,  $K_p$  — модуль коэффициента преобразования давления в напряжение,  $A$  — площадь ПП. Выражение для фактора сглаживания представимо в виде [4]

$$Q = \left\{ \int_0^\infty [M^2(f) \operatorname{Re} Z(f) + R_a(f)] df \right\} / \left\{ \int_0^\infty [M^2(f) \operatorname{Re} Z(f) + R_a(f)]^2 df \int_0^\infty S_L^2(f) df \right\}^{1/2}, \quad (2)$$

где  $S_L$  — коэффициент передачи ФНЧ.

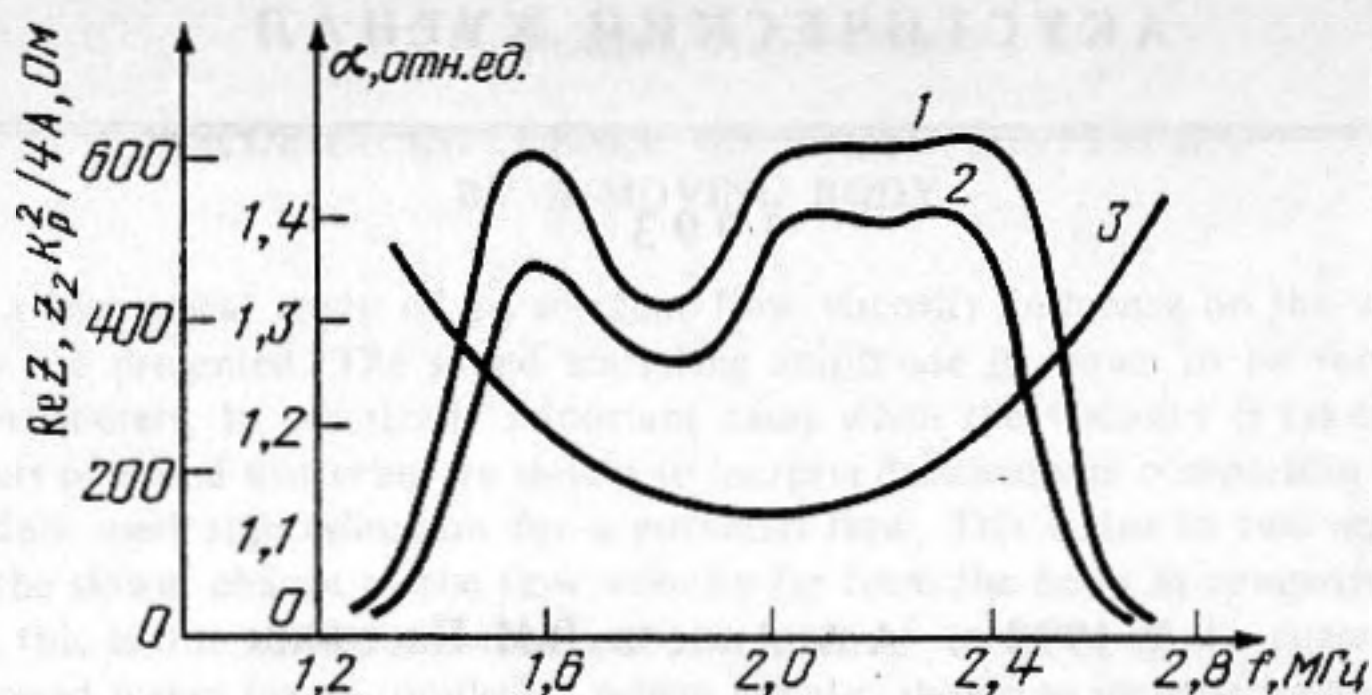


Рис. 1. Выходные частотные характеристики нагруженного на индуктивность ПП ( $k_1 = 0,05$ ,  $k_2 = 0,05$ ,  $k_t = 0,35$ ,  $f_0 = 2$  МГц,  $C_a = 400$  пФ) с четвертьволновым согласующим слоем ( $k_3 = 0,15$ ). Зависимости от частоты  $f$  реальной части выходного импеданса  $ReZ$  (1), приведенного коэффициента преобразования давления в напряжение  $z_2 K_p^2 / 4A$  (2), частотно-зависимого коэффициента  $\alpha = 4A ReZ / (z_2 K_p)$  (3)

