

УДК 621.376

## ОПТИМАЛЬНАЯ ПРИЕМНАЯ СИСТЕМА АКУСТИЧЕСКОГО ДЕТЕКТОРА РАД

*Л. И. Герштейн*

Рассмотрены вопросы расчета и построения оптимальной приемной системы акустического детектора для реализации предельной чувствительности радиоспектрометра с акустическим детектором (РАД). Приведены схема и параметры построенной приемной системы, чувствительность которой лишь вдвое отличается от предельной. Применение в РАД разработанной приемной системы позволило достичь наивысшей для субмиллиметровых спектрометров чувствительности  $6 \cdot 10^{-9}$  см<sup>-1</sup> при постоянной времени 1 с и мощности излучения 10 мВт.

В радиоспектрометре с акустическим детектором сигналом от линий поглощения газа служит колебание давления в поглощающей ячейке, возникающее вследствие разогрева газа при поглощении им энергии модулированного излучения [1-3]. Приемная система акустического детектора, включающая в себя тонкую натянутую мембрану в качестве чувствительного элемента и радиотехническую приемную схему, воспринимающую колебания мембраны, предназначена для регистрации этих колебаний давления. При фиксированной мощности излучения\* чувствительность РАД по коэффициенту поглощения полностью определяется чувствительностью приемной системы. Предельная чувствительность РАД достигается только тогда, когда приемная система акустического детектора способна регистрировать сигнал, вызванный тепловыми флуктуациями давления газа в ячейке. В случае преобладания тепловых колебаний мембраны, обусловленных диссипацией в газе, над собственными флуктуациями, вызванными диссипацией в мембране, достаточным условием достижения предельной чувствительности РАД является условие регистрации приемной системой собственных флуктуаций мембраны. В связи с этим весьма актуальным является разработка оптимальных приемных систем, способных наблюдать собственные тепловые флуктуации мембран, применяемых в акустическом детекторе, т. е. практически реализующих предельную чувствительность спектрометра с акустическим детектором.

Из общих соображений следует, что для наблюдения собственных тепловых колебаний мембраны или, в более общей формулировке, собственных тепловых флуктуаций механического осциллятора пригодны лишь такие приемные схемы, в которых мощность сигнала на выходе преобразователя механических колебаний в электрический сигнал превышает мощность входного сигнала. По этой причине преобра-

\* В дальнейшем все рассуждения проводятся при условии, что мощность излучения, проходящая через газ, постоянна по величине. Зависимость чувствительности РАД от мощности излучения рассмотрена в работах [2, 4]. Условия эффективного преобразования поглощенной газом мощности излучения в колебания мембраны приведены в работах [2, 5].

зователи генераторного типа (т. е. такие, которые преобразуют непосредственно механическую энергию в электрическую) — электростатические, электромагнитные и т. п. преобразователи [6] — не подходят для решения поставленной задачи.

В приемной системе акустического детектора, разработанного для РАД, в качестве преобразователя используется модуляционный преобразователь — питаемый высокочастотной энергией резонансный мост\*. Схема высокочастотного резонансного моста, именуемого далее сокращенно мостом, приведена на рис. 1 а. Контуры моста, измерительный (ИК)\*\* и фазовращающий (ФК), настроены на частоту  $\omega_0$  питающего мост кварцевого генератора. При отклонении емкости ИК от ее среднего значения  $C_0$  контур расстраивается, происходит поворот фазы напряжения ИК относительно напряжения ФК, и в согласованной нагрузке моста выделяется мощность сигнала.

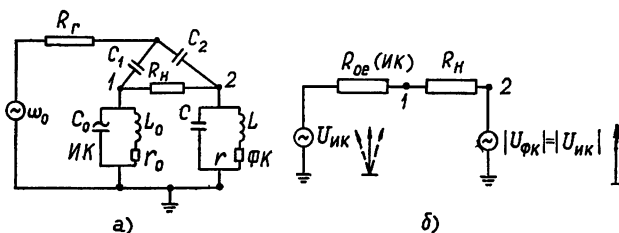


Рис. 1. а) Схема высокочастотного резонансного моста—модуляционного преобразователя колебаний мембраны акустического детектора РАД в электрический сигнал; б) эквивалентная схема высокочастотного резонансного моста.

