

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ,  
МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ СССР

ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
ИНСТИТУТ ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ  
И РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

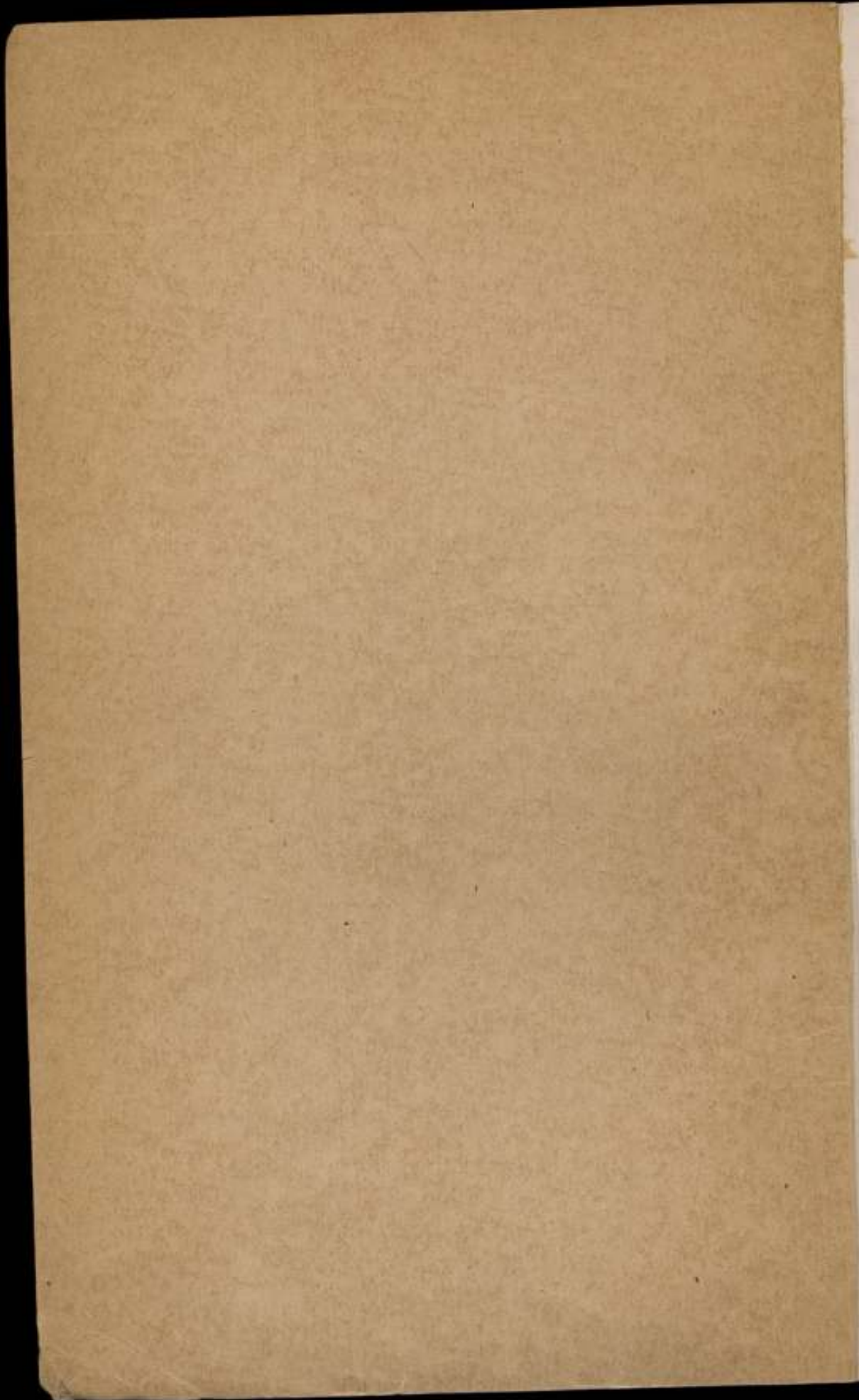
ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ  
ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ  
И ЧАСТОТЫ

ТРУДЫ ИНСТИТУТОВ КОМИТЕТА

Выпуск 77 (137)

417 8561





1 - 051

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ,  
МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ СССР

ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
ИНСТИТУТ ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ  
И РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ  
ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ  
И ЧАСТОТЫ

ТРУДЫ ИНСТИТУТОВ КОМИТЕТА

Выпуск 77(137)



ИЗДАТЕЛЬСТВО ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА СТАНДАРТОВ,  
МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ СССР

Москва—1965

ИТ 8561

Ответственный редактор выпуска  
канд. техн. наук В. Н. ТИТОВ

1958 г.

**РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:**

Л. Н. Брянский, Г. Д. Бурдуя, А. Н. Голенков, А. Л. Дуклер, Н. Ф. Жданова,  
М. К. Жоховский, Л. М. Закс, В. А. Крючков, М. П. Орлова, Л. М. Пятигорский,  
В. И. Сачков, В. Д. Фрумкин, Г. К. Ягола.



## ПРЕДИСЛОВИЕ

В сборнике опубликованы статьи, посвященные вопросам стабилизации частоты электрических колебаний, а также вопросам преобразования, измерения и передачи образцовых частот и сигналов точного времени.

В целом сборник отражает состояние исходной аппаратуры для получения и измерения образцовых и эталонных частот и работы по ее дальнейшему совершенствованию, проводившиеся в основном в 1961 г. во Всесоюзном научно-исследовательском институте физико-технических и радиотехнических измерений (ВНИИФТРИ).

Сборник предназначен для инженеров, конструкторов и научных работников, работающих в области получения и использования образцовых и эталонных частот и сигналов точного времени.

Помещенные в сборнике статьи В. Н. Титова, Н. В. Никитина, С. В. Шустрова и А. Н. Смирнова знакомят с разработкой и созданием группового эталона частоты и кварцевых часов ВНИИФТРИ. В статьях Г. А. Елкина, Г. Г. Рахимова, Е. М. Земскова, А. А. Соковой рассмотрены вопросы создания атомных реперов частоты и молекулярных генераторов.

Статьи Н. А. Тельпуховского и Е. В. Артемьевой посвящены вопросам распространения радиоволн и связанным с ними ошибкам приема сигналов точного времени и эталонных частот.

В остальных статьях описаны различного рода измерительная аппаратура и методы, применяемые в эталонной технике, а также изложены работы по совершенствованию кварцевых резонаторов.



## РАЗРАБОТКА, ИЗГОТОВЛЕНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ КВАРЦЕВЫХ ЧАСОВ ВНИИФТРИ

Описаны кварцевые часы и вспомогательная аппаратура, в 1961 г. вошедшая в комплекс эталона частоты ВНИИФТРИ. Рассмотрены отдельные узлы установки и их характеристики.

В начале 1961 г. во Всесоюзном научно-исследовательском институте физико-технических и радиотехнических измерений (ВНИИФТРИ) был создан комплекс аппаратуры, необходимой для повышения точности и надежности работы Службы времени и частоты Советского Союза. В состав этого комплекса вошла группа из четырех кварцевых генераторов, группа из двух молекулярных генераторов с использованием линии 3-3 обычного аммиака, цезиевый репер частоты и другая вспомогательная аппаратура.

До введения в строй упомянутой аппаратуры Служба времени и частоты Советского Союза располагала тремя отдельными группами кварцевых часов, имевшими в общей сложности двенадцать непрерывно действующих генераторов с суточной среднеквадратической вариацией частоты в пределах  $(0,2-1,5) \cdot 10^{-9}$ .

Расположенные территориально в разных местах часы регулярно сравнивались одновременным приемом сигналов точного времени; недостаточно высокая точность таких сличений намного снижала ценность этих генераторов.

В силу изложенных обстоятельств была создана дополнительная группа кварцевых генераторов с среднеквадратической суточной вариацией частоты в пределах  $(0,8-2,0) \cdot 10^{-10}$ , контролируемых аммиачными молекулярными генераторами и цезиевым репером частоты.

### 1. АППАРАТУРА

Здание Службы времени и частоты ВНИИФТРИ оборудовано специальными подвальными помещениями для размещения аппаратуры кварцевых часов, в том числе двумя термостатными комнатами. Фундаменты термостатных комнат не связаны с фундаментом здания, а поэтому колебания, вызываемые производственными процессами в лабораторном корпусе, внутрь термостатной комнаты практически не передаются. На полу термостатных комнат, связанном с этим фундаментом, сооружены бетонные постаменты для размещения генераторов.

Колебания температуры внутри термостатной комнаты при отсутствии специальной системы регулирования не превышают  $4^{\circ}\text{C}$  (от  $17$  до  $21^{\circ}\text{C}$ ) на протяжении года.

Для наблюдения за работой генераторов в стене термостатной комнаты прорезаны специальные смотровые окна, через которые можно, не заходя внутрь, следить за измерительными приборами.

- В состав аппаратуры кварцевых часов входят:
1. Кварцевые генераторы с термостатами и схемами их управления, преобразователями напряжения и стабилизаторами напряжения.
  2. Схемы непрерывного (интегрального) сличения частоты.
  3. Делители частоты.
  4. Аппаратура обеспечения непрерывного питания.
  5. Вспомогательная аппаратура.

Общая функциональная схема показана на рис. 1. Четыре кварцевых генератора 11, 12, 13 и 14 размещены на генераторных стойках в термостатной комнате. Генераторы снабжены наружными 1 и внутренними 2 термостатами; схемами управления 3 и 4; стабилизаторами напряжения 5 и внутренними 6 и 7 термостатами; преобразователями напряжения для питания стабилизаторов 8. Питание магнитных усилителей термостатов генераторов 13 и 14 производится от специальных синхронных преобразователей 9, синхронизируемых камертонным генератором 12.

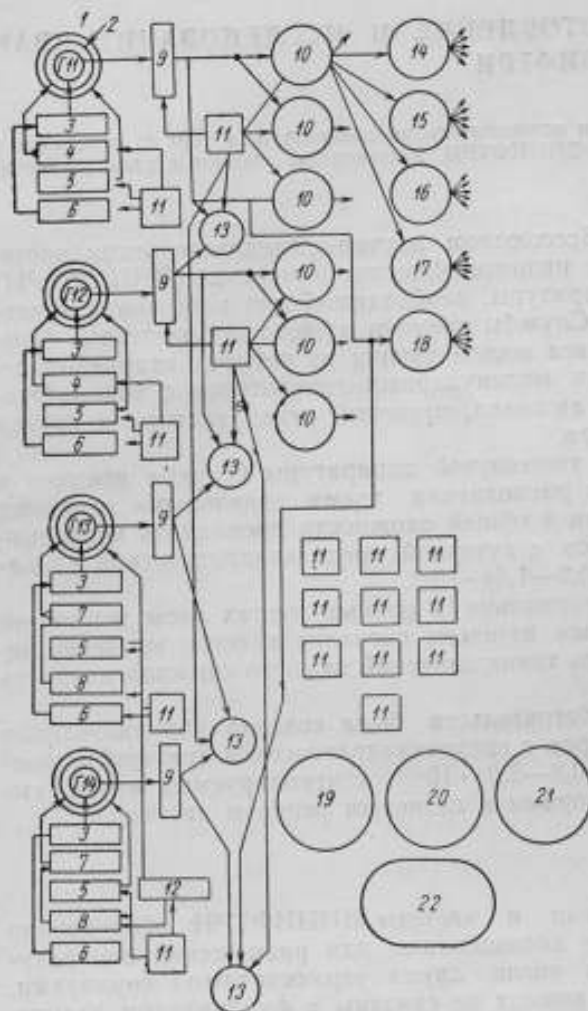


Рис. 1. Функциональная схема кварцевых часов ВНИИФТРИ.

Сигналы частотой 100 кГц поступают на буферные усилители 9, каждый из которых имеет пять независимых выходов. С буферных усилителей сигналы поступают на устройства для непрерывного сличения частоты 13, делители частоты 10, линейный усилитель 100 гц 18, а также в помещении Службы времени и частоты для сравнения с принимаемыми по радио частотами и молекулярными (атомными) реперами частоты. Полученные в результате деления эталонной частоты сигналы с частотами 10; 1 и 0,1 кГц и секундный импульс поступают на линейные усилители 14, 15, 16 и 17 для размножения и выдачи потребителям.

Питание преобразователей генераторов, буферных усилителей, делителей и камертонного генератора производится от неотключаемых аккумуляторных батарей 11, которым выпрямители 19 и 20 обеспечивают непрерывный подзаряд. Для тренировки аккумуляторных батарей имеется специальная установка 21.

Для контроля напряжений на генераторных схемах и режима внутреннего термостата служит измерительный пульт 22.



## 2. КВАРЦЕВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Разработка генераторов производилась на основе сконструированных и выпускаемых ВНИИФТРИ кварцевых резонаторов частотой 100 кГц и добротностью  $(0,8-1,2) \cdot 10^7$ .

Схемы генераторов № 11 и 14\* изображены на рис. 2, генераторов № 12 и 13 — на рис. 3.

Генераторы № 12 и 13 собраны по схеме, разработанной В. Ф. Лубенцовым. От обычной реостатно-емкостной схемы она отличается тем, что с анода лампы подается сигнал на кварц через катодный повторитель.

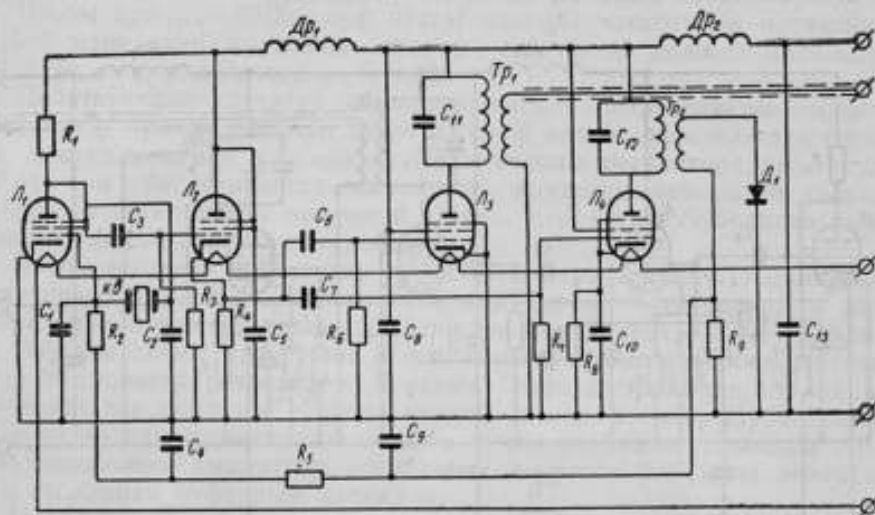


Рис. 2. Кварцевые генераторы № 11 и 14 часов ВНИИФТРИ.

Значения элементов схемы:

$R_1 = 39$  ком;  $R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_7 = R_8 = 390$  ком;  $R_9 = 8,2$  ком;  $R_{10} = 200$  ом;  $C_1 = 2000$  пф;  $C_2 = 3000$  пф;  $C_3 = C_4 = C_5 = C_{11} = C_{12} = 0,1$  мкф;  $C_6 = C_7 = 620$  пф;  $C_8 = 0,25$  мкф;  $C_{13}, C_{14}$  — подбираются.  $C_9$  — подбирается (от 150 до  $\infty$  пф).  $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = 12$  ЖЗЛ.

В реостатно-емкостной схеме частота отличается от резонансной частоты кварцевого резонатора на величину  $\Delta f$ . Предположим, что утечка сетки  $R_g \gg \frac{1}{\omega_0 C_g}$  ( $C_g$  — емкость сетки-катода), тогда  $\Delta f$  определяется следующей формулой:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{2} \left[ \frac{C_g}{C_a} \left( 1 + \frac{R_g}{R_{\max}} \right) + \frac{C_g}{C_g} + \frac{C_g}{C} \right], \quad (1)$$

где  $f_0$  — резонансная частота кварцевого резонатора;

$C_g$  — динамическая емкость кварцевого резонатора;

$R_g$  — динамическое сопротивление кварцевого резонатора;

$C_a$  — емкость между входным электродом кварцевого резонатора и землей (катодом);

$R_{\max}$  — выходное сопротивление схемы (для реостатно-емкостной схемы — схемы Терри — оно равно анодной нагрузке  $R_a$ );

$C$  — дополнительная емкость, последовательная резонатору.

Дифференцирование выражения (1) по параметрам даст зависимость нестабильности частоты  $\delta f$  от нестабильности параметров:

$$\frac{\delta f}{f_0} = -\frac{1}{2} \left[ \frac{C_g}{C_a} \left( 1 + \frac{R_g}{R_{\max}} \right) \Delta C_a + \frac{C_g}{C_a} \frac{R_g}{R_{\max}^2} \Delta R_{\max} + \frac{C_g}{C_g^2} \Delta C_g + \frac{C_g}{C^2} \Delta C \right], \quad (2)$$

\* Схема Терри, по которой собраны генераторы № 11 и 14, публикуется впервые.

Нестабильность емкостей  $C_a$ ,  $C_g$  и  $C$  складывается из нестабильности соответствующих конденсаторов и динамической нестабильности реактивности шунтирующей их ламповой схемы.

Чтобы нестабильность частоты не превышала  $1 \cdot 10^{-9}$ , надо, чтобы

$$C > 5 \cdot 10^8 C_q \frac{\Delta C}{C},$$

т. е. для резонаторов, примененных во ВНИИФТРИ и имеющих  $C_q = 0,001$  пкф, и емкостей, у которых  $\frac{\Delta C}{C}$  может достигать 1%, величина этих емкостей была бы не менее 10 000 пкф.

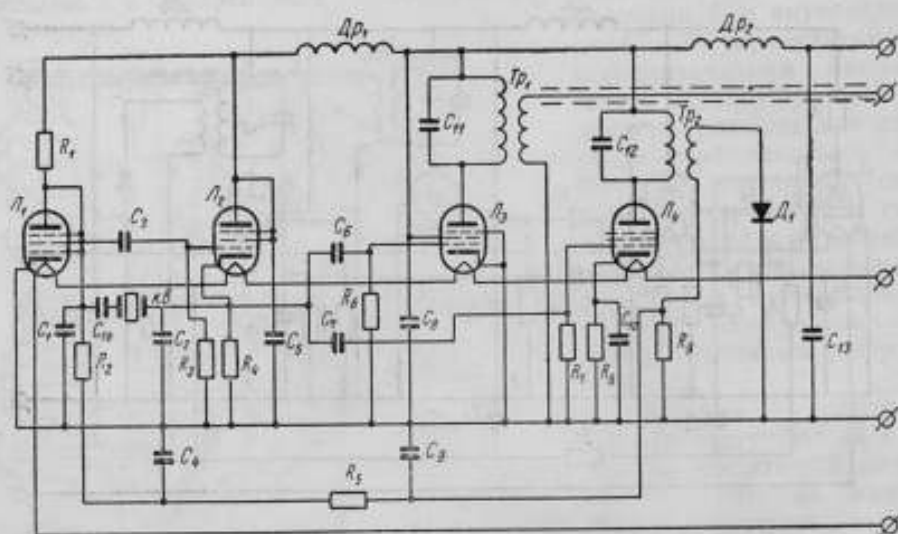


Рис. 3. Кварцевые генераторы № 12 и 13 часов ВНИИФТРИ.

Значения элементов схемы:

$R_1 = 39$  ком;  $R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 390$  ком;  $R_7 = 8,2$  ком;  $R_8 = 200$  ом;  $C_1 = 2000$  пф;  $C_2 = 3000$  пф;  $C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C_7 = C_8 = C_9 = C_{10} = C_{11} = 0,1$  мкф;  $C_{12} = C_{13} = 620$  пф;  $C_{14} = 0,25$  мкф;  $C_{15}, C_{16}, C_{17}$  — подбираются.  $C_{18}$  — подбирается (от 150 до  $\infty$  пф).  $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = 12$  ЖЗЛ.

Условием генерации реостатно-емкостной схемы при пренебрежении значениями  $R_{вых}$ ,  $R_k$ ,  $C_0$  и  $C$  является соотношение:

$$\omega_0^2 C_a C_g < \frac{S}{R_q}, \quad (3)$$

где  $S$  — действующая крутизна схемы.

Чтобы  $C_a = C_g = 10\,000$  пкф, надо, чтобы крутизна была не менее 13,2 ма/в. В схеме Лубенцова дополнительный каскад обеспечивает такую крутизну, равную

$$S = \mu S_2, \quad (4)$$

где  $\mu$  — коэффициент усиления первого каскада;

$S_2$  — действующая крутизна второй лампы.

Выходное сопротивление катодного повторителя  $R_{вых}$  равно:

$$\frac{1}{R_{вых}} = \frac{1}{R_k} + S, \quad (5)$$

где  $R_k$  — сопротивление в катод, а  $S$  — крутизна лампы.

Пренебрегать  $R_q$  по сравнению с  $R_{вых}$  уже нельзя, формулы (1) и (2) надо использовать полностью.

Изменение выходного сопротивления, согласно формуле (5), зависит от изменения крутизны  $\Delta S_2$ :

$$\Delta R_{\text{вых}} = -R_{\text{вых}}^2 \Delta S_2. \quad (6)$$

Это изменение выходного сопротивления приводит к изменению частоты:

$$\frac{\delta f}{f} = \frac{1}{2} \frac{C_j}{C_a} R_q \Delta S_2. \quad (7)$$

Чтобы при  $C_a = 10\,000$  пкф нестабильность частоты не превышала  $1 \cdot 10^{-9}$ , изменение крутизны второй лампы не должно превышать  $0,06$  ма/в, т. е. изменяться на 3–5%.

Действующая крутизна лампового каскада определяется емкостями  $C_a$  и  $C_j$ , причем рабочая точка входной лампы определяется сигналом, поступающим с каскада автоматического регулятора амплитуды (АРА), чем обеспечивается постоянство крутизны лампового каскада в целом, а не крутизны выходной лампы, т. е. схема Лубенцова имеет дополнительный источник погрешности.

Чтобы выявить недостатки и преимущества схемы Лубенцова по сравнению с реостатно-емкостной схемой Терри, было решено в двух генераторах применить схему Лубенцова, а в других — схему Терри.

Обе эти схемы идентичны и отличаются только способом подключения кварцевого резонатора. В схеме Терри напряжение на кварцевый резонатор подается с анода первой лампы, в схеме Лубенцова — с катода катодного повторителя. Обе схемы снабжены каскадом АРА, ограничивающим амплитуду колебаний на уровне  $0,05$  в на резонаторе, и выходным буферным каскадом.

Накал и анодное напряжение взяты от одного источника — стабилизатора напряжения, имеющего на выходе  $60$  в. Нити накала четырех ламп 12ЖЗЛ соединены последовательно. Напряжение накала каждой лампы  $9$  в вместо номинальных  $12,6$  в, излишек гасится сопротивлением в  $400$  ом, на котором напряжение  $24$  в. Таким образом, накал ламп занижен на 25%, анодное напряжение — в три раза, что должно обеспечить большой срок их службы.

Генераторы мало чувствительны к изменению напряжения питания. Изменение напряжения питания на 5% на генераторе № 11 привело к изменению частоты на  $1,0 \cdot 10^{-9}$ , а изменение напряжения на 8% на генераторе № 13 — к изменению частоты на  $0,8 \cdot 10^{-9}$ .

Кварцевый генератор заключен в наружный термостат.