Формулу (1) можно представить в виде  $T_n = T_{n0} \left\{ 1 + \left[ \int_0^\infty R_a(f) df / \int_0^\infty M^2(f) \times \right. \right.$   
 $\times ReZ(f) df \left. \right\}$ , где первый множитель, равный  $T_{n0} = T_p \left\{ \int_0^\infty M^2(f) ReZ(f) df / \left[ z_2 \int_0^\infty M^2(f) \times \right. \right.$   
 $\times K_p^2(f) df / 4A \left. \right\}$ , определяет шумовую температуру для идеального (нешумящего) УВЧ, а второй множитель учитывает вклад шумов реального УВЧ. Заметим, что, как следует из выражения для  $T_{n0}$ , в случае АТ с очень узкополосным идеальным УВЧ, настроенным на частоту  $f$ , шумовая температура  $T_{n0}^f$  зависит от частоты:  $T_{n0}^f = \alpha(f) T_p$ , где  $\alpha(f) = ReZ(f) / (K_p^2(f) Z_2 / 4A)$  — частотнозависимый коэффициент. В общем случае для вычисления  $T_{n0}^f$  и  $T_{n0}$  можно воспользоваться матричным методом [5], в соответствии с которым  $ReZ$  и  $K_p$  выражаются через соответствующие элементы матриц. Рассмотрим три варианта АТ, отличающихся устройством входных цепей: 1) ПП без переходных слоев на холостом ходу; 2) такой же ПП, электрически нагруженный на индуктивность; 3) ПП с четвертьволновым согласующим слоем, электрически нагруженный на индуктивность.

Можно показать, что если во входную цепь ПП включены только реактивные элементы, то отношение  $ReZ / K_p^2$  остается постоянным вне зависимости от вида схемы электрической нагрузки на ПП. Если разложить  $ReZ$  и  $K_p^2$  в ряде по  $\Delta x = (f - f_0) / f_0$  ( $f$  — рабочая частота) вблизи антирезонансной частоты  $f_0$  и ограничить разложение членами порядка  $\Delta x^2$ , то для электрически ненагруженного ПП  $ReZ = X_0 (4K_t^2 / \pi) B / [B^2 + (\pi \Delta x)^2]$  и  $K_p^2 = (4A / z_0) ReZ / D$ , где для ПП без четвертьволновых слоев  $B = k_1 + k_2$  и  $D = k_1 + k_2$ , а для ПП с четвертьволновым слоем  $B = k_1 + k_3^2 / k_2$  и  $D = k_2 + k_1 k_2^2 / k_3^2$ , где  $k_1 = z_1 / z_0$ ,  $k_2 = z_2 / z_0$ ,  $k_3 = z_3 / z_0$  ( $z_3$  — удельный акустический импеданс переходного слоя),  $X_0 = \frac{1}{2} \pi f_0 C_0$  — емкостное сопротивление ПП на антирезонансной частоте ( $C_0$  — емкость АТ),  $K_t$  — коэффициент электромеханической связи.