При выполнении условий

- 1)  $R_{oe}(\text{ИК}) \gg R_{oe}(\text{ФК})$ ,
  - 2)  $Q(\text{ИК}) \gg Q(\text{ФК}) > 1$ ,
  - 3)  $R_n = R_{oe}(\text{ИК})$ ,
  - 4)  $C_1 \ll C_0(\text{ИК})$
- (1)

(что не представляет затруднений) мостовая схема сводится к более простой эквивалентной схеме (рис. 1 б), из рассмотрения которой следует выражение для мощности сигнала:

$$P_c = \frac{1}{4} n^2 P Q^2, \quad (2)$$

где  $P$  — мощность источника высокочастотного питания, выделяющаяся в ИК,

$$P = \frac{U^2(\text{ИК})}{R_{oe}(\text{ИК})} = \frac{U^2 \omega_0 C_0}{Q}, \quad (3)$$

\* Похожая схема приводится в работе [7], однако в ней и других работах, например [8, 9] не рассмотрены вопросы, касающиеся практической реализации предельной чувствительности системы, включающей в себя гибкую мембрану и радиотехническую схему

\*\* Емкость измерительного контура  $C_0$  образована мембраной акустического детектора и расположенным рядом неподвижным электродом

$U$  — эффективное напряжение на ИК,  $C_0$  — емкость ИК,  $Q$  — добротность ИК,  $n = \frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta d}{d_0}$  — относительное изменение емкости ИК, равное относительному изменению зазора  $d$  между мембраной и неподвижным электродом.

Нас интересует не сама величина сигнала, а минимальное обнаружимое схемой изменение емкости или зазора, т. е.  $n_{\min}$ . Величину  $n_{\min}$  можно найти, приравняв мощность снимаемого с моста сигнала  $P_c$  мощности шумов, имеющих на ИК, на частотах  $\omega_0 \pm \Omega$  (где  $\Omega$  — частота модуляции излучения) в полосе приема РАД  $\Delta\omega$ . Мощность принципиально неустранимых тепловых шумов контура по теореме Найквиста равна

$$P_{ш.т} = \frac{2}{\pi} kT \Delta\omega. \quad (4)$$

В действительности, мощность шумов в контуре превышает  $P_{ш.т}$  за счет нетепловой составляющей шумов генератора, питающего мост. Обозначим величину шумовой мощности, имеющейся на ИК в полосе приема,  $P_{ш}$ . Тогда, приравняв  $P_c$  и  $P_{ш}$ , получим

$$n_{\min} = \frac{2}{Q} \left( \frac{P_{ш}}{P} \right)^{1/2}, \quad (5)$$

или

$$\Delta d_{сх} = \frac{2}{Q} \left( \frac{P_{ш}}{P} \right)^{1/2} d_0. \quad (6)$$

Из выражения (6) следует, что минимально обнаружимое схемой среднеквадратичное изменение зазора  $\Delta d_{сх}$  уменьшается с увеличением добротности ИК и увеличением отношения мощности питания  $P$ , рассеиваемой в ИК, к мощности шумов  $P_{ш}$ .

При выводе выражения (5) предполагалось, что влияние радиотехнической схемы на объект измерения пренебрежимо мало. Поэтому выражение (5) определяет предельную чувствительность по  $n$  собственно радиотехнической приемной схемы. При работе приемной схемы совместно с гибкой мембраной влиянием схемы на мембрану пренебрегать нельзя. В зазоре мембрана — неподвижный электрод имеется электрическое поле, образованное тремя компонентами: напряжением  $U$  с частотой  $\omega_0$ , обусловленным мощностью  $P$  высокочастотного питания, поляризующим постоянным напряжением  $E$ , нужным для балансировки моста, и шумовым напряжением  $U_{ш}$ , вызванным мощностью шумов  $P_{ш}$  схемы. Высокочастотное  $U$  и постоянное  $E$  напряжения приводят к уменьшению эффективного коэффициента упругости  $K^*$  мембраны, а шумовое напряжение  $U_{ш}$  совместно с высокочастотным вызывает дополнительные флуктуационные смещения мембраны  $\Delta d_{ш}$ .