### 3. КВАРЦЕВЫЙ РЕЗОНАТОР

Резонаторами в генераторах являются кварцевые бруски. Длина брусков (55 мм) совпадает с направлением оси X, толщина (7,74 мм) и ширина (7,74 мм) — с направлением осей Y и Z. Бруски расположены в поле цилиндрических электродов диаметром 22 мм и длиной 21 мм. Расстояние между электродами составляет 6 мм.

Брусок закрепляется разными способами. В генераторе № 11 применен резонатор старой конструкции: брусок подвешен в поле электродов на капроновой нити толщиной в 50 мк. В остальных генераторах использована более совершенная конструкция, предложенная ХГИМИП: брусок этой конструкции закреплен с помощью очень коротких и значительно более толстых нитей, натянутых на массивные стальные держатели и с двух сторон прижимающих его по всей ширине фаски. Такая конструкция отличается относительно большой механической прочностью, добротность брусков составляет  $1,2 \cdot 10^7$ .

Сотрясения резонаторов старой конструкции могут приводить к необратимым изменениям частоты порядка  $(2-3) \cdot 10^{-8}$ . Сотрясения резонаторов новой конструкции не приводят к заметному изменению частоты (они менее  $1 \cdot 10^{-9}$ ).

Параметры резонатора старой конструкции: частота — 100 кГц, добротность —  $0,8 \cdot 10^7$ ,  $R_q = 330$  ом. Для резонаторов новой конструкции: частота — 100 кГц, добротность —  $1,2 \cdot 10^7$ ,  $R_q = 120$  ом.

Резонаторы имеют квадратичную зависимость частоты от температуры:

$$f = f_0 - Kf_0(T - T_0)^2, \quad (8)$$

где  $f_0$  — резонансная частота при температуре  $T_0$ , которая является температурой нулевого температурного коэффициента частоты (ТКЧ). Для большинства резонаторов  $T_0 = 37-39^\circ \text{C}$ , а  $K = 5 \cdot 10^{-8}$ .

Давление в баллонах резонаторов не превышает  $1 \cdot 10^{-3}$  мм рт. ст. Если давление превышает эту величину, то уже при амплитудах колебания в 0,05—0,1 в может произойти газовый разряд, сопровождающийся световой вспышкой и падением амплитуды колебаний практически до нуля. В генераторах с плохо вакуумированными кварцевыми резонаторами это явление происходит регулярно с периодом повторения в несколько секунд или минут.

При напряжении на резонаторе около 1 в резонатор разрушается, если частота близка к резонансной.

#### 4. ТЕРМОСТАТЫ

Нестабильность температуры в  $\Delta T$  приводит к нестабильности резонансной частоты  $\Delta f$ :

$$\Delta f = -2Kf_0(T - T_0)\Delta T. \quad (9)$$

Вблизи точки нулевого ТКЧ в интервале примерно в  $0,3^\circ \text{C}$  значенные частоты не выходит за  $1 \cdot 10^{-9}$ , а в интервале  $0,1^\circ \text{C}$  — за  $1 \cdot 10^{-10}$ .

Чтобы обеспечить нестабильность температуры, меньшую  $1 \cdot 10^{-9}$ , при ее отклонении от  $T_0$  на  $0,5^\circ \text{C}$ , изменения температуры по отношению к ее среднему значению не должны превышать  $0,01^\circ \text{C}$ , а для нестабильности, меньшей  $1 \cdot 10^{-10}$ , —  $0,001^\circ \text{C}$ . Таковы требования к термостатам.

Термостаты имеют две ступени терморегулирования. Грубый наружный термостат имеет коэффициент регулирования около 5. Этот термостат представляет собой алюминиевый ящик с размерами  $435 \times 170 \times 170$  мм и с толщиной стенки 10 мм, покрытый пенопластовой рубашкой толщиной 20 мм.

Температура регулируется с помощью ртутного контактного термометра и внутри внешнего термостата составляет  $29-30^\circ \text{C}$ .

Схема управления — электронное реле — представляет собой усилитель постоянного тока на транзисторах (три каскада), управляемый током в 8 мка при напряжении 0,1 в. Схема разрывает ток в 0,7 а, питающий нагревательную обмотку в 20 ом.

Внутренний термостат подробно описан в работе В. Ф. Лубенцова\*. Это медно-манганиновый мост, намотанный на латуновой гильзе диаметром 36 мм, длиной 140 мм и помещенный в сосуд Дьюара. Внутри гильзы заключен кварцевый резонатор, длина баллона которого 125 мм и диаметр 30 мм.

Расчет работы термостата и выбор оптимального режима проведен Н. В. Никитиным (см. его статью в настоящем сборнике).

\* Лубенцов В. Ф. Регулирование температуры кварцевых элементов. Труды ВНИИФТРИ (измерение частоты). № 2, М., Стандартгиз, 1958.

Температура внутреннего термостата соответствует температуре нулевого ТКЧ заключенного в него резонатора и поддерживается с погрешностью в 0,005—0,01°C.

В генераторах (№ 11 и 12) постоянного тока внутренних термостатов в качестве усилителя используются фотоусилители Ф-117, снабженные мощным выходом для питания моста (ток около 30 ма при нагрузке 100 ом), собранные в виде балансных усилителей на транзисторах. Для увеличения срока службы осветительная лампочка фотоусилителей работает с недокалом (2,15 в вместо 4 в и 0,85 а вместо 1 а). Ток через лампу накаливания бареттируется. Фотоусилитель питается непосредственно от аккумуляторной батареи в 24 в.

В генераторах № 13 и 14 применены магнитные усилители. Необходимое переменное напряжение 220 в 50 гц получается в синхронном преобразователе из постоянного напряжения батареи 24 в. Стабильная частота для синхронизации преобразователя получается с помощью камертонного генератора.

Характеристики внутренних термостатов и их усилителей помещены в таблице.

Генераторы	Вид усилителя	Коэффициент усиления	Потребление тока		Диапазон термостатирования (изменения температуры внешнего термостата, при которых внутренний может работать)
			в	а	
№ 11	фото	246 000	24	1	19—35° С
№ 12	фото	185 000	24	1	19—35° С
№ 13	магн.	16 000	220	—	24—35° С
№ 14	магн.	46 000	220	—	16—34° С

#### Стабилизаторы напряжения

Несмотря на исключительно малую зависимость частоты генератора от напряжения питания, было решено напряжение питания генератора по возможности застабилизировать, для чего к каждому генератору был изготовлен специальный стабилизатор, схема которого дана на рис. 4.

Стабилизаторы представляют собой двухкаскадные регуляторы напряжения на транзисторах с опорой на стабилитроны СГ1П (первый каскад) и СГ201С (второй каскад). Коэффициент регулирования стабилизатора около 5000, при возможных изменениях напряжения на 20% напряжение на выходе меняется на 0,004%. Стабилитрон может иметь регулярное изменение напряжения, достигающее 0,003% в сутки. Напряжение на выходе стабилизатора ежедневно контролируется по нормальному элементу и периодически корректируется.

Стабилизаторы требуют два напряжения питания 75 в и 200 в, которые получают с помощью специального преобразователя.

#### Преобразователи напряжения

Изготовленная группа кварцевых часов не имеет резерва по переменному току, поэтому непрерывность ее работы обеспечивается аккумуляторными батареями. Для удобства эксплуатации все аккумуляторные батареи имеют напряжение 24 в.

Необходимые для питания стабилизаторов постоянные напряжения 75 и 200 в, а также переменное напряжение для питания магнитных усилителей, получают с помощью преобразователей.

Схема преобразователя для питания стабилизатора приведена на рис. 5, схема синхронного преобразователя для питания магнитного усилителя — на рис. 6.



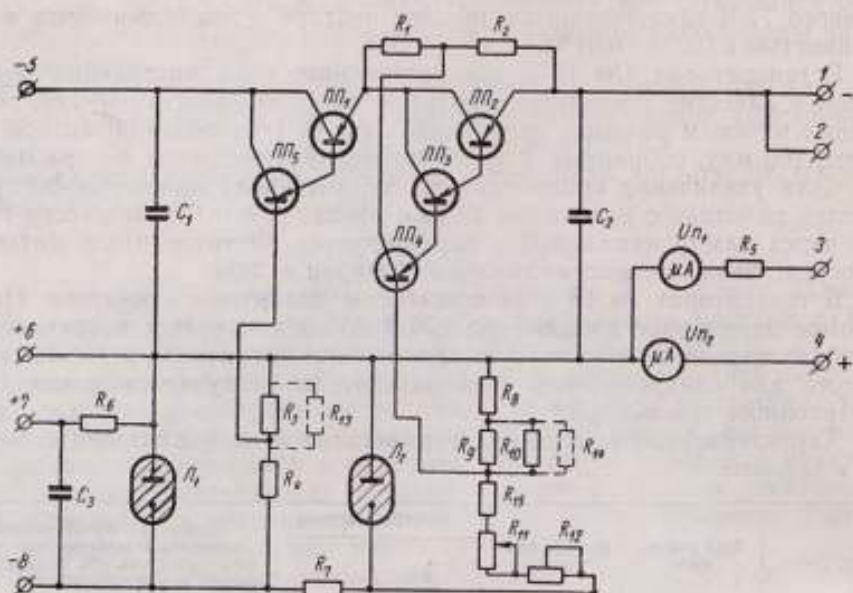


Рис. 4. Стабилизатор напряжения.

Значения элементов схемы:

$R_1 = R_2 = R_3 = 3 \text{ ком}$ ;  $R_4 = 75 \text{ ком}$ ;  $R_5 = 400 \text{ ом}$ ;  $R_6 = 8,2 \text{ ком}$ ;  $R_7 = 110 \text{ ком}$ ;  $R_8 = R_{10} = 10 \text{ ком}$ ;  
 $R_{11} = 1 \text{ ком}$ ;  $R_{12} = 100 \text{ ом}$ ;  $R_{13} = 82 \text{ ком}$ ;  $R_{14} = R_{15} = R_{16}$  — подбираются;  $C_1 = C_2 = C_3 = 30 \text{ мкф}$ ;  
 $J_1$  — СГП;  $J_2$  — СГ20С; ПП1, ПП2 — П201А, ПП3, ПП4 — П25, ПП5 — П25, ПП6 — П25В.

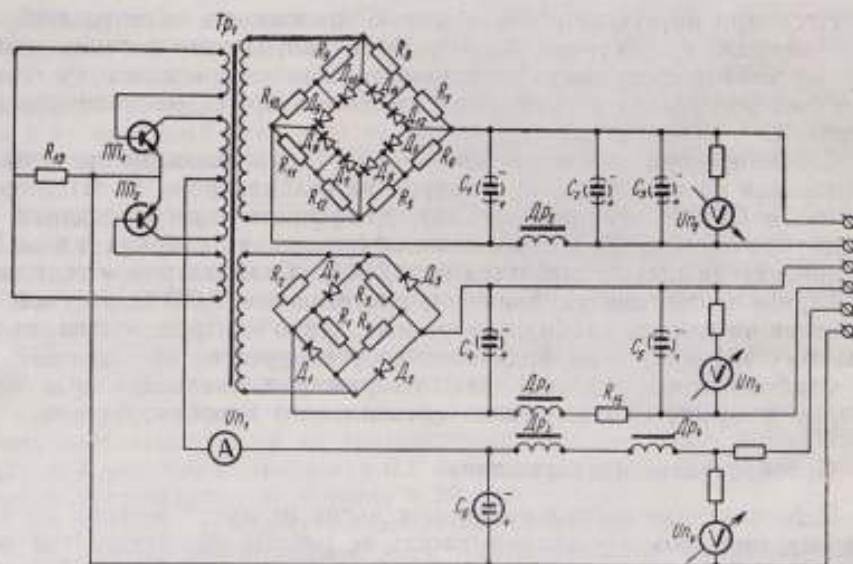


Рис. 5. Преобразователь напряжения.

Значения элементов схемы:

от  $R_1$  до  $R_{12}$  — по  $100 \text{ ком}$ ;  $R_{13} = 30 \text{ ом}$ ;  $R_{14} = 2,5 \text{ ом}$ ;  $R_{15} = 100 \text{ ом}$ ;  $C_1 = C_2 = C_3 = 20 \text{ мкф}$ ;  
 $C_4 = C_5 = 30 \text{ мкф}$ ;  $C_6 = 1000 \text{ мкф}$ ; ПП1, ПП2 — П4Д; от  $D_1$  до  $D_{12}$  — Д7Ж.

Поскольку применены типовые схемы преобразователей, нет необходимости в их специальном описании. Годичный опыт работы с транзисторными преобразователями показал их высокую надежность.

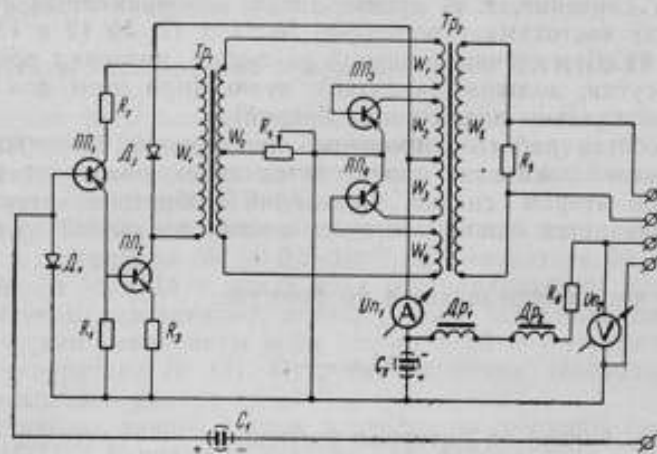


Рис. 6. Синхронный преобразователь напряжения.

Значения элементов схемы:

$R_1 = 500 \text{ ом}$ ;  $R_2 = R_4 = 100 \text{ ом}$ ;  $R_3 = 30 \text{ ом}$ ;  $R_5 = 3,2 \text{ ом}$ ;  $R_6$  — подбирается в пределах  $5 \text{ ом}$ ;  $C_1 = 10 \text{ мкф}$ ;  $C_2 = 1000 \text{ мкф}$ ; ПП<sub>1</sub> — П25, ПП<sub>2</sub>, ПП<sub>3</sub>, ПП<sub>4</sub> — П4Д; Д<sub>1</sub> — Д7Ж, Д<sub>2</sub> — Д7Ж.

### Камертонный генератор

Камертонный генератор вырабатывает стабильную (с погрешностью не более  $1 \cdot 10^{-4}$ ) частоту  $50 \text{ гц}$  для синхронизации преобразователей, питающих магнитные усилители термостатов генераторов № 13 и 14.

Конечно, стабильную частоту можно было бы получить с одного из делителей, однако надежность такого устройства была бы значительно меньшей, чем специального камертонного генератора.

Схема генератора приведена на рис. 7. Для стабилизации амплитуды колебаний возбуждение камертона производится импульсами, одинаковыми по величине.

### Буферные усилители

Сигналы частотой  $100 \text{ кгц}$  поступают на буферные усилители, представляющие собой транзисторные усилители с малым влиянием выхода на вход, что дает возможность развязать выходы друг от друга. Кроме транзисторного выхода, для каждой частоты имеется по одному ламповому выходу для подачи на молекулярные реперы частоты, так как первоначально предполагалось, что транзисторные усилители будут создавать шумовую помеху, мешающую сличению частоты с молекулярными или атомными реперами частоты. Однако в процессе эксплуатации усилителей выяснилось, что эта помеха очень мала и работе не препятствует.

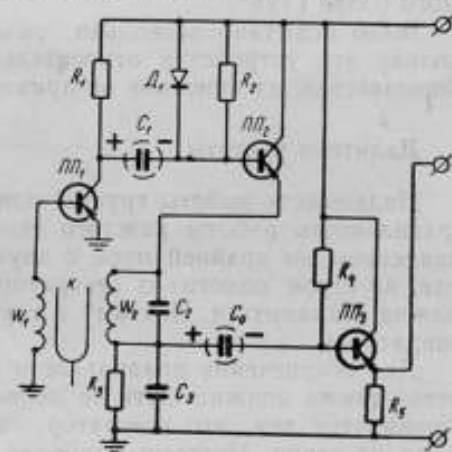


Рис. 7. Камертонный генератор.

Значения элементов схемы:

$R_1 = 1,5 \text{ ком}$ ;  $R_2 = 5 \text{ ком}$ ;  $R_3 = 910 \text{ ом}$ ;  $R_4 = 6,2 \text{ ком}$ ;  $R_5 = 3,8 \text{ ком}$ ;  $C_1 = C_2 = 10 \text{ мкф}$ ;  $C_3 = C_4 = 1 \text{ мкф}$ ; ПП<sub>1</sub>, ПП<sub>2</sub> — П25, ПП<sub>3</sub> — П102, Д<sub>1</sub> — Д7Д.

## Устройства для интегрального сличения частот

Генераторы непрерывно сличаются между собой. Применен кольцевой метод сличения, т. е. производится одновременный счет числа биений между частотами генераторов № 11 и 12, № 12 и 13, № 13 и 14, № 14 и 11. Сумма числа биений за любой интервал времени, например, за сутки, должна равняться нулю (при этом должны быть правильно определены знаки числа биений).

Для удобства работы применены две группы счетчиков биений. В момент снятия показания производится переключение на резервную группу, а при втором снятии показаний — обратное переключение. Этим обеспечивается одновременность снятия показаний со всех счетчиков.

Разность частот определяется по формуле:

$$\Delta f = \frac{N}{t}, \quad (10)$$

где  $N$  — число биений за интервал времени  $t$ .

Погрешность определения разностной частоты равна:

$$\delta f = \frac{\Delta N}{t} - \frac{N \Delta t}{t^2}. \quad (11)$$

При описанном методе сличения  $\Delta N$  может достигать единицы, что за сутки вызовет погрешность, равную приблизительно  $1 \cdot 10^{-10}$ . Когда выяснилось, что для большинства генераторов нестабильность частоты за сутки меньше, чем  $1 \cdot 10^{-10}$ , сличение пришлось вести на частотах, умноженных в 10 раз, при этом погрешность сличения составляет немного более  $1 \cdot 10^{-11}$ .

Было испытано несколько различных схем таких устройств. Поскольку эти устройства относительно просты и принцип действия их общеизвестен, их описание не приводится.

## Делители частоты

Надежность работы группы генераторов обеспечивается их числом. Правильность работы каждого генератора может быть оценена его сравнением по крайней мере с двумя другими генераторами. При выходе из строя одного из генераторов работоспособность всей группы должна сохраниться. Поэтому в группе должно быть не менее четырех генераторов.

Для обеспечения правильности работы делителей частоты их количество также должно быть не менее четырех. Однако положение здесь осложняется тем, что генератор, питающий делитель, также может выйти из строя. Поэтому наиболее целесообразно для повышения надежности применить группу из шести делителей, разбитую на две подгруппы по три делителя в каждой. Каждая из подгрупп питается от отдельных генераторов, например, от генераторов № 11 и 12. Выход из строя одного из делителей подгруппы будет обнаружен сравнением с двумя другими делителями этой подгруппы. При выходе из строя одного из генераторов выходит из строя одна подгруппа, в то время как другая продолжает функционировать.

Делители собраны на декадных феррито-транзисторных схемах и имеют выходы частот 10,1 и 0,1 кГц и секундный сигнал в виде посылок длительностью в 0,2 сек и стабильностью заднего фронта порядка 1 мксек.

Делителям частоты в настоящем сборнике посвящена специальная статья С. В. Шустрова.

Остальные вспомогательные устройства кварцевых часов не представляют особого интереса, и их описание не дается.

### Результаты исследования кварцевых часов ВНИИФТРИ

Кварцевые часы исследовались в лаборатории Службы времени и частоты ВНИИФТРИ методом сравнения их между собой, с атомными и молекулярными реперами частоты и частотой 16 кГц, передаваемой через радиостанцию ГБР (Англия).

К концу 1961 г. систематическое изменение хода генераторов составляло: у генератора № 11  $0,2 \cdot 10^{-10}$ , у генератора № 12  $0,2 \cdot 10^{-10}$ . Генераторы № 13 и 14 в конце года останавливались для переделок (были заменены резонаторы), поэтому они обладали значительным систематическим изменением хода (около  $2 \cdot 10^{-10}$  у генератора № 14 и  $7 \cdot 10^{-10}$  у генератора № 13). Суточная вариация генераторов не превышает нескольких единиц на  $10^{-11}$ .

Кроме автора данной статьи, в работе по созданию кварцевых часов ВНИИФТРИ принимали участие нач. лаборатории Смирнов А. Н., ведущий инженер Никитин Н. В., ст. научный сотрудник Шустров С. В., а также коллектив сотрудников отдела времени и частоты ВНИИФТРИ.

Статья поступила в феврале 1962 г.



$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \left( 1 - \frac{R^2 C}{4L} \right)$$

### ВЫБОР СИСТЕМЫ ТЕРМОРЕГУЛИРОВАНИЯ ДЛЯ ТЕРМОСТАТОВ ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫХ КВАРЦЕВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Рассмотрены различные варианты построения систем терморегулирования термостатов высокостабильных кварцевых генераторов, в которых в качестве датчика используются мостовые термометры сопротивления, и дана методика выбора системы терморегулирования наружного и внутреннего термостатов.

Системы терморегулирования с мостовыми датчиками можно разделить на две группы: системы с отдельными измерительным и нагревательным элементами и системы с объединенными измерительным и нагревательным элементами [1].

Рассмотрим основные соотношения, имеющие место в статическом режиме обеих систем, и сравним их.

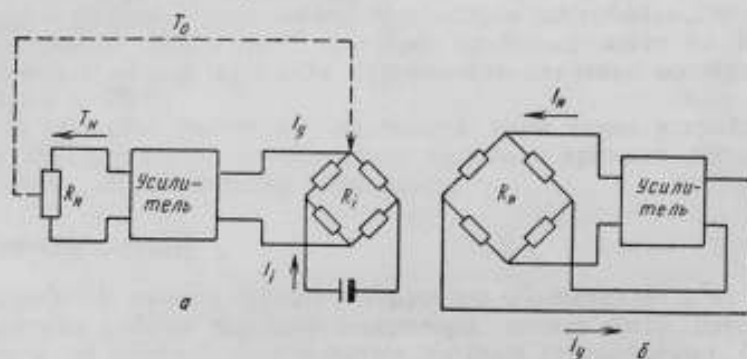


Рис. 1. Схема терморегулятора:

а — с раздельным измерительным и нагревательным элементами; б — с объединенным измерительным и нагревательным элементами.

Система терморегулирования с раздельным измерительным и нагревательным мостом. Уравнение терморегулятора по схеме рис. 1, а в статическом режиме имеет следующий вид:

$$I_n = K_i I_y + I_0, \quad (1)$$

где  $I_0$  — ток нагревателя, соответствующий температуре окружающей среды  $T_0$ , при которой мост сбалансирован, т. е.  $I_y = 0$ ;

$I_n$  — ток нагревателя, соответствующий произвольной температуре окружающей среды  $T_n'$ ;

$K_i$  — коэффициент усиления усилителя по току;

$I_y$  — ток управления (ток выхода измерительного моста).

Ток нагревателя можно выразить следующим образом:

$$I_n = \sqrt{\frac{P_n}{R_n}} = \sqrt{\frac{A(T_0 \pm t - T_n)}{R_n}} = \sqrt{\frac{A(T_0 - T_n)}{R_n}}, \quad (2)$$



так как  $T_0 - T'_n \gg t$ , то

$$I_0 = \sqrt{\frac{P_0}{R_n}} = \sqrt{\frac{A(T_0 - T'_n)}{R_n}}, \quad (3)$$

где  $P_n$  — мощность, выделяемая в нагревателе при температуре окружающей среды  $T'_n$ ;

$P_0$  — мощность, выделяемая в нагревателе при температуре окружающей среды  $T_0$ ;

$R_n$  — сопротивление нагревателя;

$A$  — коэффициент теплопередачи термостата;

$T_0$  — температура баланса термостата;

$t$  — величина отклонения температуры внутри термостата от температуры баланса моста  $T_0$ .