Таким образом, в случае ПП без переходных слоев отношение  $4A ReZ / (z_2 K_p^2)$  равно  $1 + k_1 / k_2$  и не зависит от вида входной цепи и согласующего трансформатора. Шумовая температура АТ с идеальным УВЧ равна  $T_{n0} = T_p (1 + k_1 / k_2)$ , что совпадает с результатами работы [6]. Для ПП с четвертьволновым согласующим слоем шумовая температура равна

$$T_{n0} = (1 + k_1 k_2 / k_3^2) T_p. \quad (3)$$

Видно, что влияние потерь  $k_1$  на шумовую температуру ПП с согласующим слоем заметно снижается по сравнению с ПП без согласующих слоев. На рис. 1 для электрически нагруженного на индуктивность ПП с четвертьволновым согласующим слоем представ-

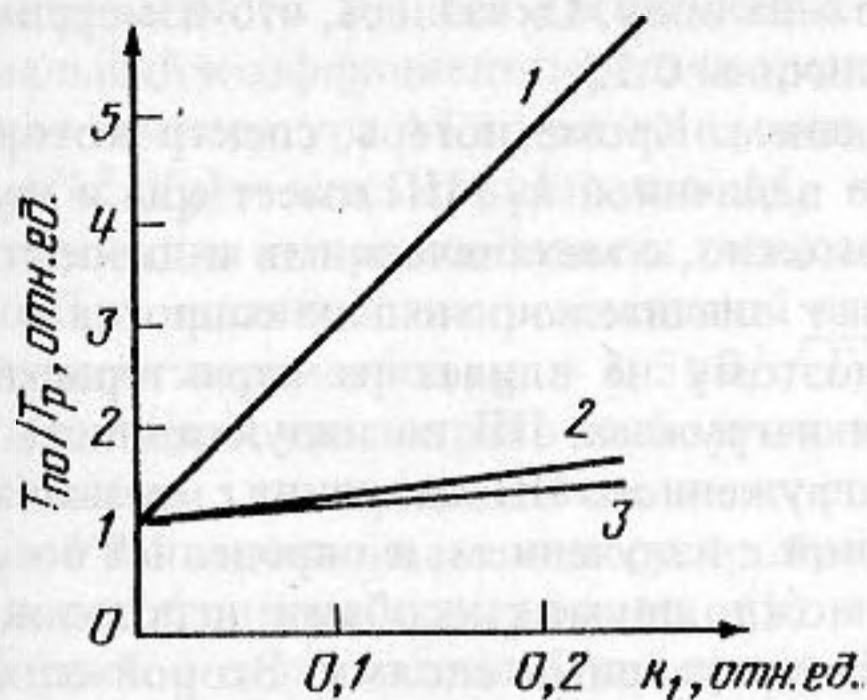


Рис. 2

Рис. 2. Зависимость относительной шумовой температуры АТ без учета шумов УВЧ  $T_{no}/T_p$  от величины потерь в демпфере  $k_1$ : для ПП без четвертьволновой пластины (1), для ПП с четвертьволновой пластиной, рассчитанная по точным значениям  $ReZ(f)$  и  $K_p(f)$  (2) и по приближенной формуле (3)