Определим величину  $K^*$  и  $\Delta d_{ш}$ . Из системы уравнений

$$\begin{aligned} F_u &= -K(d_0 - d), \\ (F_u)'_d &= K \end{aligned} \quad (7)$$

( $K$  — коэффициент упругости мембраны,  $d$  — текущий зазор,  $F_u$  — сила, действующая на мембрану со стороны электрического поля) определяем наименьший равновесный зазор  $d^*$ , при котором дальнейшее воз-

растание электрического поля приводит к падению мембраны на неподвижный электрод:

$$d^* = \left[ \frac{PQ(1 + b^2)}{\omega_0 K} \right]^{1/2}, \quad (8)$$

где  $b = E/U$ . Удобно ввести нормированный зазор

$$\alpha = d/d^* \quad (\alpha \geq 1). \quad (9)$$

Учитывая, что при любом равновесном зазоре  $d$  мы обеспечиваем изменением площади электрода постоянное среднее значение емкости ИК, нужное для балансировки моста, получаем из (7), (8) и (9) следующее выражение для  $K^*$ :

$$K^* = K \left( \frac{\alpha^2 - 1}{\alpha^2} \right). \quad (10)$$

Величина наводимых схемой флуктуационных колебаний мембраны  $\Delta d_n$  выражается через силу  $F_{\sim}$ , действующую на нее со стороны электрического поля в зазоре на частоте  $\Omega$  в полосе  $\Delta\omega$ , и упругость  $K^*$ :

$$\Delta d_n = \frac{F_{\sim}}{K^*} = \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} \left[ \frac{P_{\text{ш}} Q}{\omega_0 K(1 + b^2)} \right]^{1/2} \quad (\Omega_0 \gg \Omega) \quad (11)$$

и

$$\Delta d_n^p = Q_m \Delta d_n \quad (\Omega_0 = \Omega), \quad (12)$$

где  $\Omega$  — резонансная частота мембраны,  $Q_m$  — добротность мембраны как механического осциллятора.

Определим величину собственных тепловых флуктуаций мембраны. Рассматривая мембрану как механический осциллятор [12] с массой  $m$ , коэффициентом затухания  $h$  и коэффициентом упругости  $K^*$ , находящийся при температуре  $T$ , можно получить величину среднеквадратичного отклонения осциллятора от равновесного состояния:

$$\Delta d_m = \frac{(P_T h)^{1/2}}{K^*} \quad (\Omega_0 \gg \Omega), \quad (13)$$

где  $P_T = \frac{2}{\pi} kT \Delta\omega$  — мощность тепловых шумов механического осциллятора в полосе приема. Соответственно для резонансного случая  $\Omega_0 = \Omega$  имеем

$$\Delta d_m^p = Q_m \Delta d_m. \quad (14)$$

Как уже было отмечено, достаточным условием достижения предельной чувствительности РАД является способность системы регистрировать собственные тепловые флуктуации мембраны акустического детектора. Для этого мы должны потребовать, чтобы

1) наводимые схемой колебания мембраны должны быть в  $\beta$  раз меньше собственных тепловых колебаний мембраны,

2) минимально обнаружимые схемой колебания должны быть в  $\sigma$  раз меньше собственных тепловых колебаний мембраны:

$$\frac{\Delta d_m}{\Delta d_n} = \beta \quad (\beta > 1),$$

$$\frac{\Delta d_m}{\Delta d_{\text{сх}}} = \sigma \quad (\sigma > 1). \quad (15)$$

Переходя в выражении (6) к нормированному зазору

$$\Delta d_{cx} = 2\alpha \left[ \frac{P_{ш}(1 + b^2)}{Q \omega_0 \Lambda} \right]^{1/2} \quad (16)$$

и используя выражения (13), (11) и (16), получаем следующее решение системы (15) для переменных  $\alpha$  и  $\omega_0$ :

$$\alpha^2 - 1 = \frac{\beta}{\sigma} \frac{Q}{2(1 + b^2)}; \quad (17)$$

$$\omega_0 = \frac{2\sigma\beta P_{ш}(\alpha^2 - 1)K}{\alpha^2 h P_{ш.т}}. \quad (18)$$