Выражение для тока управления может быть получено из уравнений четырехплечного симметричного моста [2]. На рис. 2 дана схема такого моста.

где  $R_1 = R_3 = R_i$  — сопротивление опорных плеч моста, не зависящих от температуры;

$R_2 = R_4 = R_i(1 + \alpha t) = \alpha R_i$  — сопротивление термочувствительных плеч моста;

$\alpha$  — температурный коэффициент металла, из которого выполнены термочувствительные плечи;

$R_y = nR_i$  — входное сопротивление усилителя.

В условиях, близких к равновесию, т. е. при  $\alpha t \ll 1$ , выражение для тока управления примет вид:

$$I_y = \frac{\alpha t}{2(1+n)} I_i, \quad (4)$$

где  $I_i$  — ток питания нагревательно-го моста.

Из уравнений (1), (2) и (4) определим величину отклонения температуры внутри термостата от температуры баланса:

$$t = \frac{2(1+n)}{\alpha K_i I_i} \left( \sqrt{\frac{A(T_0 - T'_n)}{R_n}} - I_0 \right). \quad (5)$$

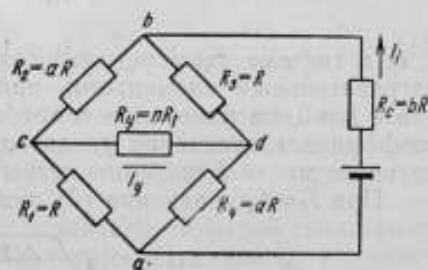


Рис. 2. Схема четырехплечного моста.

Рассмотрим влияние на систему терморегулирования следующих внешних факторов воздействия:

1. Нестабильности параметров усилителя обратной связи и источника его питания, к которым относятся:

а) нестабильность коэффициента усиления усилителя;

б) нестабильность тока  $I_0$  усилителя.

2. Нестабильности источника питания измерительного моста.

3. Температуры окружающей среды.

Для этого определим полный дифференциал от  $t$  по указанным выше параметрам:

$$\begin{aligned} dt &= \frac{\partial t}{\partial K_i} dK_i + \frac{\partial t}{\partial I_0} dI_0 + \frac{\partial t}{\partial T'_n} dT'_n + \frac{\partial t}{\partial I_i} dI_i = \\ &= -\frac{2(1+n)}{\alpha K_i I_i} \left[ \left( \sqrt{\frac{A(T_0 - T'_n)}{R_n}} - I_0 \right) \left( \frac{dK_i}{K_i} + \frac{dI_i}{I_i} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{\frac{A}{R_n}} \cdot \frac{dT'_n}{2\sqrt{T_0 - T'_n}} + dI_0 \right]. \end{aligned} \quad (6)$$

Система терморегулирования (рис. 1, а) может работать в двух различных режимах усилителя:

- а) при  $I_0=0$ , когда ток нагрузки пропорционален току управления;  
 б) когда в схему введена составляющая тока нагрева моста  $I_0$ , не зависящая от температуры внутри термостата.

При  $I_0=I_n$  измерительный мост сбалансирован  $I_y=0$ , и нагрев осуществляется за счет тока  $I_0$ .

Таким образом, в случае а (при  $I_0=0$ ) в любом устойчивом режиме работы системы терморегулирования полного баланса моста не будет. В случае б (при  $I_0=I_n$ ) в одной из точек рабочего диапазона, а именно при  $T'_n=T_n$ , возможен полный баланс моста, т. е.  $I_y=0$ .

При  $I_0=0$  уравнение (6) примет вид:

$$dt = -\frac{2(1+n)}{aK_i I_i} \sqrt{\frac{A(T_0 - T'_n)}{R_n}} \left( \frac{dK_i}{K_i} + \frac{dI_i}{I_i} + \frac{dT'_n}{2(T_0 - T'_n)} \right).$$

Обозначим:

$$-\frac{2(1+n)}{aK_i I_i} \sqrt{\frac{A(T_0 - T'_n)}{R_n}} = -\frac{2(1+n)}{aK_i} \cdot \frac{I_n}{I_i} = B,$$

тогда:

$$dt = B \left( \frac{dK_i}{K_i} + \frac{dI_i}{I_i} + \frac{dT'_n}{2(T_0 - T'_n)} \right), \quad (7)$$

т. е. в системе терморегулирования с отдельными измерительным и нагревательным элементами, при выборе характеристики регулирования с  $I_0=0$ , на изменение температуры в термостате влияет изменение коэффициента усиления усилителя  $K_i$ , величины тока питания измерительного моста  $I_i$  и температуры окружающей среды  $T'_n$ .

При  $I_0=I_n$  уравнение (6) примет вид:

$$dt = -\frac{2(1+n)}{aK_i I_i} \sqrt{\frac{A(T_0 - T'_n)}{R_n}} \left( \frac{dI_0}{I_0} + \frac{dT'_n}{2(T_0 - T'_n)} \right), \quad (8)$$

$$dt = B \left( \frac{dI_0}{I_0} + \frac{dT'_n}{2(T_0 - T'_n)} \right),$$

т. е. в системе терморегулирования с отдельными измерительным и нагревательным элементами, при выборе характеристики регулирования с  $I_0=I_n$ , на изменение температуры в термостате влияет изменение величины тока  $I_0$  усилителя и температуры окружающей среды  $T'_n$ .

**Система терморегулирования с объединенными измерительным и нагревательным элементами.** Общее уравнение системы терморегулирования по рис. 1, б имеет тот же первоначальный вид:

$$I_n = K_i I_y + I_0.$$

В уравнение (4) для тока управления вместо тока  $I_i$  необходимо подставить ток нагрузки  $I_n$ , а вместо  $n = \frac{R_y}{R}$  подставить  $m = \frac{R_y}{R_n}$ , тогда

$$t = \frac{2(1+m)}{aK_i} \left( 1 - \frac{I_0}{\sqrt{\frac{A(T_0 - T'_n)}{R_n}}} \right). \quad (9)$$

Полный дифференциал от  $t$  равен

$$\begin{aligned}
 dt &= \frac{\partial t}{\partial K_i} dK_i + \frac{\partial t}{\partial I_0} dI_0 + \frac{\partial t}{\partial T'_n} dT'_n = \\
 &= -\frac{2(1+m)}{\alpha K_i} \left[ \left( 1 + \frac{I_0}{\sqrt{\frac{A(T_0 - T'_n)}{R_n}}} \right) \frac{dK_i}{K_i} + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{\sqrt{\frac{A(T_0 - T'_n)}{R_n}}} \left( dI_0 + \frac{I_0 dT'_n}{2(T_0 - T'_n)} \right) \right]. \quad (10)
 \end{aligned}$$

По аналогии с предыдущим, рассмотрим работу системы при  $I_0=0$ . Тогда  $dt = -\frac{2(1+m)}{\alpha K_i} \cdot \frac{\partial K_i}{K_i}$ .

Обозначим

$$-\frac{2(1+m)}{\alpha K_i} = A \quad \text{и} \quad dt = A \frac{dK_i}{K_i}, \quad (11)$$

т. е. в системе терморегулирования с объединенным мостом, при выборе характеристики регулирования с  $I_0=0$ , на изменение температуры в термостате влияет только изменение коэффициента усиления усилителя  $K_i$ .

При  $I_0=I_n$

$$dt = -\frac{2(1+m)}{\alpha K_i} \left( \frac{dI_0}{I_0} + \frac{dT'_n}{2(T_0 - T'_n)} \right) = A \left( \frac{dI_0}{I_0} + \frac{dT'_n}{2(T_0 - T'_n)} \right), \quad (12)$$

т. е. в системе терморегулирования с объединенным мостом, при выборе характеристики регулирования с  $I_0=I_n$ , на изменение температуры в термостате влияет изменение тока  $I_0$  усилителя и температуры окружающей среды  $T'_n$ .

Ввиду того, что применяемые нами усилители обратной связи (магнитные, полупроводниковые, фотоусилители) фактически являются усилителями мощности, подставим в уравнения (7), (8), (11), (12) коэффициент усиления по мощности

$$K_i = \sqrt{\frac{K_p R_y}{R_n}}; \quad \frac{dK_i}{K_i} = \frac{1}{2} \frac{dK_p}{K_p}. \quad (13)$$

Оптимальная величина отношения  $n = \frac{R_y}{R}$ , соответствующая минимальному изменению внутренней температуры при изменении внешних воздействующих факторов, будет:

$$\frac{dB}{dn} = \frac{1}{\alpha \sqrt{K_p}} \sqrt{\frac{P_n}{P_i}} \left( \frac{1}{\sqrt{n}} - \frac{1}{\sqrt{n^3}} \right) = 0, \quad (14)$$

при  $n=1$ , т. е.  $R_y=R$ .

Аналогичным образом дифференцируя  $A$  из выражения (11) по  $m$  и приравнявая нулю выражение  $\frac{dA}{dm} = 0$ , определим оптимальное отношение

$\frac{R_y}{R_n} = m$ , соответствующее минимальному изменению внутренней температуры при изменении внешних воздействующих факторов. После преобразований получим значение  $m=1$ , т. е.

$$R_y = R_n. \quad (15)$$

На основании уравнений (7), (13), (14)

$$B = \frac{4}{\alpha \sqrt{K_p}} \sqrt{\frac{P_n}{P_i}} \quad (16)$$

Из уравнений (11), (13), (15) по аналогии

$$A = \frac{4}{\alpha \sqrt{K_p}} \quad (17)$$

Сведем результаты расчетов по обеим системам в таблицу,

где  $\frac{dT_n}{T_0 - T_n} = \Delta T_n'$  — относительное изменение температуры окружающей среды;

$\frac{dK_p}{K_p} = \Delta K_p \frac{dK_i}{K_i} = \Delta K_i \frac{dK_u}{K_u} = \Delta K_u$  — относительное изменение коэффициента усиления;

$\frac{dI_i}{I_i} = \Delta I_i$  — относительное изменение тока питания измерительного моста;

$\frac{dI_0}{I_0} = \Delta I_0$  — относительное изменение тока  $I_0$ .

На основании таблицы можно произвести ориентировочный расчет системы терморегулирования.

Например, по требуемой величине  $t$  и известным изменениям температуры окружающей среды можно найти  $K_p$ .

Вычисленный таким образом коэффициент усиления необходимо проверить, задавшись возможной нестабильностью температуры внутри термостата из-за нестабильности коэффициента усиления и нулевого тока.

Получив расчетные значения  $\Delta K_p$  и  $\Delta I_0$ , удостоверятся в том, можно ли их реально осуществить. Если нельзя построить усилитель с полученными изменениями  $\Delta K_p$ , то нужно увеличить значение  $K_p$ , чтобы получить приемлемые значения зависимости  $t$  от  $\Delta K_p$ . Если нельзя изготовить усилитель данного типа с полученными изменениями  $\Delta I_0$ , то следует перейти на другой его тип, удовлетворяющий предъявленным к нему требованиям. По полученным расчетным значениям  $\Delta I_i$  можно также получить необходимые данные о стабильности источника питания измерительного моста.

Из сравнения систем терморегулирования с  $I_0=0$  и  $I_0=I_n$  следует, что при разработке внутренних термостатов, в случае, когда имеют место небольшие изменения температуры окружающей среды, наиболее целесообразно применять систему с  $I_0=I_n$ . При больших изменениях внешней температуры необходимо сравнить обе системы. При этом следует иметь в виду, что разработка усилителя со стабильным во времени и по диапазону коэффициентом усиления довольно сложна, и система терморегулирования с  $I_0=0$  должна быть рассчитана, исходя из допустимых значений  $\Delta K_p$ .

Произведем сравнение систем терморегулирования с отдельными и объединенными измерительными и нагревательными элементами.

1. Для системы с отдельным измерительным мостом величина мощности, выделяемой в мосте  $P_i$ , не должна превосходить 1—2% мощности нагревателя  $P_n$ , в противном случае сказывается явление самопрогрева. Из таблицы следует, что при  $P_i = (0,01—0,02)P_n$  или  $\sqrt{\frac{P_n}{P_i}} = 10—7$  влияние внешних воздействующих факторов на систему

Зависимость изменения температуры	Система с разделенными мостами		Система с объединенными мостами	
	$I_0 = 0$	$I_0 = I_n$	$I_0 = 0$	$I_0 = I_n$
Изменение температуры внутри термостата вследствие изменения коэффициента усиления усилителя при постоянстве остальных внешних воздействующих факторов.	$\frac{4}{\alpha K_p} \cdot \sqrt{\frac{P_n}{P_l}} \cdot \frac{\Delta K_i}{V_i} \cdot \frac{I_n}{V_i} \cdot \frac{\Delta K_u}{V_u} \cdot \frac{\Delta K_a}{V_a} \cdot \frac{\Delta K_p}{V_p}$	0	$\frac{4}{\alpha K_p} \cdot \frac{\Delta K_i}{V_i} \cdot \frac{\Delta K_u}{V_u} \cdot \frac{\Delta K_a}{V_a} \cdot \frac{\Delta K_p}{V_p}$	0
Изменение температуры внутри термостата вследствие изменения тока питания измерительного моста при постоянстве остальных внешних воздействующих факторов.	$\frac{4}{\alpha \sqrt{K_p}} \cdot \sqrt{\frac{P_n}{P_l}} \cdot \frac{\Delta I_l}{I_l}$	0	0	0
Изменение температуры внутри термостата вследствие изменения тока $I_0$ при постоянстве остальных внешних воздействующих факторов.	0	$\frac{4}{\alpha \sqrt{K_p}} \cdot \sqrt{\frac{P_n}{P_l}} \cdot \frac{\Delta I_0}{I_0}$	0	$\frac{4}{\alpha \sqrt{K_p}} \cdot \frac{\Delta I_0}{I_0}$
Изменение температуры внутри термостата вследствие изменения внешней температуры при постоянстве остальных внешних воздействующих факторов.	$\frac{2}{\alpha \sqrt{K_p}} \cdot \sqrt{\frac{P_n}{P_l}} \cdot \frac{\Delta T_n}{T_n}$	$\frac{2}{\alpha \sqrt{K_p}} \cdot \sqrt{\frac{P_n}{P_l}} \cdot \frac{\Delta T_n}{T_n}$	0	$\frac{2}{\alpha \sqrt{K_p}} \cdot \frac{\Delta T_n}{T_n}$



с отдельным измерительным мостом при прочих равных условиях будет в 7—10 раз больше, чем на систему с объединенным мостом, и для получения одинаковой точности регулирования усилитель такой системы должен иметь в 50—100 раз больший коэффициент усиления по мощности.

2. Систему с объединенным мостом выполнить нельзя, если в качестве термочувствительного элемента применять полупроводниковые термосопротивления.

3. В системе с отдельным измерительным мостом при  $I_0=0$ , по сравнению с аналогичной системой, имеющей объединенный мост, появляется дополнительная погрешность из-за влияния тока  $I_i$  и внешней температуры  $T_n'$ .

4. Отсутствие электрической связи между измерителем и нагревателем в системе с отдельным мостом в некоторых случаях позволяет использовать более простую схему усиления обратной связи, что является достоинством данной системы.

5. В системе с объединенным мостом отсутствуют постоянная времени между нагревателем и измерителем, при этом уменьшается время отработки сигнала рассогласования, и точность регулирования системой возрастает.

6. В системе с объединенным мостом контролируется и регулируется средняя температура моста, а не температура внутренней гильзы термостата. Поэтому для поддержания в термостате температуры с заданной степенью точности должен быть обеспечен хороший тепловой контакт между обмоткой и гильзой, а температурный перепад между ними не должен превышать определенной величины.

В системе с отдельным измерительным мостом контролируется и регулируется непосредственно температура гильзы внутреннего термостата. Но при этом необходимо выбрать такую величину тока питания измерительного моста, чтобы исключить влияние его самопрогрева.

Допустимая величина температурного перепада между гильзой и обмоткой в системе с объединенным мостом определяется следующим образом.

Изменение температурного перепада в заданных пределах вследствие изменения внешней температуры должно быть в 5—10 раз меньше необходимой точности поддержания температуры внутри термостата. Был произведен расчет возможных изменений температурного перепада между обмоткой и гильзой термостата в системе терморегулирования высокостабильных кварцевых генераторов. Если изоляция между гильзой термостата и обмоткой выполнена в виде пленки из органического стекла толщиной 0,08 мм, а обмотки — проводом ПЭЛШО, то изменение температурного перепада между гильзой и обмоткой при изменении температуры окружающей среды на  $1^\circ\text{C}$  не превышает  $2 \cdot 10^{-4}^\circ\text{C}$ . При наличии в системе терморегулирования наружного термостата изменение температуры окружающей среды для внутреннего термостата определяется нестабильностью наружного термостата и не превышает  $(0,1-0,2)^\circ\text{C}$ . При этом изменением температурного перепада между гильзой и обмоткой можно пренебречь. В случае, если эта величина получается больше допустимой, необходимо уменьшить величину теплового потока, идущего через боковые поверхности термостата, увеличив их тепловое сопротивление или введя боковые компенсационные обмотки внутреннего термостата.

#### Выводы:

Из сказанного вытекает, что система с объединенным мостом имеет ряд существенных преимуществ и рекомендуется к применению.

Для термостатов с малой зоной изменения внешних температур (внутренние термостаты кварцевых генераторов) рекомендуется система с характеристикой  $I_0 = I_H$ .

При выполнении системы с объединенным мостом следует обратить особое внимание на качество и величину электроизоляционного слоя между гильзой и обмоткой, не допуская в нем больших перепадов температуры.

### Литература

1. Лубенцов В. Ф. Регулирование температуры кварцевых элементов. «Измерительная техника», 1958, № 3, стр. 83—90.
2. Караидеев К. Б. Московские методы измерения. Киев, Гостехиздат УССР, 1953.

Статья поступила в феврале 1962 г.

### УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА ДЛЯ СИСТЕМ ТЕРМОРЕГУЛИРОВАНИЯ ТЕРМОСТАТОВ ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫХ КВАРЦЕВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

В статье рассматривается ряд схем усилителей постоянного тока, обладающих повышенными стабильностями нуля для систем терморегулирования, в том числе с применением фотоусилителя, и дается описание и исследование двух усилителей постоянного тока с промежуточным преобразованием постоянного тока в переменный при использовании полупроводникового и магнитного модуляторов.

Для повышения точности регулирования температуры в системах термостатирования высокостабильных кварцевых генераторов, работающих на постоянном токе, необходимо повысить стабильность нуля усилителей постоянного тока, применяемых в цепи обратной связи таких систем.

Стабильность нуля усилителей постоянного тока можно характеризовать нижним порогом чувствительности (н.п.ч.) усилителя. Под н.п.ч. усилителя понимают максимально наблюдаемое произвольное изменение выходного тока усилителя, отнесенное к входу, при отсутствии входного сигнала. Нижний порог чувствительности усилителя можно выразить в единицах мощности усиливаемого сигнала:

$$\text{н. п. ч.} = \left( \frac{\Delta I_n}{K_i} \right)^2 \cdot R_y,$$

где  $\Delta I_n$  — максимально наблюдаемое произвольное изменение выходного тока усилителя, измеренное при отсутствии входного сигнала;

$K_i$  — коэффициент усиления усилителя по току;

$R_y$  — входное сопротивление усилителя.

Системы терморегулирования, применяемые в настоящее время в высокостабильных кварцевых генераторах, нуждаются в усилителях постоянного тока с н.п.ч. порядка  $10^{-13}$  вт. В качестве усилителей постоянного тока, имеющих указанную стабильность, можно предложить систему с применением фотоусилителя. На рис. 1 показана система терморегулирования с усилителем постоянного тока в виде фотоусилителя типа Ф117/3 завода «Вибратор» и выходным балансным каскадом на полупроводниковых триодах. В данном случае применена система терморегулирования с объединенным измерительным и нагревательным мостом. Гальванометр фотоусилителя включен в измерительную диагональ моста, а нагревательная диагональ моста включена на выход усилителя, т. е. между коллекторами триодов. Для выбора положения рабочей точки усилителя параллельно одному из фотосопротивлений устанавливают переменное сопротивление  $R_3$  и  $R_5$ . Главный недостаток такой схемы — в наличии лампы накаливания фотоусилителя с ограниченным сроком службы. Для увеличения срока службы лампы накаливания напряжение на ней снижают до 59% от номинального, а

для предотвращения сильного перегрева или охлаждения термостата при перегорании лампы накаливания в усилителе параллельно триоде ПП<sub>2</sub> установлено переменное сопротивление  $R_{10}$ , расположенное на пульте управления установки. Режим работы усилителя выбирается таким образом, чтобы при перегорании лампы ток, протекающий через нагреватель термостата, оказался равным среднему току нагрева термостата. При перегорании лампы величину этого тока можно поддерживать регулированием вручную сопротивления  $R_{10}$  до смены лампы.

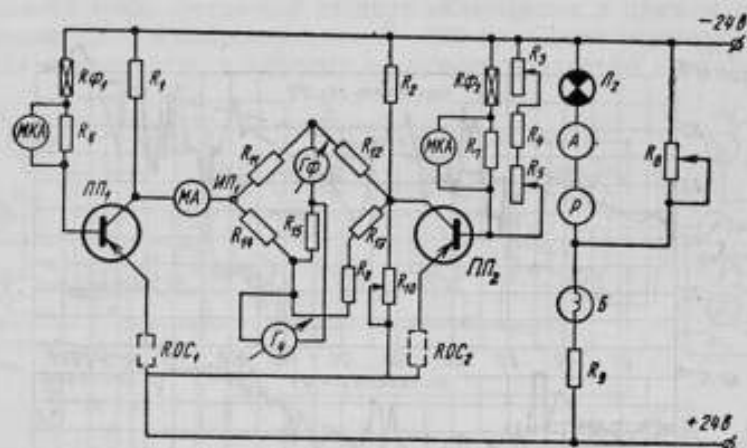


Рис. 1. Система терморегулирования с фотоусилителем.

Вторым существенным недостатком усилителя является «залипание» гальванометра фотоусилителя, происходящее после бросков тока управления. В первых образцах усилителей были введены специальные цепи сброса усилителя после «залипания», в дальнейшем от этого отказались, так как в процессе эксплуатации при питании усилителя от аккумуляторной батареи вероятность таких бросков невелика. Основной причиной долговременной нестабильности данной схемы является старение лампы накаливания в фотоусилителе, фотосопротивлений и нестабильность контактов в цепи фотосопротивлений.

Характеристики усилителя сведены в таблице, а графики изменения входного тока усилителей в замкнутой схеме за восемь месяцев эксплуатации показаны на рис. 2. Эти усилители имеют незначительный постоянный дрейф и до сих пор не регулировались.

№ усилителя	$I_{н}, \text{ма}$	$K_f$	$R_{y}, \text{ом}$	$\Delta I_{y}, \text{ма}$ (за 220 дней)	Диапазон изменения тока нагрузки, ма
1	40	242 000	10	$5 \cdot 10^{-8}$	10 — 60
2	40	200 000	10	$6 \cdot 10^{-8}$	10 — 70

Другим типом усилителя постоянного тока, имеющим заданную стабильность, является усилитель постоянного тока с промежуточным преобразованием постоянного тока в переменный.