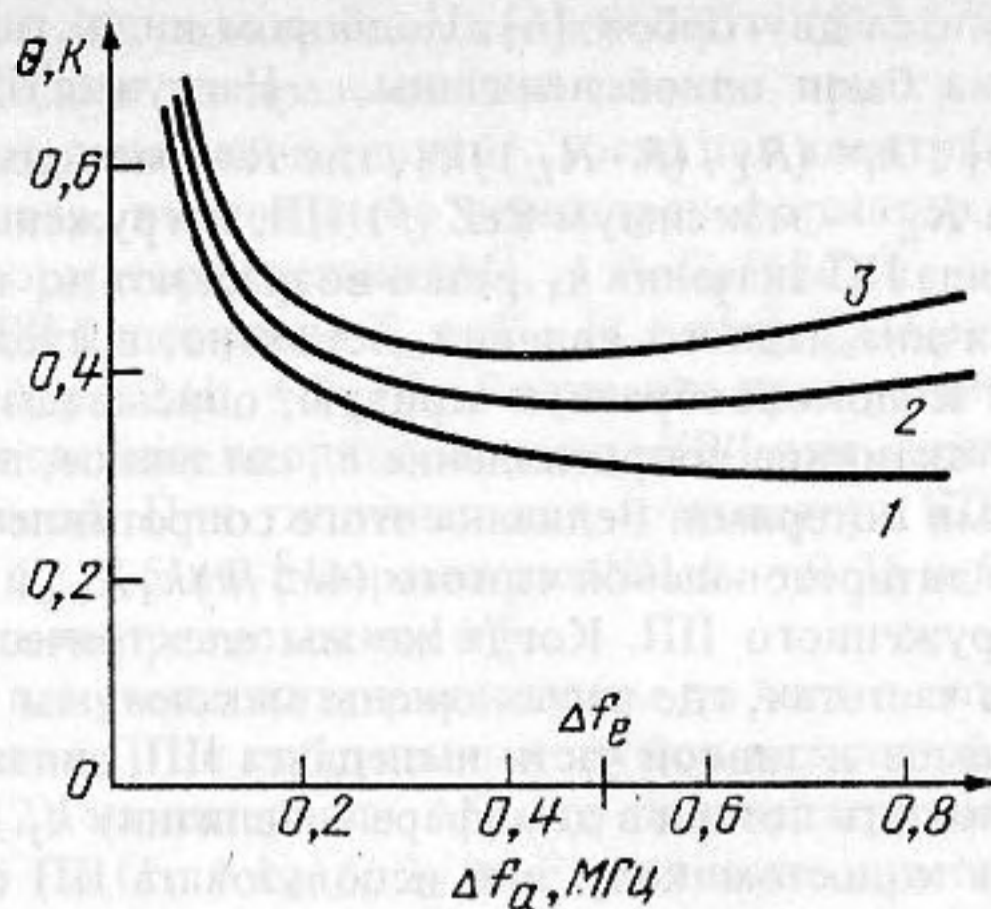


Рис. 3

Рис. 3. Зависимость пороговой чувствительности АТ ( $k_1 = 0,08$ ,  $\kappa = 2$ ,  $T_p = 300 \text{ К}$ )  $\theta$  с электрически ненагруженным ПП без четвертьволнового слоя от величины полосы пропускания УВЧ  $\Delta f_a$  для идеального УВЧ ( $u_a = 0$ ) (1), для реального УВЧ при разных значениях входной емкости  $C_a = 5 \text{ пФ}$  (2) и  $10 \text{ пФ}$  (3)

лены результаты расчетов частотных зависимостей:  $ReZ(f)$  — кривая 1, приведенного коэффициента преобразования  $z_2 K_p^2(f)/4A - 2$ , и частотнозависимого коэффициента  $\alpha(f)$  — 3. Видно, что функция  $\alpha(f)$  имеет минимальное значение вблизи антирезонансной частоты, где согласование наилучшее, и сильно возрастает к краям полосы чувствительности, так что приближенная оценка (3) дает минимальное значение  $T_{no}$ .

Шумовая температура линейно растет с увеличением параметра  $k_1$  (рис. 2, кривая 1), однако для ПП, нагруженного на индуктивность, с четвертьволновым согласующим слоем этот рост существенно слабее (рис. 2, кривая 2). Например, при  $k_1 = 0,1$  без согласования  $T_{no}$  превосходит втрое величину  $T_p$ , а при согласовании — только на 33% (по приближенной формуле (3) (кривая 3) — на 20%).

Таким образом, потери в ПП вносят минимальный вклад в шумовую температуру на частотах, где ПП наилучшим образом акустически согласован с исследуемым объектом; соответственно ПП с согласующими слоями является наиболее предпочтительным для АТ. Кроме того, расчеты показывают, что расширение полосы пропускания высокочастотного тракта АТ за счет коррекции амплитудно-частотной характеристики на краях полосы чувствительности ПП не увеличит чувствительности АТ из-за резкого роста  $\alpha(f)$  при удалении от резонансной частоты.