Величины  $\beta$  и  $\sigma$  в выражениях (15) заданы произвольно. Определим такие значения  $\beta$  и  $\sigma$ , при которых собственные тепловые колебания мембраны будут регистрироваться радиотехнической схемой с наибольшим отношением сигнала к шуму, причем под шумом мы будем понимать суммарную величину собственных шумов схемы и наведенных схемой шумовых колебаний мембраны. Наведенные схемой колебания мембраны и наименьшее обнаружимое схемой смещение, как видно из выражений (11) и (16), зависят от  $\omega_0$  одинаковым образом. Вследствие этого оптимальные значения  $\beta$  и  $\sigma$  зависят только от  $\alpha$ . На рис. 2 представлен общий характер зависимости величин  $\Delta d_M$ ,  $\Delta d_{cx}$  и  $\Delta d_H$  от  $\alpha$ . Легко видеть, что минимум функции  $\varphi = [(\Delta d_H)^2 + (\Delta d_{cx})^2]^{1/2}$ , определяющий общий шум системы, достигается в районе равенства значений функций  $\Delta d_H$  и  $\Delta d_{cx}$ , или  $\beta = \sigma$ , т. е. когда радиотехническая схема начинает регистрировать наведенные ею шумовые колебания мембраны. Более точно оптимальное значение  $\alpha$  определяется из условия  $\varphi'_\alpha = 0$ . Положив  $\beta = \sigma$ , находим из (17) оптимальное значение  $\alpha^*$ :

$$\alpha^* = \left[ \frac{Q}{2(1 + b^2)} + 1 \right]^{1/2}. \quad (19)$$

Условие (18) при  $\beta = \sigma$  определяет частоту  $\omega_0$ , необходимую для выполнения условий (15):

$$\omega_0 = \frac{2\beta^2 P_{ш} Q_M \Omega_0}{P_{ш.т}} \quad (Q_M \Omega_0 = K^*/h), \quad (20)$$

где  $Q_M$  — добротность мембраны как механического осциллятора.

Выражения (19) и (20) полностью определяют требования к системе, способной регистрировать собственные тепловые флуктуации мембраны акустического детектора для случая  $\Omega_0 \gg \Omega$ . В случае совпадения резонансной частоты мембраны с частотой модуляции излучения получаем следующие условия на  $\alpha^*$  и  $\omega_0$  с учетом выражений (12), (14) и (16):

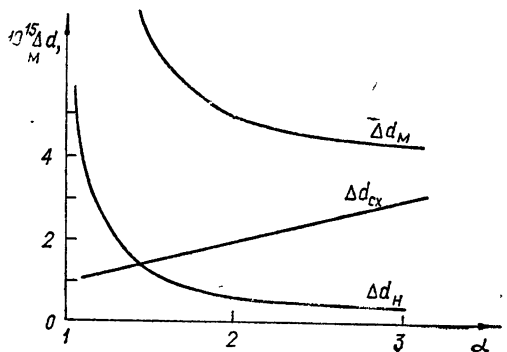


Рис. 2.

$$\alpha^* = \left[ \frac{QQ_M}{2(1+b^2)} + 1 \right]^{1/2}; \quad (21)$$

$$\omega_0 = \frac{2\beta^2 \Omega_0 P_{ш.т.}}{P_{ш.т.}}. \quad (22)$$

Отметим, что оптимум по  $\alpha$  нерезкий. Как показывают оценки, относительное изменение чувствительности приемной системы в худшем случае (при больших отношениях  $\alpha^*/\alpha$ ) не больше относительного изменения нормированного зазора  $\alpha$ .

Сравнение выражений (19), (20) и (21), (22) показывает, что в случае работы на резонансной частоте мембраны легче реализовать схему и конструкцию датчика акустического детектора — требуется гораздо меньшая частота питания, можно использовать большие зазоры. Кроме того, для работающей на резонансной частоте мембраны легче выполнить условие согласования [2] с разреженным газом, что позволит реализовать предельную чувствительность РАД при более низких давлениях, т. е. при более высокой разрешающей силе РАД. Однако работа с резонансной мембраной требует весьма существенного усложнения системы модуляции и приема сигнала в РАД [1, 2]. Величина  $P_{ш}$  при прочих фиксированных параметрах прямо влияет на чувствительность приемной системы (11) и (14). Поэтому желательно, чтобы спектральная мощность питающего мост генератора на частотах  $\omega_0 \pm \Omega$  была близка к тепловой\*. В наибольшей степени это выполняется для автогенераторов с высокооборотными кварцевыми резонаторами.