На рис. 3 представлена блок-схема такого усилителя. Входной сигнал постоянного тока с помощью модулятора преобразуется в переменный ток, который усиливается усилителем переменного тока и преобразуется опять в постоянный с помощью демодулятора.

На выходе усилителя устанавливается блок введения постоянной составляющей, предназначенный для получения тока нагрузки усилителя при отсутствии сигнала на его входе, т. е. тока нагрева термостата при уравновешенном измерительном мосте. При преобразовании постоянного тока в переменный и обратно изменению полярности постоянного тока соответствует изменение фазы переменного тока на  $180^\circ$ , и наоборот. Результирующая нестабильность такого усилителя полностью определяется нестабильностью схемы модулятора; неста-

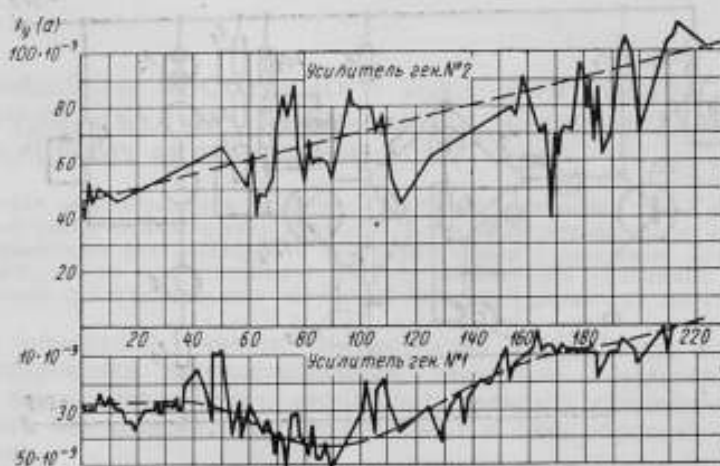


Рис. 2. График изменения входного тока усилителя во времени для замкнутой системы терморегулирования.



Рис. 3. Блок-схема усилителя постоянного тока с промежуточным преобразованием постоянного тока в переменный.

бильностью же усилителя и переменного тока и демодулятора обычно можно пренебречь.

Существует ряд устройств, с помощью которых можно преобразовывать малые сигналы постоянного тока в сигналы переменного тока. В настоящей статье рассматриваются схемы усилителей с применением:

- а) полупроводникового модулятора и
- б) магнитного модулятора с параллельным полем возбуждения и выходом на основной частоте.

На рис. 4 показана схема усилителя с полупроводниковым модулятором. В схеме применен ключевой полупроводниковый модулятор с инверсным включением триодов. Параллельные цепи предназначены для снижения входного сопротивления модулятора и компенсации ложного сигнала. Модулятор изготовлен из триодов типа П12, имеющих малую величину  $I_{k0}$ .



Чтобы обеспечить минимум ложного сигнала, особое внимание при настройке модулятора по данной схеме нужно уделить подбору пар триодов и взаимному их включению.

Величина опорного напряжения выбирается с учетом получения наибольшего коэффициента передачи и наименьшей зависимости от изменений этого напряжения. В схеме принята величина опорного напряжения 1,5 в. Для снижения зависимости коэффициента передачи от величины опорного напряжения в цепь необходим стабилизатор переменного тока, состоящий из двух включенных в прямом направлении диодов Д810 и сопротивления  $R=300$  ом. Схема модулятора чувствительна к наводкам, и поэтому ее нужно тщательно экранировать.

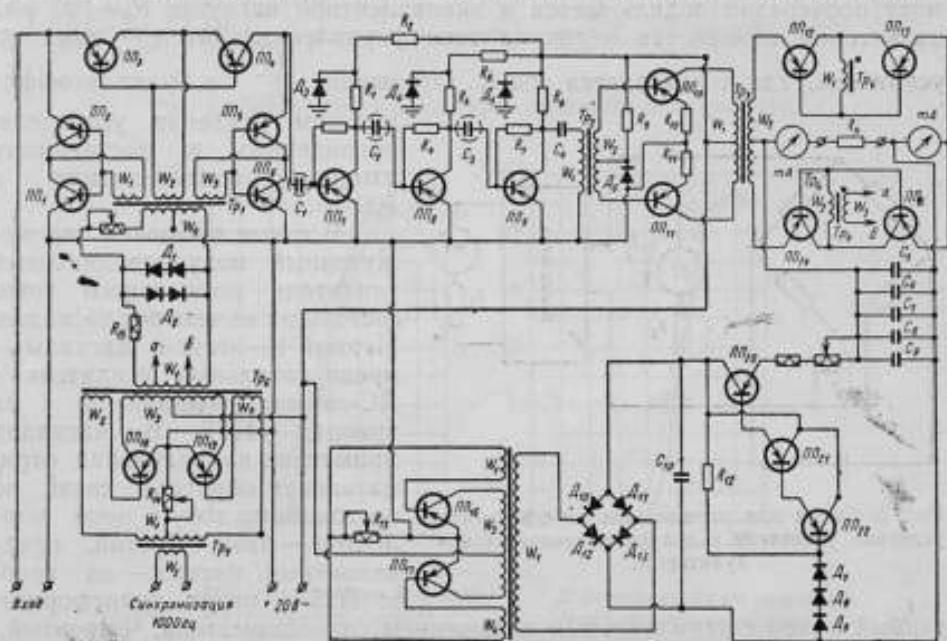


Рис. 4. Усилитель постоянного тока с полупроводниковым модулятором.

Исследования показали, что коэффициент передачи модулятора мало зависит от изменения модулирующей частоты, так как при ее изменении от 800 до 1200 гц характеристика усилителя остается прежней.

Рассмотрим явления, происходящие во входной цепи модулятора. На входе модулятора имеется некоторое постоянное напряжение  $E_{вн}$ , получаемое путем выпрямления модулирующего напряжения  $p-n$  переходами модулятора. Величина этого напряжения определена экспериментальным путем, причем было установлено, что  $E_{вн}$  пропорционально выходному напряжению модулятора и соответствует ему по знаку. Наличие э.д.с. на входе модулятора вызывает смещение нуля модулятора, следовательно, и нуля усилителя при изменении величины выходного сопротивления датчика. Все это усложняет определение общего коэффициента усиления, который оказывается зависящим от величины выходного сопротивления датчика.

Для удобства сравнения различных типов модуляторов коэффициент передачи модулятора определяется как отношение изменения напряжения на выходе модулятора к э.д.с. источника сигнала с известным внутренним сопротивлением, при этом влияние  $E_{вн}$  на величину коэффициента передачи исключается. Среднее значение коэффициента

передачи  $K_n=0,4$ , величина  $R_{вх}=800$  ом, при изменении сигнала в рабочем диапазоне модулятора величина  $E_{вн}$  изменяется от  $-250$  до  $+250$  мв.

При сравнении усилителя с полупроводниковым модулятором с другими типами усилителей коэффициент усиления усилителя определяется путем приведения его к постоянному входному сопротивлению в  $100$  ом.

Принята следующая методика определения этого коэффициента усиления (рис. 5). В качестве источника сигнала взят симметричный мост с эквивалентным сопротивлением  $100$  ом. Изменение сигнала на его выходе производится изменением  $R_{доб}$  моста. Несбалансированный мост поочередно подключается к эквивалентной нагрузке  $R_n=100$  ом, на которой измеряется величина тока управления. Затем — к входу усилителя, где и измеряется ток  $I_u$ . Отношение  $\frac{I_u}{I_y}$  и будет коэффи-

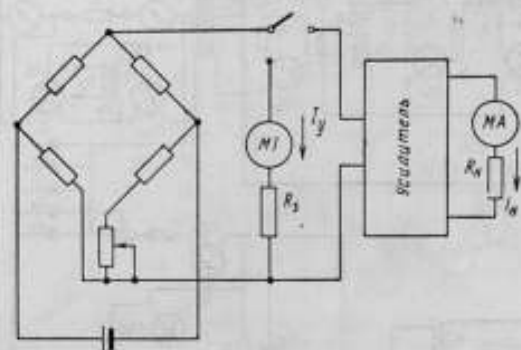


Рис. 5. Схема для определения коэффициента усиления усилителя с полупроводниковым модулятором.

циентом усиления усилителя, приведенным к постоянному входному сопротивлению в  $100$  ом.

В схеме применен промежуточный полупроводниковый усилитель переменного тока, состоящий из четырех каскадов. Первый и второй каскады — предварительный усилитель с RC-связью — выполнены на триодах П13Б. В каскадах применена параллельная отрицательная обратная связь по постоянному току в цепи коллектор — база. Третий, предоконечный, каскад — на триоде П25А имеет трансформаторный выход с параллельным включением трансформатора. Четвертый, оконечный, каскад — на триодах П201 — двухтактный с введением отрицательной обратной связи в эмиттерные цепи триодов. Выходной каскад согласуется с демодулятором посредством трансформатора. Общий коэффициент усиления усилителя переменного тока по напряжению  $K_n=600000$ .

Демодулятор изготовлен по двухполупериодной ключевой схеме с инверсным выключением триодов. Демодулятор выполнен на триодах типа П203.

На рис. 6 даны характеристики демодулятора. Из них следует, что коэффициент передачи демодулятора равен  $K_n=0,3$  для сопротивления нагрузки  $R_n=100$  ом. Коэффициент передачи в широких пределах не зависит от частоты преобразования и амплитуды опорного сигнала.

Постоянная составляющая вводится прямо на нагрузку от отдельного преобразователя. Напряжение постоянной составляющей стабилизировано по постоянному току полупроводниковым стабилизатором с опорой на кремниевые стабилизаторы. Коэффициент стабилизации  $K_{ст}=50$ .

Модулирующий и демодулирующий сигнал частотой  $1000$  гц подается от специального преобразователя постоянного напряжения в переменное, синхронизированного частотой  $1000$  гц от делителей частоты кварцевых генераторов. Так как усилитель не имеет настроенных элементов, он может работать и от несинхронизированного преобразователя. Температурная компенсация усилителя осуществляется введением медного сопротивления в цепь модулирующего сигнала.

На рис. 7 представлена зависимость выходной характеристики усилителя от изменения напряжения питания, температуры окружающей среды и амплитуды модулирующего и демодулирующего сигнала. Из этих характеристик следует, что стабильность усилителя мало зависит от изменения внешних воздействующих факторов.

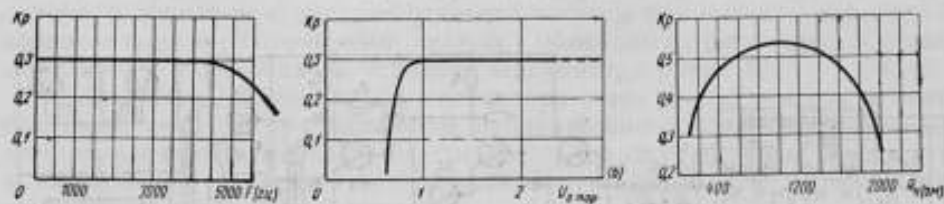


Рис. 6. Характеристики полупроводникового демодулятора.

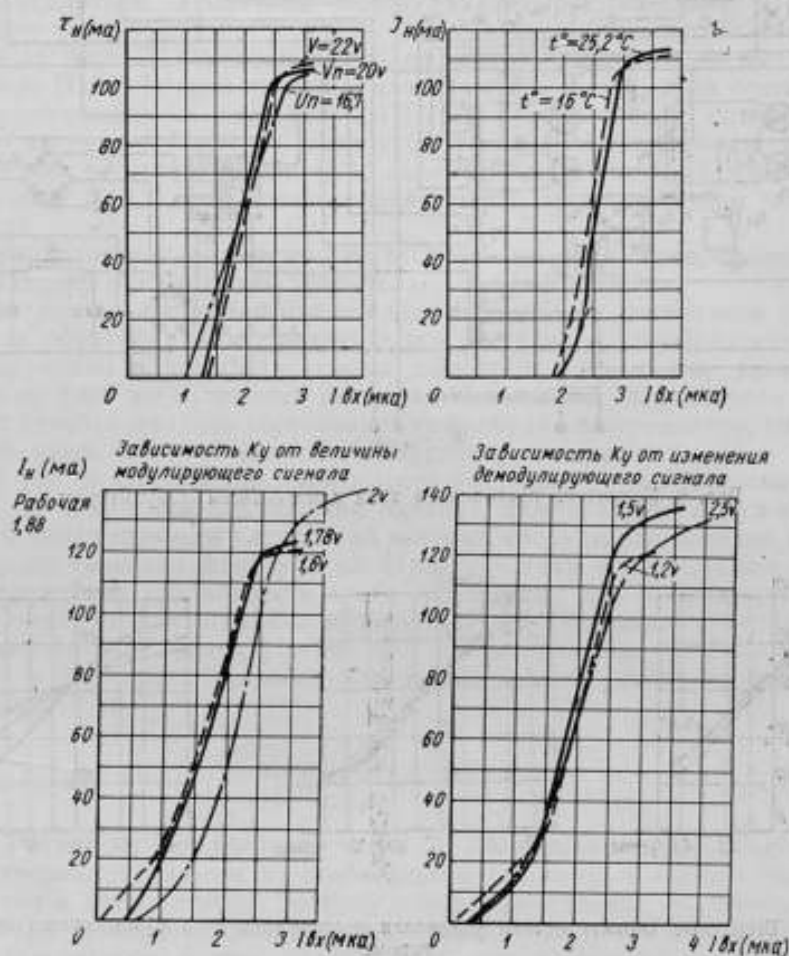


Рис. 7. Выходные характеристики усилителя постоянного тока с полупроводниковым модулятором.

Была исследована долговременная стабильность отдельных элементов схемы. Дрейф нуля демодулятора в течение суток не превышал 0,02 мв. Дрейф нуля усилителя и демодулятора совместно в течение суток равен 0,6 мв на сопротивление 100 ом. При общем коэффи-

коэффициенте усиления по напряжению 200000 это будет соответствовать  $3,0 \cdot 10^{-9}$  в, отнесенным ко входу усилителя. Долговременная стабильность всего усилителя (н. п. ч.), определяющаяся стабильностью модулятора, измерена в течение одного месяца и равна  $(6-8) \cdot 10^{-14}$  вт. Напряжение питания усилителя 22 в. Мощность, потребляемая усилителем от источника постоянного тока, 12 вт.

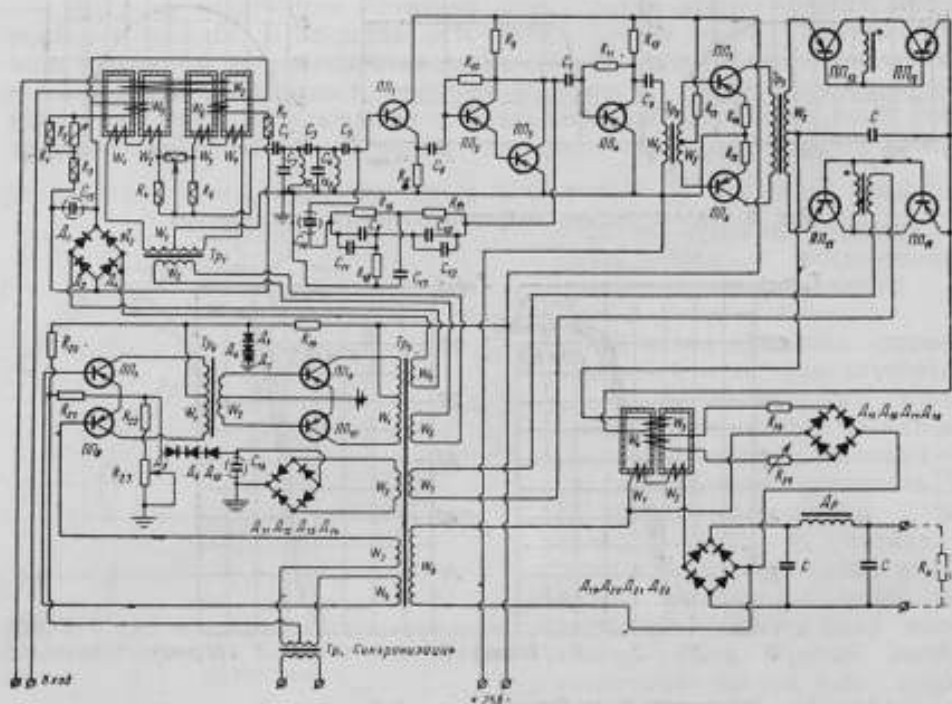


Рис. 8. Усилитель постоянного тока с магнитным модулятором.

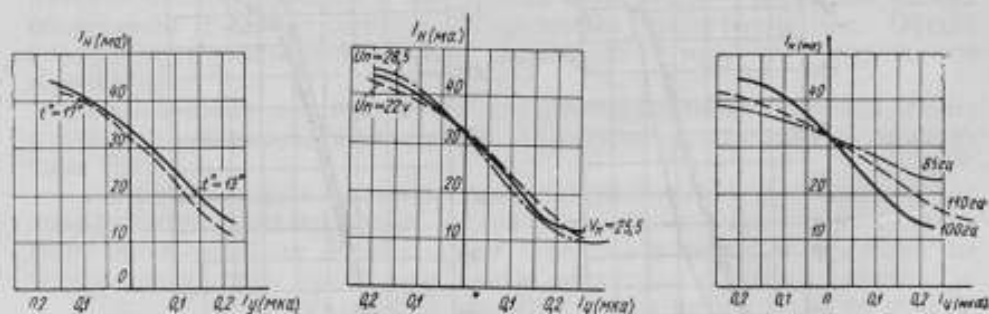


Рис. 9. Выходные характеристики усилителя постоянного тока с магнитным модулятором.

На рис. 8 показан усилитель с магнитным модулятором. В схеме применен дифференциальный магнитный модулятор с выходом на основной частоте. Модулятор выполнен на пермалловых ленточных сердечниках. Частота модуляции 100 гц. Температурная компенсация модулятора производится введением в смещение одной из половин модулятора медного сопротивления. Уменьшение зависимости выход-



ного сигнала от изменения питающего напряжения осуществляется тщательным подбором сердечников модулятора и рациональным выбором его рабочей точки; окончательная компенсация модулятора по напряжению питания — включением нелинейного полупроводникового сопротивления в смещение одной из половин модулятора. Балансировка нуля усилителя достигается измерением сопротивления смещения модулятора, а точная компенсация основной частоты при нулевом сигнале — сопротивлением, включенным между обмотками переменного тока модулятора. Коэффициент усиления модулятора равен 8.

Ввиду того, что на выходе модулятора очень высок уровень четных гармоник, необходимо применение избирательного усилителя переменного тока с входным фильтром, состоящим из двух звеньев, каждое из которых имеет последовательно включенную емкость и параллельно включенный резонансный контур.

В качестве усилителя применен избирательный усилитель с двойным Т-образным мостом в обратной связи, включенным на второй каскад усилителя. Усилитель состоит из четырех каскадов. Первый каскад — эмиттерный повторитель, предназначенный для согласования выхода двойного Т-образного моста со входом усилителя, — выполнен на триоде П13Б. Второй каскад усилителя с RC-связью — на составном триоде, состоящем из двух триодов П13А. Третий каскад, предоконечный, — на триоде П26Б по схеме с параллельным включением трансформатора нагрузки. Четвертый, окончательный, двухтактный каскад — на триодах П4Б с введением отрицательной обратной связи в цепи эмиттера.

Демодулятор выполнен по двухтактной ключевой схеме, аналогично демодулятору предыдущего усилителя.

Постоянная составляющая введена с помощью магнитного усилителя без обратной связи, питающегося от одного преобразователя с модулирующим и демодулирующим сигналами. Смещение усилителя подано от того же источника питания. Источником переменного тока служит преобразователь постоянного напряжения в переменное, синхронизированный частотой делителей кварцевых генераторов.

На рис. 9 изображены зависимости выходной характеристики усилителя от изменения напряжения питания, температуры окружающей среды и модулирующей частоты, из которых следует, что влияние внешних воздействующих факторов на характеристику усилителя невелико. Долговременная стабильность этого усилителя, как и предыдущего, определяется стабильностью модулятора. Н. п. ч. усилителя, измеренный в течение 15 дней, равен  $(1+2) \cdot 10^{-14}$  вт. Напряжение питания усилителя 24 в. Мощность, потребляемая усилителем от источника переменного тока, 12 вт.

#### Выводы:

1. Усилители постоянного тока с применением фотоусилителей удовлетворяют заданным по стабильности условиям и хорошо показывают себя в эксплуатации, поэтому они рекомендуются к применению в системах терморегулирования термостатов высокостабильных кварцевых генераторов в том случае, если это допустимо по условиям надежности и механической устойчивости.

2. Приведенные в работе схемы усилителей постоянного тока с промежуточным его преобразованием в переменный имеют достаточную стабильность и поэтому, несмотря на сложность, их применение целесообразно в системах терморегулирования термостатов высокостабильных кварцевых генераторов, если по каким-либо причинам нельзя применять фотоусилитель.



В заключение автор выражает благодарность старшему мастеру В. Г. Белякову и мастеру К. И. Баранову за активное участие в разработке и исследовании схем усилителей, описанных в данной работе.

#### Литература

1. Розенблат М. А. Магнитные усилители. Изд. 3-е, М., Советское радио, 1960.
2. Брайт и Крупер. Прерыватель на полупроводниковых триодах для стабилизации усилителей постоянного тока. «Вопросы радиолокационной техники», 1956, № 1.
3. Карандеев К. Б. Преобразователь постоянного тока на полупроводниковых триодах для измерительных усилителей. «Приборы и техника эксперимента», 1959, № 2.
4. Конов Ю. Н. Полупроводниковые триоды в автоматике. М., Советское радио, 1960.

Статья поступила в январе 1962 г.

## ФЕРРИТ-ТРАНЗИСТОРНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ ЧАСТОТЫ ДЛЯ КВАРЦЕВЫХ ЧАСОВ

Описаны делители частоты кварцевых часов, используемых в Службе времени СССР. Рассмотрены схемы феррит-транзисторных пересчетных декад и формирующих устройств. Приводятся данные о величине фазовой нестабильности секундного сигнала кварцевых часов, наблюдавшейся на протяжении длительного времени их непрерывной работы.

От величины фазовой нестабильности выходных сигналов делителей частоты и надежности работы этих делителей зависит точность показаний кварцевых часов. В современных кварцевых часах нестабильность секундных сигналов времени должна иметь величину менее 1 мксек за время их эксплуатации. Делители частоты, построенные на электронных лампах, не обеспечивают высокой надежности при непрерывной продолжительной работе, они громоздки и неэкономичны. Во ВНИИФТРИ исследовались различные типы делителей частоты, выполненных на транзисторах и построенных на ферритах с прямоугольной петлей гистерезиса. В кварцевых часах ВНИИФТРИ были применены делители частоты на феррит-транзисторных элементах, как наиболее удовлетворяющие предъявляемым к ним требованиям.

**Декадная пересчетная схема на феррит-транзисторных элементах.** Схема декады (рис. 1) состоит из последовательного соединения схем пересчета на 5 и пересчета на 2 (триоды  $T_5$ ,  $T_7$ ).

Рассмотрим работу декады. Допустим, что до момента поступления первого входного запускающего импульса в обмотки (I) всех сердечников, сердечники 1 и 6 находятся в состоянии 0, а все остальные — в состоянии 1. Обмотки (I) включены таким образом, чтобы поступающие в них импульсы тока вызывали уменьшение абсолютного значения индукции сердечников.