Оценим параметр  $k_1$  для различных схем АТ. Для измерения  $k_1$  в случае электрически ненагруженного ПП использовали два способа. Частотная зависимость  $ReZ(f)$  акустически ненагруженного ПП в этом случае описывается колоколообразной кривой, максимум которой находится на антирезонансной частоте  $f_0$ , а ширина на половине максимума составляет  $\Delta f = 2k_1 f_0/\pi$ . Измерив анализатором спектра величину  $\Delta f$ , можно определить  $k_1$ . Возможен другой способ определения  $k_1$ : если нагрузить ПП на воду (удельный акустический импеданс воды  $z_2$  известен), то частотная зависимость  $ReZ(f)$  "расползется", максимум понизится, а ширина на половине максимума увеличится в  $1 + k_2/k_1$  раз (для большинства керамических ПП величина  $k_2 \approx 0,05$  [5]). Измеренный и первым, и вторым способом коэффициент  $k_1$  для использованных нами ПП составил 0,08.

У ПП, электрически нагруженного на индуктивность, выбранную так, чтобы собственная частота контура совпадала с антирезонансной, частотная зависимость  $ReZ(f)$

становится двугорбой [6]. Подбором индуктивности можно добиться, чтобы оба максимума были одной величины. Нагружая ПП акустически на воду, можно определить  $k_1$  [6]:  $k_1 = (R_L / (R - R_L)) k_2$ , где  $R$  — максимальное значение  $\text{Re}Z(f)$  ненагруженного ПП, а  $R_L$  — максимум  $\text{Re}Z(f)$  ПП, нагруженного на воду. Оказалось, что измеренные для ряда ПП значения  $k_1$  резко возрастают до величины 0,25.

Причина данного явления, вероятно, в следующем. Кроме потерь, спектр которых имеет колоколообразную кривую, описываемую величиной  $k_1$ , ПП имеет еще и некоторое активное сопротивление  $r$ , связанное, возможно, с механическими и диэлектрическими потерями. Величина этого сопротивления  $r$  значительно меньше сопротивления ПП на антирезонансной частоте  $(4k_t^2/\pi)k_1 X_0$  и поэтому не влияет на характеристики ненагруженного ПП. Когда же мы электрически нагружаем ПП на индуктивность, то на тех частотах, где расположены максимумы нагруженного ПП, величина  $r$  оказывается больше активной части импеданса ПП, связанной с излучением, и определяет потери АТ. Снизить потери в демпфере — величину  $k_1$  — можно двумя способами: использовать ПП на холостом ходу или использовать ПП с согласующими слоями. Второй способ предпочтительнее, так как одновременно расширяет полосу пропускания ПП.

Рассмотрим влияние на пороговую чувствительность АТ  $\theta$  фактора сглаживания  $Q$ . Для всех АТ мы используем низкочастотный фильтр первого порядка с постоянной времени  $\tau$ . Коэффициент передачи ФНЧ  $S_L = [1 + (2\pi f\tau)^2]^{-1/2}$ , что, как следует из (2), дает в  $Q$  сомножитель  $\sqrt{4\tau}$ . Оценим влияние на  $Q$  УВЧ. При правильном выборе согласующего трансформатора можно добиться соотношения  $R_a \ll M^2 \text{Re}Z$ . Тогда определенная по формуле (2) эквивалентная полоса пропускания  $\Delta f_e$  для электрически ненагруженного ПП приближенно равна  $\Delta f_e = 2(k_1 + k_2)f_0$  (ПП без согласующих слоев). Полученное значение приблизительно в 3 раза больше, чем полоса пропускания ПП  $\Delta f_p$ , определяемая по уровню  $1/2$  от максимального значения частотной зависимости  $\text{Re}Z(f)$ ,  $\Delta f_p = 2(k_1 + k_2)f_0/\pi$ . Отметим, что, как показано в [6],  $\Delta f_e$  слабо зависит от формы частотной характеристики ПП. Таким образом, фактор сглаживания для ненагруженного ПП без согласующих слоев равен  $Q = (8\tau(k_1 + k_2)f_0)^{1/2}$ . При расчете фактора сглаживания для ПП, электрически нагруженного на индуктивность, необходимо учитывать сужение полосы пропускания повышающим трансформатором.