Итак, проведенный анализ показал возможность и способ реализации приемных систем для наблюдения собственных тепловых колебаний механического осциллятора с наперед заданными параметрами. При практической реализации приемной системы, исходя из заданных параметров мембраны  $K$ ,  $\Omega_0$ ,  $Q_M$ , схемы —  $Q$ ,  $P_{ш.т.}$ ,  $b$  и конструктивно определенных значений  $C_0$  и  $d_0$  датчика, рассчитываются требуемые значения

- 1)  $\alpha^*$  и  $\omega_0$  по формулам (19) и (20),
- 2) рассеиваемой в ИК мощности питания  $P$ , используя выражения (8) и (9):

$$P = \frac{\omega_0 K d^2}{Q(1+b^2)\alpha^2}, \quad (23)$$

- 3) напряжения на ИК

$$U = \left( \frac{PQ}{\omega_0 C_0} \right)^{1/2}. \quad (24)$$

Аналогично проводится расчет и в случае работы приемной системы на резонансной частоте мембраны. Отметим, что наибольшее возможное значение  $P$  определяется скоростью отвода тепла от мембраны и допустимым превышением температуры мембраны  $\Delta T$  над температурой окружающей среды  $T$ . Это и ограничивает возможность увеличения зазора (см. выражение (23)).

\* Схемы с компенсацией избыточных шумов генератора питания, например мостовая высокочастотная схема с двумя идентичными контурами, позволяют достичь предельной чувствительности по  $\Delta C/C$  даже и при использовании генераторов, у которых  $P_{ш} \gg P_{ш.т.}$ , так как при компенсации в выражении (5)  $P_{ш}$  заменена на  $P_{ш.т.}$  Однако применение таких генераторов, как видно из (11), не позволяет достичь высокой чувствительности по смещению мембраны ввиду увеличения вклада наведенных схемой шумовых колебаний мембраны.

Блок-схема системы, реализованной в РАД, приведена на рис. 3.

С выхода высокочастотного резонансного (см. рис. 1 а) моста сигнал через малошумящий усилитель поступает на фазовый детектор (ФД), на другой вход детектора подается опорный сигнал с кварцевого генератора. С фазового детектора сигнал через согласующий усилитель подается на гетеродинный фильтр, имеющий постоянную времени 1 с. (Эта постоянная времени определяет полосу приема  $\Delta\omega$  системы.) Далее сигнал направляется на самописец.

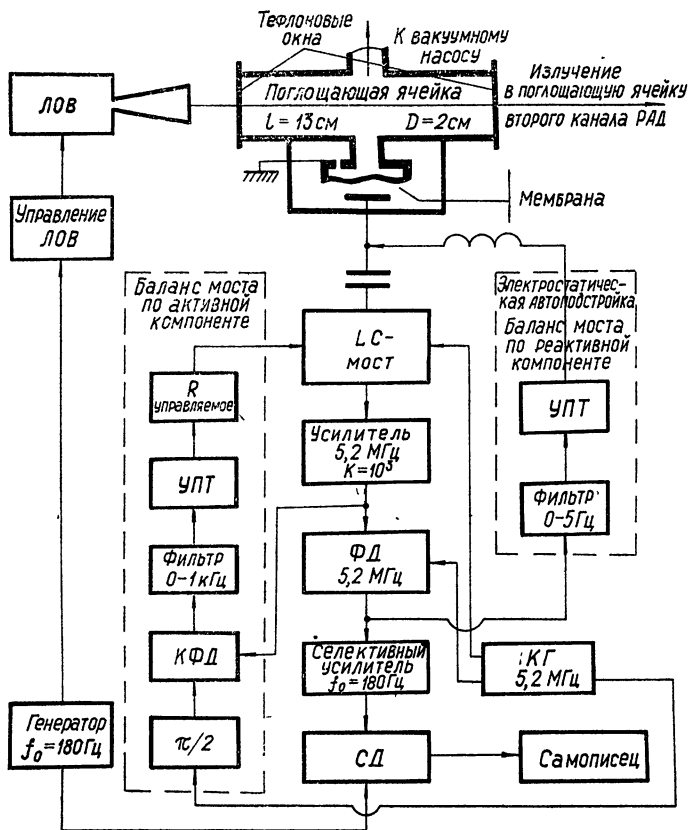


Рис. 3.