При поступлении первого входного импульса в обмотку (I) в обмотке (III) первого сердечника наводится э. д. с., увеличивающая ток коллектора триода  $T_1$ , а так как обмотки (II) и (I) включены согласованно, возникает лавинообразный процесс переброса сердечника 1 из состояния 0 в состояние 1. Последовательно с обмоткой (II) первого сердечника включена обмотка связи (IV) второго сердечника таким образом, что импульс тока коллектора триода  $T_1$  перемагничивает сердечник 2 из состояния 1 в состояние 0.

Второй запускающий импульс перемагничивает сердечник 2 в состояние 1, а сердечник 3 в состояние 0. Далее процесс повторяется: после прихода шестого входного импульса схема пересчета на 5 вернется в первоначальное состояние, сердечник 6 перебросятся в состояние 1, а сердечник 7 — в состояние 0. Они вернуться в исходное положение после прихода одиннадцатого запускающего импульса.

Сердечник 8 применяется для импульсно-временной селекции выходным сигналом декады соответствующего импульса входной частоты декады или эталонной частоты. В обмотку (I) сердечника 8 поступают

импульсы эталонной частоты и удерживают этот сердечник в состоянии  $I$  до прихода импульса тока с выхода декады в обмотку (IV). Первый же импульс эталонной частоты, следующий за выходным импульсом декады, перебрасывает сердечник  $\delta$  из состояния 0 в состояние  $I$ . В этот момент снимается импульс напряжения с коллектора триода  $T_8$ .

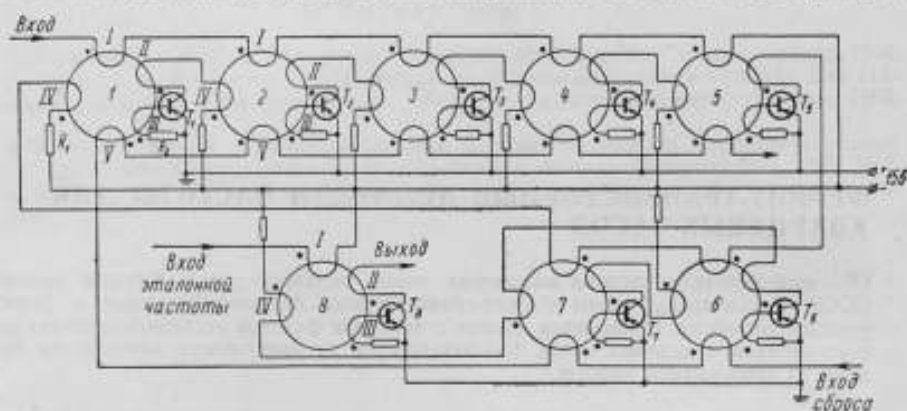


Рис. 1. Схема феррит-транзисторной пересчетной декады.

Фазовая устойчивость пересчетной декады не зависит от параметров схемы и определяется целиком фазовой устойчивостью импульсов эталонной частоты. Чтобы декада работала надежно, импульсы в цепях связи должны иметь длительность, большую длительности входных импульсов, или быть задержаны по отношению к ним.

В схеме не применяются цепи задержки, так как число ампер-витков обмоток (IV) примерно в пять раз больше числа ампер-витков обмоток (I), а длительность импульсов связи такова, что запускающий импульс не вызывает изменения индукции сердечника в период действия импульса связи. Поэтому перемагничивание сердечников идет по предельной петле гистерезиса.

Общее запаздывание выходного сигнала феррит-транзисторного делителя частоты с коэффициентом деления  $10^5$  без применения схем селекции составляет величину около 15 мксек, поэтому схему селекции при делении частоты 100 кГц до 1 Гц достаточно применить только в двух декадах.

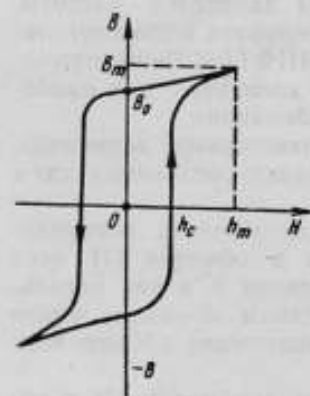


Рис. 2. Характеристика феррита с прямоугольной петлей гистерезиса.

Импульсы, снимаемые с выходов пересчетных декад, имеют амплитуду около 8 в и длительность на уровне 0,5 порядка 2,5 мксек при всех частотах следования, поэтому для получения синусоидальных колебаний выходных частот делителя, кратных 100 кГц, применялись схемы формирования симметричного напряжения этих частот (меандра) и избирательные усилители. В схеме пересчетной декады (см. рис. 1) можно использовать транзисторы П14, П15, П16; допустимый разброс коэффициента усиления по току  $\beta$  — от 30 до 80. Транзисторы можно использовать и при значениях  $\beta > 80$ , если в цепь эмиттера включить сопротивление около 20 ом. Обратный ток коллектора  $I_{h0}$  может иметь разброс от 1 мкА до 10 мкА. При этом разброс коэффициента прямоугольности ферритов на  $\pm 15\%$  не влияет на работу схемы. В схеме декады применялись ферриты со значением  $H_c$  менее 0,2 (рис. 2).

Сопротивление  $R_1=100 \text{ ом}$  предохраняет транзистор от перегрузки по мощности, а сопротивление  $R_2=51 \text{ ом}$  устраняет опасность самовозбуждения схемы и уравнивает входные сопротивления транзисторов.

Помехоустойчивость феррит-транзисторных делителей частоты 100 кГц до 1 гц в основном определяется помехоустойчивостью устройства, формирующего входные импульсы первой декады, и защитой делителя от проникновения импульсных помех через источник питания. При напряжении питания 15 в мощность, потребляемая делителем частоты 100 кГц до 1 гц, составляет 0,4 вт. Все обмотки феррит-транзисторных элементов намотаны проводом ПЭВ-0,08 на кольцах типа ВТ-5 диаметром 3 мм и имеют: I—7, II—14, III—7, IV—24 и V—7 витков.

Схема формирования входных импульсов декады из эталонной частоты 100 кГц. Чтобы первая декада работала устойчиво, входные импульсы должны иметь прямоугольную форму и длительность  $\tau_{\text{и}}$  в пределах  $3,5 \text{ мксек} > \tau_{\text{и}} > 1 \text{ мксек}$ . Ток в импульсе должен быть не менее 50 ма. Схема формирующего устройства изображена на рис. 3. С выхода эмиттерного повторителя  $T_1$  напряжение частоты 100 кГц поступает на вход делителя частоты (триоды  $T_2, T_3$ ) ключевого типа. Такой делитель частоты по фазовой устойчивости не уступает регенеративным делителям, однако гораздо проще их. При отключении входного напряжения делитель не выдает напряжения собственной частоты, что исключает появление ложных импульсов на выходе устройства.

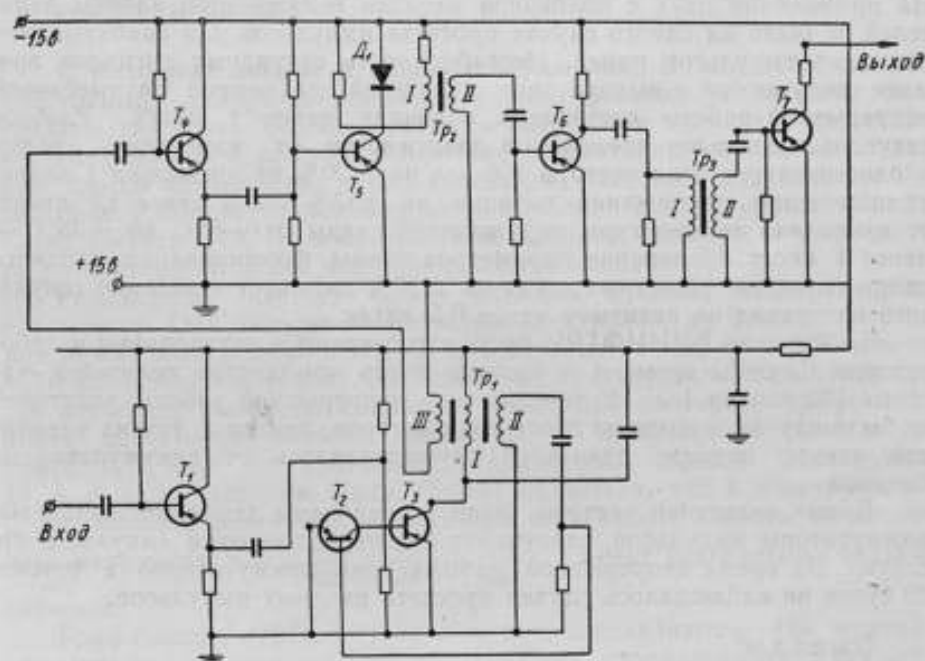


Рис. 3. Схема формирования входных импульсов пересчетной декады из эталонной частоты 100 кГц.

Напряжение частоты 50 кГц поступает через согласующий каскад на вход усилителя  $T_5$  с дифференцирующим трансформатором  $Tr_2$  в цепи коллектора. Отрицательные импульсы, снимаемые со вторичной обмотки  $Tr_2$ , усиливаются на транзисторе  $T_5$  и еще раз дифференцируются трансформатором  $Tr_3$ . Импульсы, снимаемые со вторичной обмотки  $Tr_3$ , открывают ключевой триод  $T_7$ , в цепь коллектора которого включаются входные обмотки пересчетной декады.

Схема формирует из синусоидального напряжения частоты 100 кГц прямоугольные импульсы длительностью 1,5 мксек, время переднего фронта равно времени заднего фронта и составляет 0,3 мксек, а ток в импульсе — 80 мА. Схема работает устойчиво при изменении напряжения питания в пределах от 4 до 25 в и входного напряжения — от 0,1 до 3 в. За время непрерывной работы шести устройств формирования запускающих импульсов в течение одного года не было ни одного случая выхода из строя или разогрева транзисторов.

В трансформаторах используются ферритовые кольца типа М-1000 диаметром 18 мм. Все обмотки выполнены проводом ПЭЛШО-0,12 и имеют:

Тр<sub>1</sub> — I—100, II—30 и III—30 витков;

Тр<sub>2</sub> — I—30 и II—7 витков;

Тр<sub>3</sub> — I—50 и II—15 витков.

**Результаты исследования делителей частоты.** При долголетней непрерывной работе пересчетных декад не должно быть ни одного случая просчета входных импульсов или срабатывания декад от импульсов помех. Два комплекта делителей частоты 100 кГц до 1 гц на феррит-транзисторных элементах исследовались во ВНИИФТРИ в 1960 г.

Секундные импульсы, полученные с выходов обоих делителей, случались один раз в сутки с секундным сигналом кварцевых часов фирмы „Роде и Шварц“ на электронном хронографе типа ЭПХ-1. На протяжении двух с половиной месяцев непрерывной работы делителей не было ни одного случая просчета импульсов или срабатывания декад от импульсов помех. Нестабильность секундных сигналов времени, полученных с выходов двух делителей, за период двухмесячной непрерывной работы составляла величину менее 1 мксек. Разброс секундных сигналов времени в зависимости от изменения уровня входного напряжения частоты 100 кГц на  $\pm 20\%$  не превышал 1 мксек; от изменения напряжения питания на  $\pm 15\%$  было менее 1,5 мксек; от изменения температуры окружающей среды от  $-5^\circ\text{C}$  до  $+35^\circ\text{C}$  — менее 1 мксек. Изменение параметров схемы формирования входного напряжения и пересчетных декад на  $\pm 10\%$  вызывает изменение секундного интервала на величину менее 0,5 мксек.

В 1960 г. во ВНИИФТРИ были изготовлены и установлены в лаборатории Службы времени и частоты шесть комплектов делителей частоты 100 кГц до 1 гц. В течение года непрерывной работы делителей не было случая выхода из строя транзисторов, диодов и других элементов схемы; питание делителей осуществлялось от аккумуляторных батарей.

Кроме делителей частоты, были исследованы декадные кольцевые коммутаторы импульсов, следующих с интервалом один импульс в сто секунд. За время непрерывной работы трех коммутаторов в течение 20 суток не наблюдалось случая просчета входных импульсов.

#### Выводы:

Делители частоты, выполненные на феррит-транзисторных элементах, обладают высокой надежностью в условиях непрерывной продолжительной работы, высокой стабильностью сигналов времени при изменении в широких пределах напряжения питания, входного напряжения, параметров схемы и окружающей температуры.

Результаты исследования подтверждают, что феррит-транзисторные элементы целесообразно использовать в делителях частоты кварцевых часов, программных устройствах, датчиках интервалов времени, линиях задержки и других узлах приборов времени.

Статья поступила в феврале 1962 г.



## КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПРЕЦИЗИОННЫХ КВАРЦЕВЫХ РЕЗОНАТОРОВ

Рассмотрены вопросы конструирования, технологии и организации производства прецизионных кварцевых резонаторов добротностью свыше  $10^7$ . Отсутствие в литературе обобщений и описания способов расчета конструкций прецизионных резонаторов задерживает научно-исследовательские и технические работы, связанные с получением и применением частот с относительной нестабильностью, меньшей  $1 \cdot 10^{-10}$  за сутки.

### КОНСТРУИРОВАНИЕ

**1. Исходные данные и общие соображения.** В исходных данных, необходимых для разработки конструкции резонатора, должны быть указаны тип среза, форма и размеры кварцевого элемента; ориентировочные размеры и рабочее положение резонатора; условия эксплуатации; способ возбуждения и вид колебаний; частота и допускаемые при подгонке и сборке отклонения от номинала; температурный коэффициент частоты (ТКЧ), добротность и, наконец, старение — уход частоты резонатора от своего первоначального значения.

Резонансная частота — это сложная функция конструктивных параметров. Она зависит от размеров электродов, их формы, расстояния между электродами и т. д., т. е., в конечном счете, от формы и величины возбуждающего поля. На основании предварительных экспериментов возможен выбор оптимального поля, при котором добротность имеет достаточно большое значение, а зависимость частоты  $f = \psi(d, b, l, n, \dots)$  от изменения параметров данной конструкции  $(d, b, l, n, \dots)$ , напротив, мала. Может оказаться, что в конструкции с очень большой величиной добротности зависимость частоты от какого-либо параметра, т. е.  $\frac{\partial \psi}{\partial d}, \frac{\partial \psi}{\partial b}, \dots, \frac{\partial \psi}{\partial n}, \dots$ , имеет недопустимо большое значение.

Графически  $f=f(d)$ ,  $f=f(b)$  и т. д. представляются, как правило, или кривыми с экстремумами, или кривыми, стремящимися к асимптотам. Оптимальной конструкцией следует считать такую, при которой первые производные указанных функций имеют нулевые или близкие к нулю значения. Величина нестабильности резонансной частоты может оцениваться как производная от нестабильности элементов конструкции.

Рассмотрим общие требования к конструкции на примере резонатора с элементом в виде бруска, возбуждаемого на 2-й гармонике системой цилиндрических электродов (рис. 1) [1—2]. Чтобы обеспечить минимальную зависимость частоты такого резонатора от параметров конструкции, нужно соблюсти ряд условий:

а) узловые плоскости колебаний бруска должны определяться с максимальной точностью. С технологической стороны необходимо совпадение физических и геометрических узловых плоскостей. Следует выдерживать равенство межузловых расстояния кварца с ответным расстоянием держателя;

б) должна быть соблюдена симметрия в конструкции держателя и в расположении бруска по отношению к держателю, т. е. акситет и эксцентриситет должны иметь наименьшие возможные значения;

в) реакции в опорах должны быть постоянными;

г) должна быть выбрана оптимальная конфигурация возбуждающего поля.

Условие б выполняется подбором соответствующей конструкции при тщательной обработке деталей. Условие в может быть выполнено путем применения в качестве опорного элемента гибкой нити постоян-

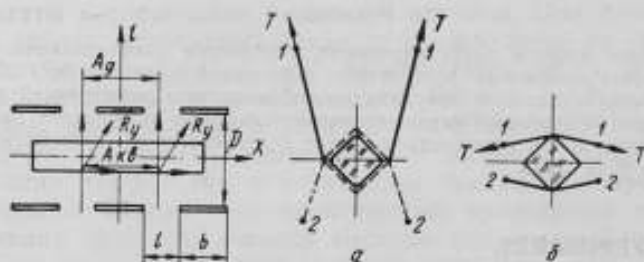


Рис. 1. Схема крепления бруска:

а) I вариант привязки — длинная нить (Беккер); б) II вариант привязки — короткая нить.

ной жесткости. Условие г может быть соблюдено в результате экспериментального определения зависимости частоты от параметров деталей конструкции.

К конструкции прецизионного резонатора предъявляются, в самом общем виде, следующие требования: материалы, применяемые для изготовления деталей, должны иметь при рабочей температуре низкое давление паров ( $10^{-4}$ — $10^{-6}$  мм рт. ст.); линейные и угловые размеры деталей и узлов должны быть постоянными; результаты воздействия высоких температур (до  $500^\circ\text{C}$ ) на размеры деталей должны подвергаться предварительной количественной и качественной оценке. Это особенно важно в случаях использования упругих элементов. Резонатор собирается по возможности без винтов и не должен иметь трудно очищаемых и откачиваемых мест, например, больших поверхностей плотного прилегания сопряженных деталей, закрытых отверстий и пр. Необходимо предусмотреть рациональное подразделение узлов и подузлов, соответствующее применению разнообразных технологических средств в процессе производства (газопламенная обработка, электрохимические процессы, обработка ТВЧ, ультразвуковая очистка и пр.). В колбе резонатора должно сохраняться постоянство остаточного давления в соответствии с данными о его влиянии на частоту и добротность резонатора. Детали и узлы должны быть взаимозаменяемыми, а вся конструкция должна обеспечивать воспроизводимость кварцевого резонатора по его параметрам.

**2. Расчет конструкции.** Приводимый ниже расчет имеет целью определение максимальной ожидаемой нестабильности частоты в зависимости от нестабильности элементов конструкции. Расчет выполнен для конструкции, представленной на схеме рис. 1.

а) *Диаметр электродов.* Зависимость относительного изменения

частоты от диаметра электродов ( $D$ ) изображается кривой, имеющей характер насыщения [1—2].

Дифференцировав зависимость частоты от диаметра

$$f = f(D), \quad (1)$$

получим выражение для нестабильности частоты из-за нестабильности диаметра

$$\frac{df}{f} = \frac{f'(D)}{f(D)} dD = K(D) dD. \quad (2)$$

Несколько значений  $K(D)$  приведены в табл. 1.

Таблица 1

Диаметр электродов $D$ , мм		30	40	60	Примечания
Допуск на размер	Выбран по стандарту	$A(+0,023)$	$A_2(+0,05)$	$A_4(+0,2)$	
	Вычислен	+0,02	+0,1	+0,37	
$K(D), \frac{1}{\text{мм}}$		$4,9 \cdot 10^{-5}$	$9,5 \cdot 10^{-6}$	$2,7 \cdot 10^{-6}$	
Нестабильность частоты, обусловленная:	Старением электродов	$4,4 \cdot 10^{-9}$	$1,1 \cdot 10^{-9}$	$4,8 \cdot 10^{-10}$	
	Старением нитей	$1 \cdot 10^{-8}$	$3 \cdot 10^{-9}$	$6 \cdot 10^{-10}$	
	Температурной нестабильностью электродов	$1,9 \cdot 10^{-10}$	$2,5 \cdot 10^{-10}$	$3,8 \cdot 10^{-10}$	Никель
		$2,9 \cdot 10^{-11}$	$3,8 \cdot 10^{-11}$	$5,9 \cdot 10^{-11}$	Инвар
	Температурной нестабильностью вибратора	$1,2 \cdot 10^{-10}$	$1,2 \cdot 10^{-10}$	$1,2 \cdot 10^{-10}$	1. Без $C$ посл. 2. Изм. температуры $0,01^\circ\text{C}$ за год
Максимальная ожидаемая нестабильность частоты за год		$1,4 \cdot 10^{-8}$	$4,5 \cdot 10^{-9}$	$1,6 \cdot 10^{-9}$	

Исследуя временное изменение диаметра  $dD$ , получим из (2) величину относительной нестабильности частоты. Для грубой оценки можно воспользоваться известными данными о нестабильности концевых плоскопараллельных мер длины, которая по ОСТ 85000—39 ограничивается величиной  $\pm 3 \cdot 10^{-6}$  за год, чему соответствуют значения  $\frac{df}{f}$ , приведенные в табл. 1 для электродов разных диаметров.

Чтобы разброс частоты от держателя к держателю не превышал  $1 \cdot 10^{-6}$  нужно, чтобы при  $D=30$  мм разброс значений его диаметра был не более 0,02 мм, т. е. допуск на внутренний диаметр по системе отверстия  $\phi 30-A(+0,023)$ .

б) *Старение нитей.* В работе [1—2] приведена эмпирическая зависимость частоты от эксцентриситета  $r$

$$\frac{\Delta f}{f} = -E(D)r^2. \quad (3)$$

Зависимость  $E(D)$  от диаметра электродов представлена в табл. 2 ( $r$  измерен в мм).

Таблица 2

$D, \text{ мм}$	30	40	50	60
$E(D), \frac{1}{\text{мм}^2}$	$10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-6}$	$6 \cdot 10^{-7}$	$3 \cdot 10^{-7}$

Нестабильность частоты  $\frac{df}{f}$ , вызванная нестабильностью эксцентриситета  $dr$ , равна:

$$\frac{df}{f} = -2E(D)rdr. \quad (4)$$

При сборке имеет место начальный эксцентриситет  $r_0$ , который зависит от точности технологической оснастки и личных качеств сборщика. Применяемая для монтажа кристалла цапга позволяет получить  $r_0 < 0,1$  мм. Необратимое удлинение нити со временем приводит к появлению дополнительного эксцентриситета  $dr$ .

Для подвязки бруска к держателю применяется капроновая нить диаметром 50 мк. Перед употреблением она проходит некоторый цикл старения. Состаренная нить продолжает изменять свою длину. В первый месяц после прохождения указанного цикла это изменение может достигать  $5 \cdot 10^{-3}$ . В дальнейшем оно замедляется и не превышает  $3 \cdot 10^{-4}$ .

При  $D=30$  мм, длине нити  $l=35$  мм и эксцентриситете, равном 0,1 мм, изменение частоты в первый месяц, согласно формуле (4), составит  $1,75 \cdot 10^{-7}$ . Такое изменение частоты не допускается требованиями к высокостабильным генераторам, и его исключают тренировкой резонатора, о чем будет сказано ниже.

Медленное изменение частоты определяем по уравнению (4), приняв старение нитей  $\approx 3 \cdot 10^{-4}$  (см. табл. 2). Полученная величина подтверждает необходимость конструирования резонаторов с большим  $D$  и с короткими нитями.

На частоту влияет также непостоянство положения кварца относительно электродов в осевом направлении [1—2]. Для резонатора, работающего в горизонтальном положении, нет усилий, вызывающих систематическое перемещение кварца в осевом направлении. Для вертикально работающего резонатора необходимо учесть осевое перемещение кварца. Зависимость частоты от осевого перемещения выражается уравнениями:

$$\frac{\Delta f}{f} = A(D)x^2 \quad (5)$$

и

$$\frac{df}{f} = 2A(D)x dx. \quad (6)$$

$A(D)$  представлена табл. 3.