Оценим влияние на  $T_n$  шумов УВЧ. Поскольку активная часть импеданса ПП  $\text{Re}Z$  сопоставима с таковой для первого каскада УВЧ  $R_a$ , для согласования по шумам применяют входной повышающий трансформатор [5]. Он позволяет поднять величину входного напряжения над уровнем шумов усилителя и тем самым увеличить чувствительность АТ. Рассмотрим схему, состоящую из ПП, трансформатора (индуктивность первичной обмотки  $L_1$ , вторичной —  $L_2$ ) и УВЧ с входной емкостью  $C_a$ . При нагрузке ПП на идеальный трансформатор коэффициент передачи трансформатора  $M$  немонотонно зависит от коэффициента трансформации  $n$  — отношения числа витков вторичной обмотки к таковой у первичной. Если собственные резонансные частоты первичного и вторичного контуров  $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_0}$  и  $\omega_2 = 1/\sqrt{L_2 C_a}$  много меньше рабочей частоты, то  $M^2 = n^2 / [1 + 2n^2 \omega C_a \text{Im}Z + n^4 \omega^2 C_a^2 (\text{Im}Z^2 + \text{Re}Z)^2]$ , где  $\text{Im}Z$  — емкостная часть импеданса ПП, которую можно считать приблизительно равной  $1/\omega C_0$ ,  $\omega$  — циклическая частота. Исправив неточность работы [5] и предположив, что  $\text{Im}Z = X_0$ , получим, что максимальное значение  $M_{\text{max}}$  достигается при  $n_{\text{opt}}^2 = (C_0/C_a) / [1 + (\text{Re}Z/\text{Im}Z)^2]^{1/2}$  и определяется из соотношения  $M_{\text{max}}^2 = (C_0/2C_a) / \{ [1 + (\text{Re}Z/\text{Im}Z)^2]^{1/2} + 1 \}$ .

Отметим, что второй сомножитель в формуле (1) целесообразно упростить, выразив в явном виде  $R_a$  через известную из справочников спектральную плотность шумов входных транзисторов  $u_a^2 = 4kT_p R_a$ , где  $k$  — постоянная Больцмана, и заменив интеграл

$\int_0^\infty R_a(f) df$  на произведение среднего значения на ширину полосы пропускания УВЧ

$\int_0^\infty R_a(f) df \sim u_a^2 \Delta f_a$ . Если считать коэффициент передачи трансформатора постоянным,

то  $T_n = T_{n0} \{ 1 + [u_a^2 \Delta f_a / [4kT_p M^2 \int_0^\infty \text{Re}Z(f) df]] \}$ . Интеграл  $4kT_p \int_0^\infty \text{Re}Z(f) df$  для ПП,

нагруженного на индуктивность, равен  $kT_p/C_0$ ; для ненагруженного ПП —  $(8k_t^2/\pi^2)kT_p/C_0$ , т.е.  $\text{Re}Z$  возрастает в  $\pi^2/(8k_t^2)$  раз. Вблизи антирезонансной частоты, при  $k_1 = 0,08$  и  $k_2 = 0,05$  отношение  $\text{Re}Z/\text{Im}Z$  приблизительно равно единице. Тогда для электрически ненагруженного ПП без согласующих слоев, включенного через трансформатор, максимальный коэффициент передачи трансформатора составит  $M_{\text{max}}^2 = C_0/(5C_a)$ , и шумовая температура АТ с учетом шумов УВЧ будет равна  $T_n \approx T_{n0} [1 + \pi^2 u_a^2 C_a (k_1 + k_2) \times \times f_0 / (k_t^2 kT_p)]$  — здесь принято, что  $\Delta f_a = \Delta f_e = 2(k_1 + k_2)f_0$ . Видно, что при правильном согласовании поправка зависит только от свойств входного каскада УВЧ и от параметра  $k_t$  ПП с заданной антирезонансной частотой. При типичных для транзистора КП307Б значениях параметров  $u_a = 2,5 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ ,  $C_a = 5 \text{ пФ}$  и параметрах ПП  $k_t = 0,35$  и  $f_0 = 2 \text{ МГц}$  получим, что поправочный множитель не превосходит 16%.