Необходимость поддержания баланса моста заставляет вводить автоподстройку как по реактивной, так и по активной компоненте. Постоянная составляющая сигнала и его спектральные компоненты в полосе от 0 до 10 Гц с выхода основного ФД используются как сигнал разбаланса моста по емкости, а сигнал с выхода квадратурного ФД используется для управления балансом по активным потерям. Исполнительным устройством системы автоподстройки по емкости является сам датчик колебаний давления, на который дополнительно подано постоянное поляризирующее напряжение  $E$ . За счет изменения управляющим сигналом величины электрического поля в зазоре мембрана — неподвижный электрод мембрана смещается и изменяет среднюю величину емкости ИК, осуществляя тем самым баланс моста по емкости.

Исполнительным устройством системы автоподстройки по активной компоненте служит диодная цепочка, шунтирующая ФК, сопротивление которой зависит от величины протекающего через нее тока управления.

В результате работы обеих систем автоподстройки баланс моста поддерживается автоматически в полосе частот от 0 до 10 Гц при частоте сигнала 180 Гц, что обеспечивает возможность работы системы в течение практически неограниченного интервала времени.

Применявшиеся нами мембраны (из лавсановой пленки толщиной 3 мкм, диаметром 5 см, покрытые слоем алюминия) имели следующие параметры:  $K = 2 \cdot 10^2$  Н/м,  $\Omega_0 = 6,2 \cdot 10^3$  с<sup>-1</sup>,  $Q_M \approx 100$ . Добротность ИК контура в схеме около 100,  $P_{\text{ш}} \approx 3P_{\text{ш.т}}$ ,  $b \approx 2 \div 3$ . При  $\beta = 3$  выражение (20) дает значение  $\omega_0$ , равное  $2\pi \cdot 5,2 \cdot 10^6$  Гц. Величина  $b$  в нашей системе равна 2,8. При емкости ИК  $C_0 = 100$  пФ и зазоре  $d = 60$  мкм по формуле (23) находим мощность  $P \approx 4 \cdot 10^{-3}$  Вт и величину напряжения на ИК  $U \approx 10$  В. При этом теоретический предел обнаружимых схемой относительных изменений емкости согласно выражению (6) равен

$$\left(\frac{\Delta d}{d}\right)_{\text{сх}} = \frac{2}{Q} \left(\frac{P_{\text{ш}}}{P}\right)^{1/2} \approx 2,5 \cdot 10^{-11}. \quad (25)$$

Отсюда величина наименьших обнаружимых приемной системой колебаний мембраны при оптимальном зазоре 60 мкм равна примерно  $10^{-5}$  Å. Практически при частоте модуляции 180 Гц и постоянной времени 1 с получена чувствительность радиотехнической схемы по  $\Delta C/C$ , равная  $3 \cdot 10^{-11}$ . Совпадение с расчетом (25) хорошее, расхождение может быть объяснено тем, что шум-фактор усилителя не равен единице.

Описанная в этой работе приемная система акустического детектора практически используется в РАД [10, 11]. Экспериментально достигнутая чувствительность РАД равна

$$\gamma_{\text{min}}(\text{см}^{-1}) = \frac{6 \cdot 10^{-11}}{W}, \quad (26)$$

где  $W$  в ваттах, что лишь в 1,5—2 раза отличается от предельной чувствительности РАД по коэффициенту поглощения [2, 10]. На рис. 4 приведена запись линии поглощения  $N_2O$  на длине волны 0,75 мм, полученная с помощью РАД при мощности излучения  $W$  около 10 мВт. Чувствительность РАД, определенная по записи, составляет  $6 \cdot 10^{-9}$  см<sup>-1</sup> и является в настоящее время рекордной для субмиллиметрового диапазона.