Таблица 3

$D, \text{мм}$	30	40	50	60
$A(D), \frac{1}{\text{мм}^2}$	$4 \cdot 10^{-8}$	$1,5 \cdot 10^{-8}$	$6 \cdot 10^{-9}$	$3 \cdot 10^{-9}$

Величина  $A(D)$  на два порядка меньше  $E(D)$ , поэтому разработка конструкции для вертикальной установки представляет несомненный интерес. Чтобы получить малую стрелу прогиба, приходится создавать большие усилия для натяжения нити. Очевидно, что крепление должно выполняться короткой нитью. При малых начальных осевых смещениях ( $x \ll L$ ) осевое смещение кристалла в результате изменения длины нити (рис. 2) можно представить в виде:

$$\Delta x \approx \frac{L^2 \beta}{x}, \quad (7)$$

где  $\beta$  — относительное удлинение нити в результате старения;  
 $L$  — длина нити от точки ее закрепления до поверхности бруска  
 в мм.

Подставив выражение (7) в равенство (6), имеем:

$$\frac{df}{f} = 2A(D)L^2\beta. \quad (8)$$

Таким образом, у резонатора такой конструкции\* (см. рис. 1, б) с диаметром электродов  $D=30$  мм и  $\beta=3 \cdot 10^{-4}$  при  $L=10$  мм годовой уход частоты составит  $2,4 \cdot 10^{-9}$ , что на порядок меньше, чем для конструкции, представленной на рис. 1, а.

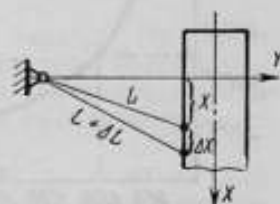


Рис. 2. К расчету осевого смещения кристалла.

3. Влияние нестабильности температуры. Зависимость частоты от температуры вблизи экстремальной точки у резонаторов описываемой конструкции выражается эмпирической формулой:

$$\frac{\Delta f}{f} = -3,5 \cdot 10^{-8} t^2, \quad (9)$$

где  $t$  — разность между температурой кварцевого резонатора  $t_1$  и температурой  $t_0$ , при которой ТКЧ резонатора равен нулю:

$$t = t_1 - t_0.$$

У большинства резонаторов  $t_0 = 37 \pm 0,5^\circ \text{C}$ .

При сличении частот с точностью до  $1 \cdot 10^{-9}$  установка температуры  $t_1$  возможна с точностью до  $\pm 0,17^\circ \text{C}$ , как видно из выражения:

$$t = \pm \sqrt{\frac{1}{3,5 \cdot 10^{-8}} \cdot 1 \cdot 10^{-9}} \approx \pm 0,17^\circ \text{C}.$$

Дифференцировав (9), получаем выражение нестабильности частоты:

$$\frac{df}{f} = -7 \cdot 10^{-8} t dt. \quad (10)$$

\* Была разработана в ХГИМИП.



Приняв годовую нестабильность температуры термостата  $dt = \pm 0,01^\circ \text{C}$ , получим годовой уход частоты:

$$\frac{df}{f} = \pm 1,2 \cdot 10^{-10}.$$

Нестабильность частоты в результате температурного изменения диаметра электродов  $D$  можно записать в виде:

$$\frac{df}{f} = K(D) D \alpha dt, \quad (11)$$

где  $\alpha$  — линейный коэффициент расширения материала электродов. Результаты расчетов приведены в табл. 1.

**4. Влияние последовательной емкости.** Включением емкости последовательно кварцевому резонатору иногда пользуются для подстройки частоты к номинальному значению (рис. 3). Вызванное включением этой емкости изменение частоты определяется формулой:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_q}{C}. \quad (12)$$

Или, подставив  $C_q = 0,001 \text{ пкф}$ , имеем  $\frac{\Delta f}{f} \cdot C = 5 \cdot 10^{-4}$ . Разброс при подгонке серийных прецизионных резонаторов по частоте находится в пределах  $0,01$ — $0,1 \text{ гц}$ . Требования к стабильности емкости определяются из уравнения (12):

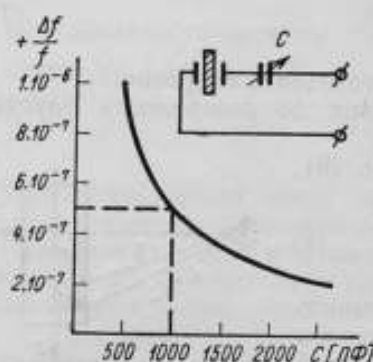


Рис. 3. К расчету влияния последовательной емкости.

$$\left| \frac{dC}{C} \right| = \frac{df}{\Delta f}. \quad (13)$$

При  $\frac{\Delta f}{f} = 1 \cdot 10^{-6}$  и  $\frac{df}{f} = 1 \cdot 10^{-11}$  имеем:  $\left| \frac{dC}{C} \right| = 1 \cdot 10^{-5}$ .

**5. Виброустойчивость.** Кварцевый элемент с закрепляющими его упругими деталями составляет механическую колебательную систему, имеющую несколько резонансных частот. Механические колебания приводят к изменению положения кристалла по отношению к электродам, к смещению нитей в местах крепления, в связи с чем возникают паразитные амплитудная и частотная модуляции генерируемых колебаний. Влияние возбуждающих частот и механические воздействия малой длительности наиболее сказываются в диапазоне  $100$ — $500 \text{ гц}$ .

Во избежание частотной модуляции, блоки генераторов и стойки следует конструировать так, чтобы собственные частоты элементов не лежали в указанном диапазоне. Особо отметим необходимость экранировки генераторной стойки от воздействия внешних электромагнитных полей по всем видам связи в диапазоне частот от долей герца до  $10 \text{ гц}$ . Экранировка и развязка должны обеспечивать ослабление не менее  $80 \text{ дб}$ . Предел вибропрочности (до обрыва нитей) конструкции (рис. 1<sup>а</sup>) характеризуется следующими данными: частота —  $7 \text{ гц}$ , амплитуда —  $15 \text{ мм}$ , максимальное ускорение —  $3 \text{ г}$ .

**6. Надежность.** Мелкосерийное производство прецизионных кварцевых резонаторов характеризуется следующими видами брака сырья и некачественностью операций: несоответствием размеров и допусков требованиям чертежей, дефектами ориентировки среза кварца, двойникованием, трещиноватостью, точечными механическими включениями,

„голубыми иглами“, дымчатыми областями, сколами на элементе, дефектами шлифовки и полировки.

Примерно такой же частотой повторения характеризуются виды дефектов: загрязненность металлических деталей (в том числе инородные включения в материал электродов), несоблюдение требований вакуумной гигиены при обработке и сборке держателей, монтаже кристалла и в заключительных операциях.

Хорошо организованный пооперационный и внутриоперационный контроль полностью исключает проникновение дефектных изделий в готовую продукцию. Несмотря на это, в рабочих условиях все же отмечаются выходы резонаторов из строя.

Производственный брак, обнаруженный в результате тщательной проверки готовых резонаторов, объясняется: чрезмерной напряженностью сборки, ослаблением питей, непостоянством переходных сопротивлений в местах сварки и натеканием газов в колбу. Такой брак может быть обнаружен на основании данных регулярных измерений частоты генераторов, непрерывно работающих на протяжении длительного периода. Из десяти работавших в течение года резонаторов вышли из строя только два. Наблюдавшиеся к концу срока скачки амплитуды и изменения частоты объясняются натеканием газов в колбу резонатора из-за недоброкачественного ее изготовления.

Количество экспериментальных данных явно недостаточно для достоверного расчета надежности, однако приближенно подсчитать надежность устройства можно.

Средняя интенсивность отказов:

$$\lambda = \frac{20}{8,6 \cdot 10^3} \approx 2 \cdot 10^{-3} \left[ \frac{\% \text{ отказов}}{ч} \right].$$

Среднее время между отказами:

$$m = \frac{100}{\lambda} = 5 \cdot 10^4 \left[ \frac{ч}{\text{отказ}} \right].$$

Из уравнения  $P_s = e^{-\frac{t}{m}}$  следует, что надежность генератора, построенного с применением серийного прецизионного кварцевого резонатора, за период работы, например,  $2 \cdot 10^4$  ч [2, 3 года] составляет 67% (без учета надежности элементов схемы генератора, питания и термостатирования). Практический интерес представляет система с надежностью более 90%. Необходимое число систем для обеспечения 95% надежности системы в целом определяется по графику рис. 4 [5]. Из графика видно, что при условии надежности одного устройства 67%, надежность всей конструкции в целом в 95% обеспечивается тремя системами. Так как в этом расчете надежность устройства неверно определяется надежностью только резонатора, должно быть увеличено соответствующее число дублирующих устройств.

## ТЕХНОЛОГИЯ

1. Организация производства и технологический процесс. Производственный цех прецизионных кварцевых резонаторов состоит из шести связанных технологических участков, объединенных по схеме, представ-

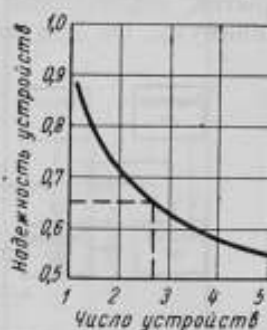


Рис. 4. График определения необходимого числа устройств для обеспечения 95% надежности системы

ленной на рис. 5. Разнородность продукции и технологических средств, необходимость соблюдения вакуумной гигиены делают очевидным требование о выделении каждого из шести участков в отдельные помещения. Цех следует располагать так, чтобы шумы и вибрации стен и перекрытий, создаваемые оборудованием смежных цехов, были сведены к минимуму. Он должен быть оснащен приточно-вытяжной вентиляцией



Рис. 5. Схема производства: участок № 1 — изготовление металлических деталей; участок № 2 — изготовление стеклянных деталей; участок № 3 — изготовление кварцевых элементов; участок № 4 — электровакуумная и химическая обработка; участок № 5 — сборка, подгонка, окончательные операции; участок № 6 — контроль, паспортизация и радиотехнологическая группа.

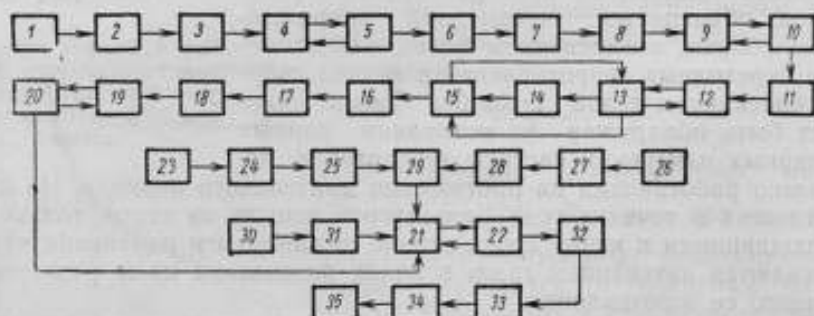


Рис. 6. Схема технологического процесса производства прецизионных кварцевых резонаторов:

1 — травление сырья; 2 — разметка блоков; 3 — шлифовка блоков; 4 — распиловка на пластины; 5 — рентген-гонометр; 6 — травление пластин; 7 — разметка пластин; 8 — наклеивание пластин; 9 — распиловка на бруски; 10 — рентген-гонометр; 11 — контроль; 12 — предварительная шлифовка; 13 — рентген-гонометр; 14 — контроль; 15 — окончательная шлифовка и полировка; 16 — контроль; 17 — предварительная подгонка по частоте; 18 — обработка мест крепления; 19 — химическая обработка; 20 — подгонка по наибольшей добротности; 21 — монтаж резонатора; 22 — окончательная подгонка; 23 — изготовление металлических деталей; 24 — контроль; 25 — термовакуум и химическая обработка; 26 — изготовление стеклянных деталей; 27 — контроль; 28 — термовакуум и химическая обработка; 29 — сборка держателя; 30 — обработка элементов крепления; 31 — контроль; 32 — стеклодувные операции; 33 — откатка и тренировка; 34 — контроль и паспортизация; 35 — склад готовой продукции.

с предварительным пылеотделением. Кроме того, в помещениях участков № 3 и 5 желательно иметь небольшое избыточное давление. В помещениях № 2—5 необходимы водопровод и канализация с распределителями для подсоединения системы охлаждения установок. Обязательно снабжение горячей водой участка № 4.

Гигиена помещений должна соответствовать требованиям, предъявляемым к помещениям электровакуумных производств, цех должен иметь бытовые помещения: гардероб, душевые и пр. Соблюдение личной гигиены сотрудников, чистота рабочих мест, инструмента и оборудования, «хирургическая» чистота деталей и условий сборки — основные требования технологии производства. На рис. 6 приводится развернутая схема технологического процесса из 35 переходов. Для выполнения некоторых операций необходимо разрабатывать специальное оборудование, например, частотоизмерительную аппаратуру, куметры, источники стабилизированного питания, вакуумные посты, термостабилизирующие приборы, устройства для паспортизации.

Все производство проектируется с учетом обязательного выполнения перспективных технологических исследований и работ по созданию новых типов резонаторов.

Раднотехнологическая группа высококвалифицированных специалистов должна разрабатывать новые технологические приемы и конструктивные образцы, а также необходимую аппаратуру и оборудование.



Рис. 7. Планировка цеха.

Число линий сборки и настройки резонаторов определяется из следующих соображений. Производительность одного квалифицированного сборщика, занятого на одной линии, составляет три-четыре резонатора в месяц. Разделение операций на сборке между сборщиком и его помощником может повысить отдачу с линии до пяти резонаторов в месяц. Однако это возможно только при слаженных действиях работающих.

В одной комнате рекомендуется размещать не более трех линий сборки. Минимальная площадь для трех линий 30 м<sup>2</sup>.

На рис. 7 дана примерная планировка цеха мелкосерийного производства прецизионных кварцевых резонаторов. Технологические связи участков соответствуют схеме рис. 6.

**2. Технологичность деталей.** В процессе изготовления кварцевого элемента часто имеют место случаи сколов острых кромок. Даже соблюдение предельной осторожности в обращении с кристаллом не меняет дела: острые кромки разрушаются при самом слабом прикосновении к полировальному кругу или мерительному инструменту. Во избежание этого, торцы следует защищать фасками, обработку которых для получения повторимых результатов необходимо выполнять в специальном приспособлении. Рациональная конструкция кварцевого элемента с торцевыми фасками показана на рис. 8, в.

Дело в том, что утрата частиц с ослабленных, «зазубренных», участков острой кромки в местах пучностей сильно изменяет резонансную частоту элемента. Мельчайшие впадины на такой кромке становятся местами загрязнений, которые выделяются и после изготовления резонатора, уменьшая эквивалентную массу колеб-



Рис. 8. Оформление элементов конструкции.

лющейся системы. Очевидно, в технологии должны быть предусмотрены операции по тщательной очистке кристалла и всей конструкции от слабо связанных частиц.

Следует принять особые меры по стабилизации массы кристалла, что подтверждается нижеследующим расчетом. Частота колебаний свободного резонатора определяется выражением:

$$\omega^2 = \frac{G}{M} - \frac{B^2}{4M^2}, \quad (14)$$

где  $M$  — эквивалентная масса колеблющейся системы;

$B$  — коэффициент трения;

$G$  — жесткость элемента.

Для высокочастотного резонатора коэффициент затухания  $b = \frac{B}{2M} \ll \omega_0$ .

Продифференцировав (14), получим:

$$\delta M = -2\delta\omega, \quad (15)$$

где

$$\delta M = \frac{dM}{M} \quad \text{и} \quad \delta\omega = \frac{d\omega}{\omega}.$$

Если масса кристалла будет поддерживаться так же тщательно, как и масса Государственного эталона массы (у эталона килограмма № 12 изменение массы равно  $28 \cdot 10^{-9}$  за 45 лет), то суточная нестабильность частоты составит  $0,85 \cdot 10^{-12}$ . В создании такого резонатора можно добиться успеха при условии правильного назначения геометрии и соблюдения чистоты в процессе обработки кристалла и остальных элементов конструкции. Примеры технологических решений узлов конструкции даны на рис. 8.

**Технологический процесс.** Ниже приводится описание нескольких технологических переходов типового технологического процесса. Технология обработки кварца не описывается, так как ей посвящены ранее опубликованные работы [3-4-8].

а) *Переход № 25* (см. рис. 6). Вакуумная обработка металлических деталей резонаторов (электродов, винтов, опорных пружин, лепестков и пр.) производится следующим образом. Детали предварительно очищаются щетками от механических и жировых загрязнений с промывкой в четыреххлористом углероде, а потом в спирте. Затем партия однотипных деталей нагружается на сетку стерилизатора и кипятится

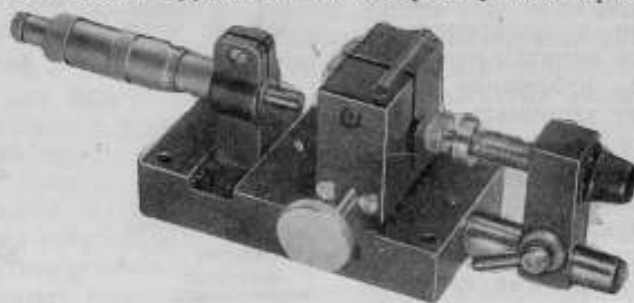


Рис. 9. Приспособление для нанесения рисок на кристалл.

в бидистиллате в течение 30—40 мин. После сушки в сушильном шкафу и контроля качества очистки небольшие партии деталей устанавливаются в стеклянный тубус со шлифом, который притирается на вакуумной смазке к ответному шлифу на гребенке вакуумной установки. При давлении в тубусе  $1 \cdot 10^{-6}$  мм рт. ст. детали дважды прогреваются токами высокой частоты до  $t=700-800^\circ\text{C}$ . В качестве генератора высокой



частоты удобно использовать 300-ваттную передвижную установку типа УДЛ. К выходу установки подключается настроенный LC-контур, смонтированный на изолирующей рукоятке. Прогревание производится на фиксированной частоте 1,7 Мгц. Эффективность обезгаживания определяется по показаниям вакуумметра ВИТ-1. Процесс можно считать оконченным, если повторные прогревания деталей уже не приводят к повышению давления в системе более, чем на  $\frac{1}{4}$  поряд-

ка. Обработанные детали впредь до монтажа хранятся в эвакуированном эксикаторе. Мелкие детали (винты, лепестки) после снятия заусенцев, механической очистки и промывки загружаются в ампулы партиями по 20 шт. На ампулу, припаянную к гребенке вакуумного поста, надевается контур ТВЧ. После обезгаживания детали впредь до монтажа хранятся в отпаянной ампуле.

б) *Переходы № 21—22* (см. рис. 6). Этими переходами объединяются операции по монтажу бруска и его подгонке по частоте к номиналу в заданной схеме. Хорошие результаты дает способ быстрой предварительной подгонки при температуре ТКЧ=0. Знание температуры в этом случае не является необходимым. Не учитывается и влияние температуры воздуха в рабочем помещении. Способ применим, если функция частоты от температуры имеет экстремум. Предварительно подготовленный брусок заключается в зажимное устройство приспособления (рис. 9) для нанесения рисок на ребра в узловых плоскостях. На микрометрической головке приспособления устанавливается нужный размер, наносимый от конца бруска с точностью до 0,01 мм\*. С помощью ручного лучкового приспособления наносятся риски на четырех ребрах без изменения положения микрометрической головки. Аналогичным образом наносятся риски во второй узловой плоскости. После промывки и повторной грубой подгонки по частоте брусок нагревается в суховоздушном шкафу до  $t=50-60^{\circ}\text{C}$  и быстро переносится на опоры лабораторного держателя под колпак вакуумного поста.

Когда брусок медленно остывает в вакууме (за счет теплоотдачи излучением), частота колебаний может быть измерена в 10—15 точках температурной кривой. Максимальное значение частоты в ряду измеренных соответствует температуре ТКЧ=0. Процесс измерения можно автоматизировать, собрав простую схему из фазового дискриминатора и самописца. Полируя торцы или углубляя риски в узловых плоскостях и повторяя процесс, можно подогнать частоту к номиналу с точностью до  $1-2 \cdot 10^{-7}$  без крепления в рабочем держателе. Окончательная подгонка производится в рабочем держателе.

Смонтированный резонатор устанавливается в вакуум-термостат, температура в котором поддерживается с точностью  $\pm 0,05^{\circ}\text{C}$  и может быть изменена в пределах от 0 до  $+50^{\circ}\text{C}$ . В результате снятия зависимости  $f=\varphi(t)$  точке ТКЧ=0 приписывается значение температуры.

Если отклонение частоты от номинала в точке ТКЧ=0 превышает установленный предел, операция по окончательной подгонке с доводкой бруска повторяется. В результате новой подгонки отклонение частоты от номинала может быть доведено до  $1 \cdot 10^{-8}-2,0 \cdot 10^{-7}$  в точке ТКЧ=0 для конкретной схемы.

в) *Переходы № 33—34*. Одна из наиболее важных операций — откачка и тренировка — выполняется на гребенке вакуумной установки. Цель откачки и тренировки — удаление посторонних частиц, приведение элементов конструкции в стабильное состояние, предельное снижение временного хода частоты. Операция состоит из многократно повторяющихся циклов „нагревание — охлаждение“ [3—4].

\* Физические узловые плоскости могут отстоять от определенных расчетов (в предположении строго синусоидального распределения амплитуд) на величину 0,2—0,3 мм [1—2].

В работе [1—2] рекомендуется производить откачку за один цикл с выдержкой (до 10 часов) при  $t=140\div 160^{\circ}\text{C}$ ; обычно для откачки и тренировки электровакуумных приборов выбирают температурный режим, обеспечивающий наибольшее газовыделение из всех примененных материалов (так называемый „совмещенный“ режим). Граничные

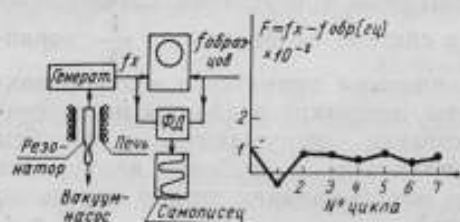


Рис. 10. К определению эффективности тренировки.

условия определяются теплостойкостью материалов и порогом начала вредно влияющих химических реакций. В рассматриваемой конструкции верхний температурный предел ограничен теплостойкостью капроновых нитей.

Удовлетворительные результаты дает режим медленного нагрева в течение 30 мин до  $100\div 120^{\circ}\text{C}$  и последующего охлаждения вместе с печью до  $+20\text{—}30^{\circ}\text{C}$ , при давлении на гребенке  $1 \cdot 10^{-6}\text{—}1 \cdot 10^{-7}$  мм рт. ст. В процессе тренировки резонатор включается в схему возбуждения. Механические колебания массы кристалла

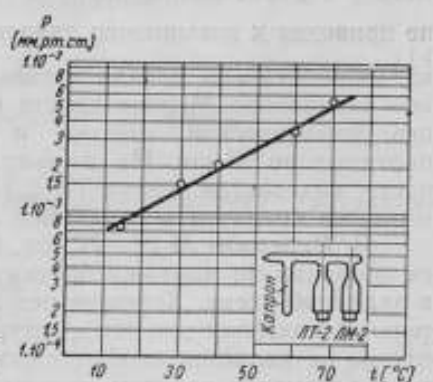


Рис. 11. Давление насыщенного пара капрона в зависимости от температуры.



Рис. 12. Корреляция между добротностью брусков и резонаторов в мелкосерийном производстве за год.

способствуют отделению от поверхностного слоя кварца слабо связанных и посторонних частиц и молекул, так как сообщаемые им ускорения могут достигать величины  $\approx 40 g$ .

Эффективность тренировки, определяемая изменением частоты от цикла к циклу, была исследована с помощью установки (рис. 10), состоящей из схемы генератора, осциллографа, фазового дискриминатора и самописца. Значение частоты определялось по записи на ленте при медленном остывании резонатора на гребенке вакуум-поста в момент  $\frac{df}{dt} = 0$ .