Отметим, что приведенные величины получены интегрированием по частоте от 0 до  $\infty$ , а УВЧ ограничивает полосу пропускания ПП и собственных шумов величиной  $\Delta f_a$ . Если интегрировать выражения (1) и (2) на интервале  $\Delta f_a$ , то для ненагруженного ПП фактор сглаживания будет равен  $Q = (8\tau(k_1 + k_2)f_0 2y/\pi)^{1/2}$ , а влияние шумов УВЧ составит  $1 + \pi^3 u_a^2 \Delta f_a C_a / (4k_t^2 kT_p y)$ , где  $y = \text{arctg}[\pi \Delta f_a / (2(k_1 + k_2)f_0)]$ . На рис. 3 представлены зависимости пороговой чувствительности  $\theta$  от полосы пропускания УВЧ  $\Delta f_a$ . Для идеального УВЧ ( $u_a = 0$ ) функция  $\theta(\Delta f_a)$  (кривая 1) монотонно убывает с ростом  $\Delta f_a$ , стремясь к предельному значению 0,25 К при  $\Delta f_a \rightarrow \infty$ . Для реального УВЧ функция  $\theta(\Delta f_a)$  имеет пологий минимум в области значений  $\Delta f_a \sim \Delta f_e$ . Рост величины  $\theta$  при  $\Delta f_a > \Delta f_e$  связан с увеличением вклада в  $\theta$  шумов УВЧ, величина которых пропорциональна  $\Delta f_a$ . Приведенные на рис. 3 зависимости  $\theta(\Delta f_a)$  для реального УВЧ с разными значениями входной емкости  $C_a = 5 \text{ пФ}$  (кривая 2) и 10 пФ (кривая 3) показывают, что уменьшение входной емкости УВЧ улучшает пороговую чувствительность АТ. Видно, что величину полосы пропускания УВЧ  $\Delta f_a$  надо брать равной приблизительно половине эквивалентной полосы пропускания ПП  $\Delta f_e$ , при этом отклонение  $\theta$  от минимального значения ее превышает 10%.

Для ПП, электрически нагруженного на индуктивность, выбор оптимального коэффициента  $M$  определяется уменьшением полосы пропускания ПП, обусловленным трансформатором. Для того же транзистора КП307Б величина поправочного множителя не превосходит 1%.

Таким образом, мы можем дать оценку пороговой чувствительности  $\theta$  для анализируемых схем АТ с учетом реальных значений параметров АТ: потерь в ПП и УВЧ и влияния модулятора, синхронного и квадратичного детекторов. Для электрически ненагруженного ПП без согласующих слоев  $\theta$  имеет вид:

$$\theta = 1,3k \sqrt{2T_p} (1 + k_1/k_2)^{1/2} [1 + \pi^2 u_a^2 C_a (k_1 + k_2) f_0 / (k_t^2 \times kT_p)] / (8\tau k_2 f_0)^{1/2}. \quad (4)$$

Множитель 1,3 учитывает конечную величину полосы пропускания УВЧ. При значениях  $k = 2$ ,  $T_p = 300 \text{ К}$ ,  $\tau = 30 \text{ с}$  (остальные необходимые значения приведены выше) величина  $\theta$  равна 0,38 К. Оценка для  $\theta$ , сделанная в работе [2] без учета реальных параметров АТ, составляет  $\theta = T_p / (\tau \Delta f_p)^{1/2}$ . Для ненагруженного ПП такая оценка дает 0,14 К. Это в 2,5 раза меньше, чем величина  $\theta$  с учетом реальных параметров АТ.