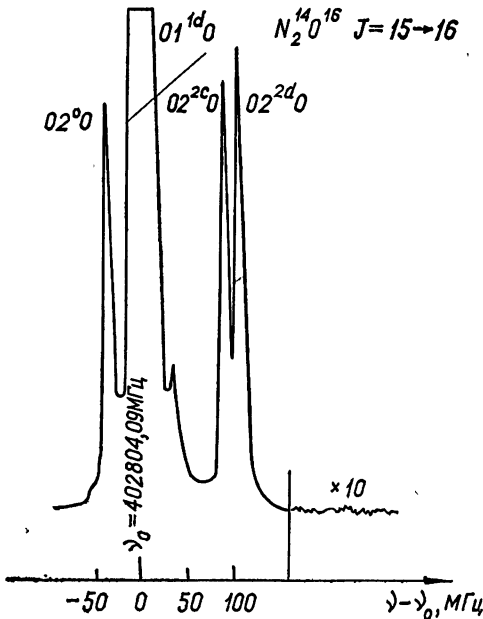


Рис. 4.

Отметим также, что наименьшая величина практически обнаружимых приемной схемой колебаний мембраны составляет  $\sim 2 \cdot 10^{-5}$  Å при постоянной времени 1 с, что существенно лучше опубликованных в литературе данных —  $6 \cdot 10^{-5}$  Å при постоянной времени 200 с [9]. Высокая чувствительность и надежность разработанной радиотехнической схемы регистрации малых колебаний механических осцилляторов



позволяет надеяться на ее применение (при соответствующем пересчете параметров) для решения ряда других физических и практических задач, например, наблюдения колебаний твердых тел, вызванных, в частности, гравитационными волнами, измерения флуктуаций или малых изменений диэлектрической постоянной различных веществ.

Автор благодарит А. Ф. Крупнова за постоянное внимание к работе и С. П. Белова за полезные дискуссии.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. А. Ф. Крупнов, Л. И. Герштейн, В. Г. Шустров, С. П. Белов, Изв. высш. уч. зав. — Радиофизика, 13, № 9, 1403 (1970).
2. С. П. Белов, А. В. Буренин, Л. И. Герштейн, В. В. Королихин, А. Ф. Крупнов, Оптика и спектроскопия, 35, 295 (1973).
3. С. П. Белов, А. В. Буренин, Л. И. Герштейн, Е. Н. Карякин, В. В. Королихин, А. Ф. Крупнов, Приборы и техника эксперимента, № 6, 206, (1973).
4. И. И. Антаков, С. П. Белов, Л. И. Герштейн, В. А. Гинцбург, А. Ф. Крупнов, Г. С. Паршин, Письма в ЖЭТФ, 19, 634 (1974).
5. А. В. Буренин, Изв. высш. уч. зав. — Радиофизика, 17, № 9, 1291 (1974).
6. А. А. Харкевич, Теория преобразователей, изд. Энергия, М.—Л., 1958.
7. А. Ван-дер-Зил, Флуктуации в радиотехнике и физике, изд. Энергия, М.—Л., 1958.
8. G. C. Straty and E. D. Adams, Rev. Sci. Instr., 40, № 11, 1393 (1969).
9. В. Б. Брагинский, Физические эксперименты с пробными телами, изд. Наука, М., 1970.
10. A. F. Krupnov and A. V. Burenin, In „Molecular Spectroscopy\*: Modern Research, vol. 2, Academic Press, N. Y. (in preparation).
11. В. А. Андреев, А. В. Буренин, Е. Н. Карякин, А. Ф. Крупнов and С. М. Спарин, J. Mol. Spectr. (to be published).
12. Е. Скучик, Основы акустики, 1, ИЛ, М., 1958.

Научно-исследовательский радиофизический институт

Поступила в редакцию  
9 сентября 1975 г.

#### OPTIMAL RECEIVING SYSTEM OF ACOUSTICAL DETECTOR RAD

*L. I. Gershtein*

The problems of calculation and design of an optimal receiving system of an acoustic detector RAD for realizing the limit sensitivity of a radiospectrometer with an acoustical detector (RAD) are considered. A scheme and parameters of the receiving system designed which sensitivity is twice as large as the limit one are presented. The application of the receiving system developed in RAD enables one to achieve the highest sensitivity  $6 \cdot 10^{-9} \text{ cm}^{-1}$  for submillimeter spectrometers at the time constant 1 sec and the radiation power 10 mW.