Зависимость изменения частоты от числа циклов приведена на рис. 10. После первых же циклов обнаружилось резкое изменение частоты на величину  $\pm 2 \cdot 10^{-7}$ . Это явление можно приписать ускоренному тренировкой процессу старения нитей и конструкции. Длительность

срока службы и долговременная стабильность частоты зависят от качества проведения заключительных операций и от постоянства давления в колбе резонатора.

Для проверки влияния капрона на остаточное давление была собрана система, приведенная на рис. 11. Через 1,5 года после начала работ давление в этой системе повысилось до  $1,2 \cdot 10^{-2}$  мм рт. ст. при  $18^\circ\text{C}$ , что подтвердило необходимость применения геттеров.

**3. Анализ качественных показателей.** Разработка методики анализа преследовала цель получить объективную качественную оценку деятельности цеха и отдельных исполнителей. После обработки данных производственных журналов двух участков — лабораторий цеха были построены соответствующие графики. На рис. 12 приведена корреляция между добротностью кварцевого элемента и отпаянного резонатора.

Добротность отпаянного резонатора, как правило, выше добротности элемента перед сборкой. В начальный период освоения добротность поднималась по мере совершенствования технологии и обучения работающим. В конце года отмечалось отклонение от замеченной закономерности, что объясняется организационно-техническими причинами.

Аналогичному анализу подверглась продукция каждого шлифовщика. График рис. 13 изображает корреляцию качественных показателей отдельных исполнителей. Качество продукции шлифовщика, как видим, прямо пропорционально производительности его труда. Как правило, у старательных исполнителей коэффициент повышения добротности от элемента к резонатору  $K_{\text{эл}} = 1,5$ . Только в отдельных случаях была невозможна реализация добротности, полученной при обработке кристалла, и в сборке добротность снижалась из-за отступлений от принятой технологии обработки.

Изложенная методика может применяться при анализе производства прецизионных кварцевых резонаторов.



Рис. 13. Корреляция между производительностью исполнителя, средней добротностью брусков и средней добротностью резонаторов за 1960 год.

#### Литература

- 1—2. Becker G. Konstruktion und Eigenschaften von Schwingquarzen hoher Güte. Archiv der elektrischen Übertragung, Januar, 1958.
- 3—4. Кэди У. Пьезоэлектричество и его практическое применение. М., ИЛ, 1949.
5. Тюльпанов А. А. Технология производства кварцевых пластин. М.—Л., Госэнергоиздат, 1955.
6. Смагин А. Г. ДАН СССР, 1957, 112, 3.
7. Смагин А. Г. Труды ВНИИФТРИ (измерение частоты), № 2, М., Стандартгиз, 1958.
8. Смагин А. Г. Кристаллография, 1959, 4, 6.
9. Грошковский Я. Генерирование высокочастотных колебаний и стабилизация частоты, М., ИЛ, 1953.
10. Яккель Р. Получение и измерение вакуума. М., ИЛ, 1952.

Статья поступила в сентябре 1962 г.

### ТЕМПЕРАТУРНО-ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАРЦЕВЫХ БРУСКОВ

Рассмотрены вопросы, связанные с расчетом температурно-частотных характеристик кварцевых резонаторов и с перемещением экстремума функции  $f=f(T)$  по температурной шкале и предлагаются четыре новых вида среза кварцевых брусков с нулевым температурным коэффициентом частоты.

Температурно-частотные характеристики принадлежат к числу основных, определяющих свойства прецизионных кварцевых резонаторов. Поэтому значительный интерес представляет объяснение накопленного к настоящему времени экспериментального материала по температурно-частотным зависимостям и отыскание новых срезов с нулевым температурным коэффициентом частоты в заданном интервале температур.

Собственная частота кварцевых брусков определяется формулой вида:

$$f = \frac{k}{2l \sqrt{\rho s_{jk}^E}}, \quad (1)$$

где  $k$  — номер гармоники;

$l$  — длина бруска;

$\rho$  — плотность кварца;

$s_{jk}^E$  — постоянная гибкости в произвольном направлении.

Рассмотрим частотно-температурную зависимость кварцевых брусков Y'-среза, колеблющихся в режиме растяжения — сжатия на второй гармонике.

Известно, что постоянная гибкости  $s_{11}^E$  для тригональной системы связана с независимыми постоянными гибкости  $s_{jk}^E$  и направляющими косинусами  $l$ ,  $m$  и  $n$  следующим образом:

$$s_{11}^E = s_{11}^E (l^2 + m^2)^2 + (2s_{13} + s_{44}^E) (l^2 + m^2) n^2 + s_{33} n^4 + 2s_{14}^E mn (3l^2 - m^2), \quad (2)$$

$$l = \cos(x', x), \quad m = \cos(x', y), \quad n = \cos(x', z).$$

Учитывая, что  $l^2 + m^2 + n^2 = 1$ , имеем:

$$s_{11}^E = s_{11}^E (1 - n^2)^2 + (2s_{13} + s_{44}^E) (1 - n^2) n^2 + s_{33} n^4 + 2s_{14}^E mn (3 - 3n^2 - 4m^2),$$

$$n = -\sin \theta \cos \psi, \quad m = \sin \psi \cos \theta \cos \psi + \cos \psi \sin \psi, \quad (2')$$

при этом  $\varphi$ ,  $\theta$  и  $\psi$  — углы ориентации относительно основных кристаллографических осей.

Дифференцируя формулу (1) по температуре и разделив на  $f$ , получим:

$$\text{ТКЧ} = \frac{1}{l} \frac{df}{dT} = - \left( \frac{1}{l} \frac{dl}{dT} + \frac{1}{2\gamma} \frac{d\gamma}{dT} + \frac{1}{2s_{11}^E} \cdot \frac{ds_{11}^E}{dT} \right),$$

$$\Delta f = - \left( \Lambda_l + \frac{1}{2} \Lambda_\gamma + \frac{1}{2} \Lambda s_{11}^E \right).$$
(3)

Используя соотношение  $l = l' = \sqrt{l_x^2 + l_y^2 + l_z^2}$  и учитывая, что коэффициенты линейного расширения равны

$$\alpha_x = \alpha_y = \frac{1}{l_x} \cdot \frac{dl'_x}{dT} \quad \text{и} \quad \alpha_z = \frac{1}{l_z} \cdot \frac{dl'_z}{dT},$$

получаем

$$\Lambda_l = \alpha_x - (\alpha_x - \alpha_z) n^2, \quad (4)$$

$$\Lambda_\gamma = -(2\alpha_x + \alpha_z). \quad (5)$$

Так как

$$\Lambda_{s_{jk}^E} = \frac{1}{s_{jk}^E} \cdot \frac{ds_{jk}^E}{dT},$$

то

$$\frac{ds_{jk}^E}{dT} = s_{jk}^E \Lambda_{s_{jk}^E}.$$

Тогда

$$\Lambda_{s_{11}^E} = \frac{\delta_{11}^E \Lambda_{s_{11}^E} (1-n^2)^2 + (2s_{12} \Lambda_{s_{12}} + s_{44}^E \Lambda_{s_{44}^E}) (1-n^2) n^2 + s_{33} \Lambda_{s_{33}} n^4 + 2s_{14}^E \Lambda_{s_{14}^E} mn (3-3n^2-4m^2)}{s_{11}^E (1-n^2)^2 + (s_{12} + s_{44}^E) (1-n^2) n^2 + s_{33} n^4 + 2s_{14}^E mn (3-3n^2-4m^2)}$$
(6)

Согласно Мэзону, коэффициенты линейного расширения, постоянные гибкости и их температурные коэффициенты для кварца соответственно равны\*:

$$\alpha_x = \alpha_y = 14,3 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$$

$$\alpha_z = 7,8 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$$

$$s_{11}^E = 127,9 \cdot 10^{-14} \text{ см}^2 \text{ дин}^{-1} = 127,9 \cdot 10^{-13} \text{ м}^2 \text{ н}^{-1}$$

$$s_{12} = -11,0 \cdot 10^{-14} \text{ см}^2 \text{ дин}^{-1} = -11,0 \cdot 10^{-13} \text{ м}^2 \text{ н}^{-1}$$

$$s_{44}^E = 197,8 \cdot 10^{-14} \text{ см}^2 \text{ дин}^{-1} = 197,8 \cdot 10^{-13} \text{ м}^2 \text{ н}^{-1}$$

$$s_{33} = 95,8 \cdot 10^{-14} \text{ см}^2 \text{ дин}^{-1} = 95,8 \cdot 10^{-13} \text{ м}^2 \text{ н}^{-1}$$

$$s_{14}^E = -44,6 \cdot 10^{-14} \text{ см}^2 \text{ дин}^{-1} = -44,6 \cdot 10^{-13} \text{ м}^2 \text{ н}^{-1}$$

$$\Lambda_{s_{11}^E} = 11,8 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$$

$$\Lambda_{s_{12}} = -294,8 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$$

$$\Lambda_{s_{44}^E} = 195,4 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$$

\* Мэзон У. Пьезоэлектрические кристаллы и их применение в ультразвуке. М., ИЛ, 1952.



$$\Lambda_{S_{33}} = 182 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$$

$$\Lambda_{S_{14}}^E = 120 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$$

Подставим эти численные значения в выражения (4), (5), (6) и (3).

Тогда:

$$\Lambda_f = \left[ 3,9 + 6,5n^2 - \frac{754,6(1-n^2)^2 + 22567,9(1-n^2)n^2 + 8699,6n^4 - 5352nm(3-3n^2-4m^2)}{127,9(1-n^2)^2 + 175,8(1-n^2)n^2 + 95,6n^4 - 89,2nm(3-3n^2-4m^2)} \right] \times 10^{-6} \text{ град}^{-1}. \quad (7)$$

Приравняв  $\Lambda_f$  к нулю в формуле (7), получим уравнение для определения двух неизвестных  $n=n(\Theta, \Psi)$  и  $m=m(\varphi, \Theta, \Psi)$ . Если рассмотреть возможность компенсации суммы двух первых членов в формуле (7) третьим членом, то окажется, что  $n = -\sin \Theta \cos \Psi$  должно быть мало (за счет угла  $\Psi$ ).

Задав  $n$  и порядок, с точностью до которого должно выполняться условие  $\Lambda_f=0$ , вначале найдем  $m$  из формулы (7), а затем  $\varphi, \Theta, \Psi$  из выражения (2'').

Теоретически можно получить бесконечное количество решений, задавая  $n$  с достаточно малыми интервалами. Однако изготовление кварцевых элементов со срезами, погрешность в ориентации которых составляет несколько секунд, представляет значительные трудности. Кроме того, с повышением порядка, с точностью до которого должно выполняться условие  $\Lambda_f=0$ , все большую важность приобретает вопрос о влиянии погрешности измерения исходных данных формулы (7) и пренебрежения поперечными размерами бруска на соответствие вычисленных значений  $\Theta$  и  $\Psi$  экспериментальным.

В таблице представлены некоторые срезы, полученные описанным путем для случая  $\varphi=0$ .

$\varphi = 0$				
$-n$	$m$	$\Theta$	$\Psi$	$\Lambda_f \cdot 10^6 \text{ град}^{-1}$
0,0750	0,9968945	72°15'00"	85°29'00"	0,44
0,0800	0,994151	47°47'60"	83°48'00"	3,84
0,0900	0,9901259	39°56'40"	81°56'30"	-1,378
0,1000	0,9876276	39°37'10"	80°58'40"	-1,32

Рассмотрим перемещение экстремума частотно-температурной зависимости резонатора по температурной шкале при изменении угла среза  $-5^\circ \leq \varphi \leq +5^\circ$ . В формуле (7) температурная зависимость отсутствует, так как исходные данные вычислены как средние значения в области температур от  $0^\circ$  до нескольких десятков  $^\circ\text{C}$ . Ввиду того, что коэффициенты линейного расширения, постоянные гибкости и их производные как слабо изменяющиеся с температурой функции могут быть в первом приближении аппроксимированы линейными функциями (рис. 1, 2, 3), то в том же приближении

$$\Lambda_f = A(n) + B(n)T - \frac{C(n, m) + D(n, m)T}{E(n, m) + F(n, m)T}, \quad (8)$$

где  $A(n), B(n), C(n, m), D(n, m), E(n, m), F(n, m)$  — коэффициенты, зависящие от  $n$  и, соответственно, от  $n$  и  $m$ .

Покажем теперь, что  $E \gg FT$ . В нашем случае

$$E + FT = s_{11}^E(T) = s_{11}^E(0) + \kappa T, \quad (9)$$

где коэффициент  $\kappa$  равен

$$\kappa = s_{11}^E(0) \Lambda_{s_{11}^E} K_1 + (2s_{13}^E(0) \Lambda_{s_{13}^E} + s_{14}^E(0) \Lambda_{s_{14}^E}) K_2 + s_{33}^E(0) \Lambda_{s_{33}^E} K_3 + 2s_{14}^E(0) \Lambda_{s_{14}^E} K_4, \quad (10)$$

$$s_{jk}^E = s_{jk}^E(0) (1 + \Lambda_{s_{jk}^E} T). \quad (11)$$

$$s_{11}^E = 10^{-13} (127K_1 + 175,8K_2 + 95,6K_3 - 89,2K_4) \text{ м}^2/\text{Н}, \quad (12)$$

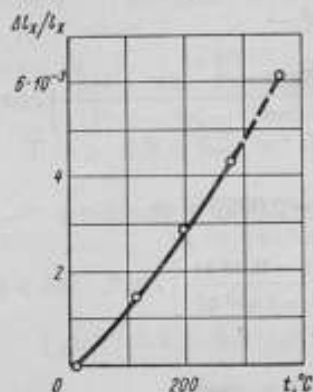


Рис. 1. Относительное удлинение кварца вдоль кристаллографической оси  $x$  в зависимости от температуры.

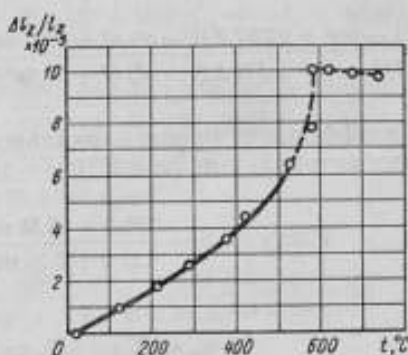


Рис. 2. Относительное удлинение кварца вдоль кристаллографической оси  $z$  в зависимости от температуры.

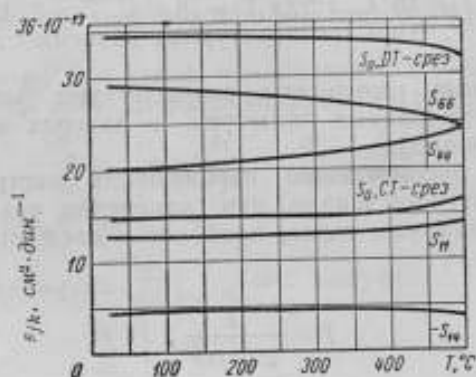


Рис. 3. Константы гибкости в зависимости от температуры.

где коэффициенты  $K_i$  ( $i=1, 2, 3, 4$ ) соответственно равны:

$$\begin{aligned} K_1 &= (1 - n^2)^2 \\ K_2 &= n(1 - n^2) \\ K_3 &= n^4 \\ K_4 &= mn(3 - 3n^2 - 4m^2). \end{aligned} \quad (13)$$

В случае  $\psi=0^\circ$ ;  $\Theta=0^\circ$  10, в формуле (12) получаем  $127,9 K_1 + 175,8 K_2 + 95,6 K_3 - 89,2 K_4$ .

Зная, что  $K_i \sim 1$  имеем:

$$s_{11}^E \sim 1,3 \cdot 10^{-12} \text{ см}^2/\text{дин}^{-1}, \quad \kappa \approx 7,5 \cdot 10^{-10} \text{ град}^{-1}.$$

Таким образом,  $\kappa T \ll s_{11}^E(0)$  при  $T \sim 10-100^\circ \text{C}$ . Следовательно,  $\Lambda_f$  может быть представлена в виде

$$\Lambda_f = a + bT, \quad (14)$$

где  $a, b$  — коэффициенты, зависящие от  $n$  и  $m$ .

При  $\Lambda_f = 0$ ,

$$T \approx \gamma \left[ 3,9 + 6,5n^2 - \frac{754,6(1-n^2)^2 + 22567,9(1-n^2)n^2 + 8699,6n^4 - 5352nm(3-3n^2-4m^2)}{127,9(1-n^2)^2 + 175,8(1-n^2)n^2 + 95,6n^4 - 89,2nm(3-3n^2-4m^2)} \right] \text{град}, \quad (15)$$

где  $\gamma$  — коэффициент пропорциональности.

В рассматриваемом случае  $n = -\sin \Theta = 0,0029$  и  $m \approx \sin \varphi$

$$T \approx \gamma \left[ 3,9 - \frac{756,5 + 15,58 \sin \varphi (3 - 4 \sin^2 \varphi)}{127,9 + 0,26 \sin \varphi (3 - 4 \sin^2 \varphi)} \right] \text{град}. \quad (15')$$

При

$$\varphi_0 = 0^\circ \quad T_0 \approx -2,01\gamma \text{ град}$$

$$\varphi_1 = +5^\circ \quad T_1 \approx -2,04\gamma \text{ град}$$

$$\varphi_2 = -5^\circ \quad T_2 \approx -1,98\gamma \text{ град}$$

Пусть, например,  $T_0 = 38^\circ \text{C}$ , тогда  $T_1 = 38,4^\circ \text{C}$ ,  $T_2 = 37,6^\circ \text{C}$ .

В случае  $\psi=0^\circ$ ,  $\Theta=0^\circ$  температурная зависимость от угла  $\varphi$  не имеет места.

Вышеизложенные результаты соответствуют экспериментальным данным (при фиксированных геометрии и зазорах между кварцевым бруском и электродами).

Перейдем к рассмотрению перемещения экстремума функции  $\hat{f} = f(T)$  по температурной шкале при изменении угла  $\psi$ . Вычисления, аналогичные проделанным выше, приводят к следующему выражению для ТКЧ среза  $X_{\text{ср}}$ ,  $\psi$ :

$$f = \frac{k}{2l\sqrt{\rho_{22}^E}}, \quad (16)$$

так как

$$\Lambda_f = - \left( \Lambda_l + \frac{1}{2} \Lambda_p + \frac{1}{2} \Lambda_{s_{22}^E} \right). \quad (17)$$

В формуле (17)

$$\Lambda_l = \alpha_x - (\alpha_x - \alpha_z) n^2, \quad (18)$$

где  $n = \cos(y', z) = \sin \Theta \sin \psi$ ;

$$\Lambda_p = -(2\alpha_x + \alpha_z); \quad (19)$$

$$\Lambda_{s_{22}^E} = \frac{s_{11}^E \Lambda_{s_{11}^E} \cos^4 A_2 + 2s_{14}^E \Lambda_{s_{14}^E} \cos^3 A_2 \sin A_2 + s_{20} \Lambda_{s_{20}} \sin^4 A_2 +}{s_{11}^E \cos^4 A_2 + 2s_{14}^E \cos^3 A_2 \sin A_2 + s_{20} \sin^4 A_2 +} \\ + \frac{(2s_{13} \Lambda_{s_{13}} + s_{44}^E \Lambda_{s_{44}^E}) \sin^2 A_2 \cos^2 A_2}{(2s_{13} + s_{44}^E) \sin^2 A_2 \cos^2 A_2} \quad (20)$$

При этом  $A_2 = \psi - 90^\circ$ .

Покажем, что зависимость вида  $\Lambda_j = a + bT$ , рассмотренная выше, справедлива и для данного случая.

Действительно,  $s_{22}^E = s_{22}^E(0) + \kappa T$ .

Если  $A_2 = 0^\circ \div 10^\circ$ , то  $\sin A_2 \approx 0 \div 0,2$ ,  $\cos A_2 = 1,00 \div 0,98$ , и знаменатель в формуле (20), равный  $s_{22}^E$ , будет определяться членом  $s_{11}^E \cdot \cos^4 A_2 \approx s_{11}^E \approx 10^{-11} \text{ м}^2 \cdot \text{н}^{-1}$ .

Поскольку  $\kappa \approx 1,5 \cdot 10^{-17} \text{ град}^{-1}$ ,  $T = 10^\circ \div 100^\circ \text{ C}$ , то  $\kappa T \ll s_{22}^E(0)$ . Следовательно, при  $\psi > 90^\circ$

$$T \approx \chi \left( 3,9 + 6,5 \cos^2 A_2 - \frac{754,6 \cos^4 A_2 - 5352 \cos^3 A_2 \sin A_2 +}{127,9 \cos^4 A_2 - 89,2 \cos^3 A_2 \sin A_2 +} \right. \\ \left. + \frac{8699,6 \sin^4 A_2 + 22567,9 \sin^2 A_2 \cos^2 A_2}{+ 95,6 \sin^4 A_2 + 175,8 \sin^2 A_2 \cos^2 A_2} \right) \quad (21)$$

а при  $\psi < 90^\circ$

$$T \approx \chi \left( 3,9 + 6,5 \sin^2 \psi - \frac{754,6 \sin^4 \psi + 5352 \sin^3 \psi \cos \psi +}{127,9 \sin^4 \psi + 89,2 \sin^3 \psi \cos \psi +} \right. \\ \left. + \frac{8699,6 \cos^4 \psi + 22567,9 \cos^2 \psi \sin^2 \psi}{+ 95,6 \cos^4 \psi + 175,8 \cos^2 \psi \sin^2 \psi} \right) \quad (22)$$

Экспериментально установлено, что температурно-частотная зависимость имеет экстремум при  $\psi_0 \sim 95^\circ$ . При углах  $\psi$ , меньших и больших  $\psi_0 \sim 95^\circ$ , температура нулевого температурного коэффициента частоты смещается в сторону температур, меньших температуры, соответствующей экстремуму.

Вычислим угол  $\psi_0$ . Так как  $\psi_0$  предполагается большим  $90^\circ$ , то воспользуемся формулой (21). Дифференцируя (21) по  $A_2$ , получим:

$$\frac{dt}{dA_2} = \frac{\partial t}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dA_2} + \frac{\partial t}{\partial y} \cdot \frac{dy}{dA_2} \quad (23)$$

где  $t = \frac{T}{\chi} - 3,9$ ,  $x = \cos A_2$ ,  $y = \sin A_2$ .

Из условия экстремума  $\frac{dt}{dA_2} \Big|_{A_2=A_{20}} = 0$  получим:

$$\frac{\partial t}{\partial x} \Big|_{A_2=A_{20}} = - \frac{x}{y} \Big|_{A_2=A_{20}} \quad (24)$$

Произведя дифференцирование и учитывая, что  $x^2 + y^2 = 1$ , будем иметь на основании (24)

$$\frac{1}{xy} = \frac{2a(ex^4 - fx^2y + gx^2y^2 + hy^4)^2}{x^6(ce - bf) + 2x^5y(bg - ed) + x^4y^2(d \cdot f - c \cdot g) + 4x^3y^3(bh - eH) + 3x^2y^4(H - ch) + 2xy^5(dh - gH)} \quad (25)$$

Здесь:

$$\begin{aligned}
 a &= 6,5 & e &= 127,9 \\
 b &= 754,6 & f &= 89,2 \\
 c &= 5352 & g &= 1758 \\
 d &= 22567,9 & h &= 95,6 \\
 H &= 8699,6
 \end{aligned}
 \tag{26}$$

$$\left.
 \begin{aligned}
 ce - bf &= 617210 = \lambda_0 \\
 2(bd - ed) &= -5507530 = \lambda_1 \\
 df - cg &= 1072170 = \lambda_2 \\
 4(bh - eH) &= -4162150 = \lambda_3 \\
 3(fH - ch) &= 793060 = \lambda_4 \\
 2(dh - gH) &= 1256195 = \lambda_5.
 \end{aligned}
 \right\}
 \tag{27}$$

Введем переменную  $z = \frac{y}{x} = \operatorname{tg} A_2$ .