Нетрудно показать, проделав соответствующие выкладки, что пороговая чувствительность для АТ с электрически нагруженным на индуктивность ПП без согласующих слоев составит 0,42 К, а с четвертьволновым согласующим слоем — 0,1 К. Теоретические оценки по [2] составляют 0,1 и 0,05 К соответственно.

Отметим, что величины  $\theta$ , определяемые с учетом параметров АТ, для электрически ненагруженного и нагруженного на индуктивность ПП без переходных слоев приблизительно одинаковы и равны 0,4 К. Теоретические оценки по [2]  $\theta$  для этих же ПП различаются приблизительно в 1,5 раза. Это связано с двумя факторами. Во-первых, при нагрузке ПП на индуктивность возрастают потери в ПП ( $k_1 = 0,25$ ), следовательно, увеличивается шумовая температура:  $T_{n0} = 6T_p$  по сравнению с  $T_{n0} = 2,3T_p$  для ненагруженного ПП; это частично компенсируется тем, что при нагрузке на индуктивность расширяется приблизительно в 2,3 раза полоса пропускания ПП. Во-вторых, при на-

грузке на индуктивность на резонансных частотах сильно возрастает  $\text{Re}Z$  (приблизительно, в  $\pi^2 / (8k_f^2)$  раз), что позволяет с помощью трансформатора сильно снизить влияние шумов УВЧ. Поэтому пороговая чувствительность этих двух схем для реального АТ практически совпадает.

Из приведенных оценок видно, что ПП с согласующими слоями имеет лучшую чувствительность за счет лучшего согласования ПП с окружающей средой (при этом уменьшается  $T_n$ ) и расширения полосы пропускания; при этом снизить вклад шумов УВЧ удается за счет правильно подобранного трансформатора.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Бабий В.И.* Перенос акустической энергии в поглощающей и излучающей среде // Морские гидрофиз. исслед. 1974. № 2 (65). С. 189–192.
2. *Bowen T.* Acoustic radiation temperature for noninvasive thermometry // *Automedica (UK)*. 1987. V. 8. № 4. P. 247–267.
3. *Гуляев Ю.В., Годик Э.Э., Дементюк В.В., Пасечник В.И. и др.* О возможностях акустотермографии биологических объектов // Докл. АН СССР. 1985. Т. 283. № 6. С. 1495–1499.
4. *Пасечник В.И.* Оценка пороговой чувствительности акустотермометров // Акуст. журн. 1993. Т. 39. № 1. С. 140–143.
5. *Домаркас В.И., Кажис Р.-И.Ю.* Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи. Вильнюс: Минтис, 1975. 255 с.
6. *Пасечник В.И.* Оценка чувствительности метода акустотермографии // Акуст. журн. 1990. Т. 36. № 4. С. 718–724.

Научно-инженерный Центр  
биомедицинской радиоэлектроники  
института радиотехники и электроники  
Российской академии наук

Поступила в редакцию  
8.01.92

A.A. Anosov, V.I. Pasechnik

#### SENSITIVITY COMPARISON OF ACOUSTIC THERMOMETERS OF ARBITRARY TYPE

Fundamental parameters of an acoustic thermometer are estimated: noise temperature, equivalent frequency bandwidth and threshold sensitivity. The thermometer represents a piezotransducer with a quarter-wavelength coupling plate and without it.

The utilization of a coupling transformer allows to decrease the influence of a high-frequency amplifier inherent noise upon the noise temperature of the acoustic thermometer.