Тогда, зная, что  $x = \frac{1}{\sqrt{1+z^2}}$ , приведем уравнение (25) к следующему виду:

$$\frac{1}{z} = \frac{2a(e - zf + z^2g + z^4h)^2}{(1+z^2)^4 \cdot \sum_{n=0}^5 \lambda_n \cdot z^n}
 \tag{28}$$

Отсюда получим:

$$\sum_{n=0}^{13} a_n z^n = 0,
 \tag{29}$$

где коэффициенты равны:

$$\left.
 \begin{aligned}
 a_0 &= \lambda_0 = 617210 \\
 a_1 &= \lambda_1 - 2a\mu_0 = -5720190 \\
 a_2 &= \lambda_2 + 4\lambda_0 - 2a\mu_1 = 3837640 \\
 a_3 &= \lambda_3 + 4\lambda_1 - 2a\mu_2 = -26880310 \\
 a_4 &= \lambda_4 + 4\lambda_2 + 6\lambda_0 - 2a\mu_3 = 9192720 \\
 a_5 &= \lambda_5 + 4\lambda_3 + 6\lambda_1 - 2a\mu_4 = -49157260 \\
 a_6 &= 4\lambda_4 + 6\lambda_2 + 4\lambda_0 - 2a\mu_5 = 12295820 \\
 a_7 &= 4\lambda_5 + 6\lambda_3 + 4\lambda_1 - 2a\mu_6 = -41541250 \\
 a_8 &= 6\lambda_4 + 4\lambda_2 + \lambda_0 = 9664250 \\
 a_9 &= 6\lambda_5 + 4\lambda_3 + \lambda_1 - 2a\mu_7 = -14737730 \\
 a_{10} &= 4\lambda_4 + \lambda_2 = 4244410 \\
 a_{11} &= 4\lambda_5 + \lambda_3 = 862600 \\
 a_{12} &= \lambda_4 = 793060 \\
 a_{13} &= \lambda_5 = 1256195
 \end{aligned}
 \right\}
 \tag{30}$$



$$\left. \begin{aligned}
 \mu_0 &= e^2 \\
 \mu_1 &= -2ef \\
 \mu_2 &= f^2 + 2eg \\
 \mu_3 &= -2fg \\
 \mu_4 &= g^2 + eh \\
 \mu_5 &= -2fh \\
 \mu_6 &= 2gh \\
 \mu_7 &= h^2
 \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

Ввиду того, что решение уравнения (29) должно быть произведено с точностью до четвертого знака, в нем следует пренебречь членами выше шестого порядка [см. (29) — (31)].

После простых преобразований получим:

$$\begin{aligned}
 519,67 - 4652,14z + 3121,09z^2 - 21861,33z^3 + \\
 + 7476,30z^4 - 39978,84z^5 + 10000z^6 = 0.
 \end{aligned} \quad (32)$$

Решением этого уравнения в области  $\psi_0 \sim 95^\circ$  является  $z_1 = 0,1135$ , что соответствует углу  $A_{20} = 6^\circ 28'$ , т. е. углу  $\psi_0 = 96^\circ 28' \pm 1'$ .

Вычисляя  $T$  по формуле (21), получаем

$$T_0 = T(\psi_0 = 96^\circ 28') \approx 6,7\chi. \quad (33)$$

Зная  $T_0$ , найдем  $\chi$  по формуле (33), а затем  $T$  из формул (21), (22) для любого угла в пределах  $\psi_0 = 96^\circ 28'$ .

Например

$$T(\psi = 101^\circ) \approx 5,2\chi = 0,776T_0$$

$$T(\psi = 90^\circ) \approx 4,5\chi = 1,155T_0$$

$$T(\psi = 89^\circ) \approx 3,6\chi = 1,444T_0.$$

Проведенные исследования согласуются с экспериментальными данными и, как мы надеемся, могут служить основанием для развития работ в этой области.

*Статья поступила в мае 1962 г.*

### КВАРЦЕВЫЕ БРУСКИ $X_{90^\circ, \psi}$ -СРЕЗА ДЛЯ ПОДЗЕМНЫХ КВАРЦЕВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Посвящена некоторым вопросам создания прецизионных кварцевых резонаторов, предназначенных для генераторов, термостатируемых при температуре скважин. Доказана возможность изготовления кварцевых брусков с нулевым температурным коэффициентом частоты в диапазоне температуры 0—70°C и добротностью порядка  $1,5-4 \cdot 10^6$ .

Известно, что в термостатах наземного типа температура поддерживается с точностью, не превышающей  $\pm 0,002^\circ \text{C}$  [1]. В то же время есть данные, что в подземных скважинах на глубине около 25 м температура поддерживается с точностью, не превышающей  $\pm 0,0001^\circ \text{C}$ . Таким образом, возможность термостатирования кварцевых резонаторов при температурах подземных скважин с указанной степенью точности представляет значительный интерес для эталонов частоты, так как она позволяет резко уменьшить влияние такого серьезного дестабилизирующего фактора, как температура. При указанных значениях точности поддержания температуры в подземных скважинах и при условии создания кварцевых резонаторов с температурным коэффициентом частоты  $10^{-8}$ — $10^{-9} \text{ град}^{-1}$  относительные изменения частоты, обусловленные температурой, составят  $10^{-12}$ — $10^{-13}$ .

В различных районах Советского Союза температура подземных скважин на глубине 25—30 м колеблется в пределах 4—18°C.

Проведенный нами теоретический анализ показал, что экстремум температурно-частотной зависимости брусков Y-среза не может перемещаться по температурной шкале (при угле среза  $\psi=0$ , фиксированной геометрии и зазорах между кварцевым бруском и электродами), в то время как указанная закономерность имеет место для брусков  $X_{90^\circ, \psi}$ -среза. Поэтому в дальнейшем объектом нашего исследования служили кварцевые бруски  $X_{90^\circ, \psi}$ -среза [2] (рис. 1).

В результате проведенных на второй гармонике исследований различных схем расположения возбуждающих кварц электродов мы остановились на схеме, представленной на рис. 2.

В связи с отысканием нулевого температурного коэффициента частоты кварцевых брусков  $X_{90^\circ, \psi}$ -среза необходимо было найти связь между частотным коэффициентом и углом  $\psi$ . Для кварцевых брусков  $X_{90^\circ, \psi}$ -среза, колеблющихся на второй гармонике, частотный коэффициент

$$N(\psi) = f/l = \frac{K}{2V \sqrt{\rho^2 \epsilon}},$$

где  $K$  — номер гармоники;  
 $\rho$  — плотность кварца;

$s_{22}^E$  — константа гибкости;  
 $l$  — длина бруска.

$$s_{22}^E = s_{11}^E \sin^4 \psi - 2s_{14}^E \sin^3 \psi \cos \psi + s_{33}^E \cos^4 \psi + 2(s_{13}^E + s_{44}^E) \cos^2 \psi \sin^2 \psi.$$

$$0 < \psi < 180^\circ.$$

Результаты расчетов представлены на рис. 3 и в табл. 1.

Кварцевые бруски с углами среза  $\psi = 71^\circ 33'$  и  $\psi = 131^\circ 44'$ , для которых  $s_{22}^E$  имеет экстремальное значение, исследованы еще Штраубелем.

Таблица 1

$\psi^\circ$	$N \cdot 10^{-5}$ эд. см	$\psi^\circ$	$N \cdot 10^{-5}$ эд. см
0	6,28	100	5,84
10	6,28	110	6,34
20	6,21	120	6,79
30	6,01	130	6,99
40	5,73	140	6,92
50	5,41	150	6,66
60	5,19	160	6,44
70	5,11	170	6,31
80	5,19	180	6,28
90	5,43		

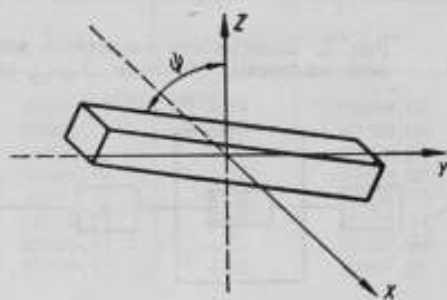


Рис. 1. Кварцевый брусок  $X_{90^\circ, \psi}$ -среза

Эти ориентации бруска используют в тех случаях, когда его поперечные размеры сравнимы с продольными, причем ориентация с углом  $\psi = 71^\circ 33'$  предпочтительна, так как модуль ее упругости меньше, поэтому бруски получаются короче, а пьезоэлектрическая константа значительно больше, так что для возбуждения колебаний требуется очень малая обратная связь.

Температурно-частотная зависимость кварцевых брусков  $X_{90^\circ, \psi}$ -среза исследовалась с помощью установки, блок-схема которой приводится на рис. 4. По фигурам Лиссажу на осциллографе проводились с малой погрешностью измерения разностной частоты.

Холодильник дает возможность получить наименьшую температуру кварцевых брусков, равную минус  $5^\circ \text{C}$ . С помощью описываемой установки ее можно изменять в резонаторах от минус  $5^\circ \text{C}$  до плюс  $100^\circ \text{C}$ . Резонатор, помещенный в термостат, возбуждается в генераторе, частота с которого подается на электронный частотомер. В работе применялся частотомер типа ЧЭ-1.

Исследования температурно-частотной зависимости кварцевых брусков и их добротности, а также изучение связи между параметрами бруска и держателя производились на специальном лабораторном держателе, который изображен на рис. 5. В этом держателе электроды могут перемещаться как вдоль бруска, так и поперек, что позволяет соответственно изменять зазор между смежными электродами, а также варьировать расстояние между ними и бруском. Перемещение электродов вдоль бруска осуществляется движением направляющих пластинок в пазах боковых плат держателя, тогда как изменение расстояния между бруском и электродами осуществляется непосредственным смещением электродов в направляющих пластинках. Все положения электродов

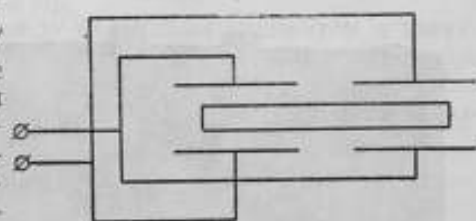


Рис. 2. Схема возбуждения колебаний кварцевого бруска  $X_{90^\circ, \psi}$ -среза

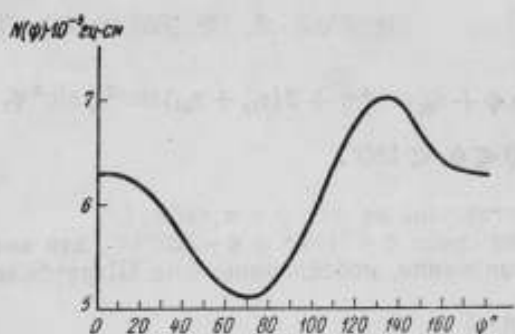


Рис. 3. Зависимость частотного коэффициента кварцевых брусков  $X_{90^\circ, \psi}$ -среза от угла среза.

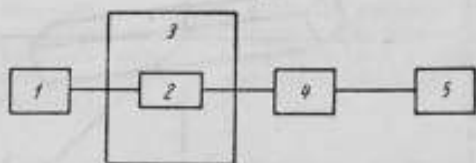


Рис. 4. Блок-схема установки для температурно-частотных исследований:

1 — схема терморегулирования; 2 — кварцевый резонатор с термостатом; 3 — холодильник; 4 — схема генератора; 5 — электронный частотомер или осциллограф.

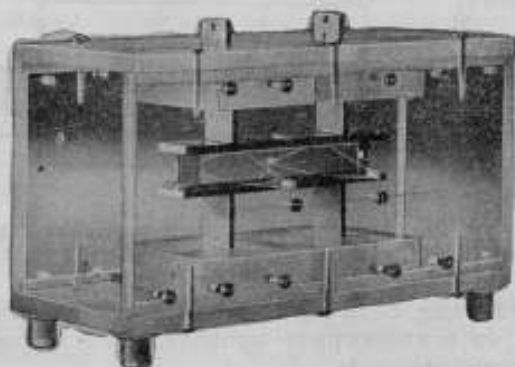


Рис. 5. Лабораторный держатель кварцевых брусков  $X_{90^\circ, \psi}$ -среза.

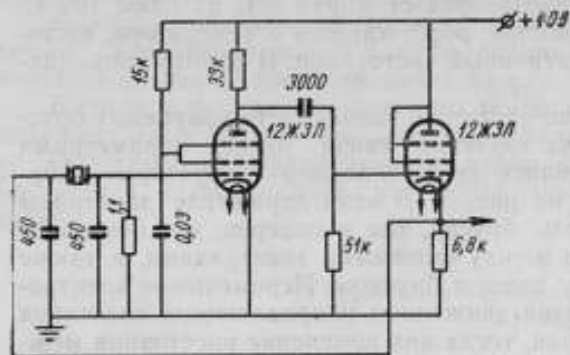


Рис. 6. Принципиальная схема генератора для возбуждения колебаний кварцевых резонаторов.

фиксируются зажимными винтами. Основные детали лабораторного держателя, за исключением электродов, выполнены из оргстекла.

Кварцевый брусок закрепляется в держателе с помощью капроновых нитей диаметром 40 мк; две из них натянуты и проходят через отверстия, сделанные в боковых платах держателя, а две другие проходят через эти же отверстия и прижимают сверху брусок к двум нижним. Степень натяжения нитей не фиксировалась. Расстояния между отверстиями, а следовательно, и между нитями, соответствуют расстоянию между узлами колеблющегося на второй гармонике кварцевого бруска.

Для возбуждения резонаторов применялись осцилляторная схема и схема, которая представлена на рис. 6. Первая из них использовалась для измерения температурной зависимости частоты резонаторов, так как с ее помощью возбуждаются колебания брусков при атмосферном давлении, что значительно ускоряет процесс измерения. Вторая схема возбуждает колебания брусков при давлении порядка  $5 \cdot 10^{-2}$  мм рт. ст. и менее, но ток возбуждения резонатора в этой схеме значительно меньше, чем в первой, что ведет к меньшему влиянию схемы на кварцевый резонатор.

Для исследования температурно-частотной зависимости резонаторов был использован ряд кварцевых брусков с углами среза  $\psi = 88^\circ, 89^\circ$  и  $90^\circ$ . Каждый из брусков указанных срезов дал свою область нулевого температурного коэффициента частоты, что можно видеть из таблицы 2.

Отсюда вывод, что с изменением угла среза  $\psi$  от 88 до 90° область нулевого температурного коэффициента частоты смещается по температурной шкале в сторону больших температур.

На рис. 7 приведена зависимость температуры, при которой температурный коэффициент частот (ТКЧ) равен нулю, в функции угла среза  $\psi$ . Видно, что с изменением угла среза  $\psi$  на 8' температура, при которой температурный коэффициент частоты равен нулю, смещается на 1° в заданном интервале температур.

Таблица 2

$\psi = 88^\circ$		$\psi = 89^\circ$		$\psi = 90^\circ$	
$t, ^\circ\text{C}$	$f, \text{MHz}$	$t, ^\circ\text{C}$	$f, \text{MHz}$	$t, ^\circ\text{C}$	$f, \text{MHz}$
+ 3	99999,84	+ 6	99999,41	+18	99998,03
+ 4	99999,85	+ 9	99999,52	+19	99998,06
+ 5	99999,86	+11	99999,53	+20	99998,06
+ 6	99999,87	+12	99999,53	+21	99998,06
+ 7	99999,87	+13	99999,53	+22	99998,05
+ 8	99999,85	+14	99999,53	+23	99998,04
+12	99999,76	+15	99999,51	+25	99997,96
		+20	99999,43	+28	99997,92

В результате исследования кварцевых брусков описываемого типа выяснилось, что некоторые из них имеют нулевой температурный коэффициент частоты при температурах 60—70°С. Методы получения высокой добротности были описаны ранее [3].

Путем варьирования зазоров между кварцевым элементом и электродами  $d$  и между смежными электродами  $a$  (при этом  $d$  и  $a$  изменялись симметрично, т. е. одновременно с обеих сторон бруска) была исследована также зависимость добротности брусков от геометрии возбуждающего поля.

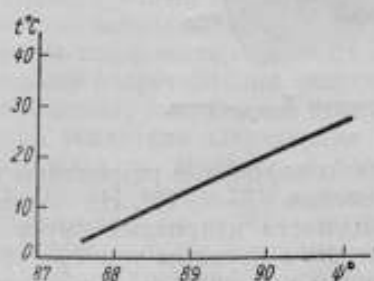


Рис. 7. Зависимость температуры нулевого ТКЧ от угла среза  $\psi$ .

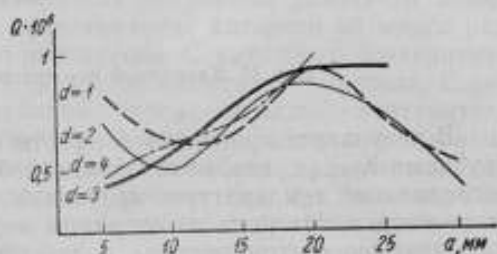


Рис. 8. Связь добротности кварцевого бруска с параметрами кварцедержателя  $a$  и  $d$ .

Исследования добротности проводились в том же лабораторном держателе, вначале с кварцевым бруском, который свободно лежал на нитях. Максимальная добротность кварцевого бруска  $X_{90^\circ, \psi}$  среза, которую нам удалось получить в таких условиях, достигала  $4 \cdot 10^6$ . Если же кварцевые элементы закрепить с помощью нитей указанным выше способом (см. стр. 61), добротность их уменьшается до  $1-1,5 \cdot 10^6$ .

Зависимость добротности закрепленного в нитях кварцевого бруска от  $a$  и  $d$  иллюстрируется на рис. 8, из которого явствует, что максимальная добротность имеет место при  $a \approx 20$  мм.

Мы также изучили зависимость добротности кварцевого бруска  $X_{90^\circ, \psi}$  среза от давления (рис. 9). Выяснилось, что, начиная с давления



$P=5 \cdot 10^{-2}$  мм рт. ст., добротность резонатора остается постоянной. Это обстоятельство имеет немаловажное значение при изготовлении кварцевых резонаторов.

При исследовании зависимости частоты кварцевых брусков от зазоров была получена зависимость вида, изображенного на рис. 10. Как видно из графика, с увеличением зазора  $d$  частота растет, приближаясь при величинах  $d \sim 5$  мм к постоянному значению, независимо от размера.

Общий вид разработанного кварцевого резонатора с бруском  $X_{90^\circ, \psi}$ -среза представлен на рис. 11.

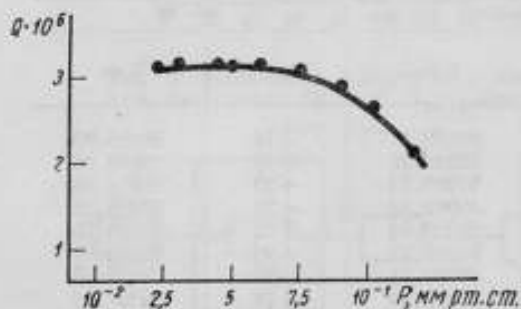


Рис. 9. Зависимость добротности кварцевого бруска  $X_{90^\circ, \psi}$ -среза от давления.

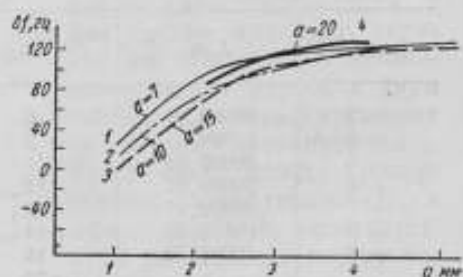


Рис. 10. Связь частоты кварцевого бруска с параметрами кварцедержателя.

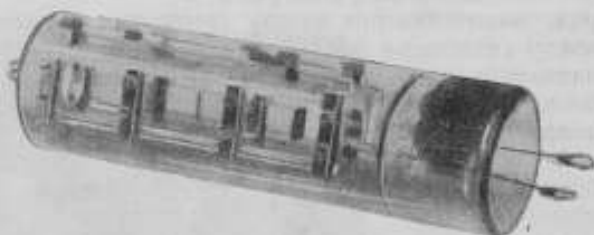


Рис. 11. Кварцевый резонатор с бруском  $X_{90^\circ, \psi}$ -среза.

В результате проведенной работы созданы кварцевые резонаторы с брусками  $X_{90^\circ, \psi}$ -среза, обладающие добротностью  $1,5-4 \cdot 10^6$ . На основе исследований температурно-частотной зависимости кварцевых брусков этого типа могут быть изготовлены резонаторы с нулевым температурным коэффициентом частоты, соответствующим температуре подземных скважин любой точки Советского Союза.

В дальнейшем предполагается исследовать зависимость добротности, температурного коэффициента частоты, спектра частоты, эквивалентных параметров, собственной частоты и т. п. от геометрии кварцевого бруска, крепления и поля.

Авторы выражают благодарность Ю. И. Шмину за помощь в работе.

#### Литература

1. Лубенцов В. Ф. «Измерительная техника», 1958, № 5.
2. Грошковский Я. Генерирование высокочастотных колебаний и стабилизация частоты, М., ИЛ, 1953.
3. Смагин А. Г. Кристаллография, 1959, 4, 6.

Статья поступила в июне 1962 г.

## ПРИБОР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДОБРОТНОСТИ КВАРЦЕВЫХ РЕЗОНАТОРОВ

Описаны прибор, предназначенный для измерения с высокой степенью точности добротности кварцевых резонаторов, его схема и принцип действия.

**Принцип действия и схема прибора.** Добротность резонаторов в описываемом приборе определяется методом измерения времени свободного затухания колебаний\*. Принципиальная схема прибора представлена на рисунке.

Исследуемый кварцевый резонатор возбуждается в схеме однолампового генератора 6С5, где он включен между сеткой и анодом. Напряжение на кварце в схеме генератора мало для работы, поэтому снимаемое с кварца напряжение предварительно усиливается. При этом возникает опасность появления обратной связи с усилителя на кварц, при которой усилитель будет тормозить затухание кварцевого резонатора и может превратить колебания в незатухающие. В таком случае величина измеряемой добротности будет зависеть от величины обратной связи и не будет соответствовать истинной добротности резонатора. Чтобы избавиться от искажающего действия обратной связи, переменное напряжение с кварцевого резонатора подается на усилитель через катодный повторитель. В целях исключения активных потерь на входном сопротивлении катодного повторителя кварцевый резонатор замыкается конденсатором, емкостное сопротивление которого во много раз меньше сопротивления кварцевого резонатора. С катодного повторителя переменное напряжение поступает на широкополосный усилитель. С выхода усилителя затухающие колебания через катодный повторитель подаются на детектор, а с детектора напряжение поступает на вход триггера Шмитта 6Н7, изменяющего свое состояние при уменьшении напряжения до определенного заданного уровня  $V_{\text{тр}}$ , при этом отрицательный импульс поступает на транзисторный триггер. При срабатывании этого триггера напряжение подается на пересчетную схему 6Н9 и входной ключ П-15. Ключ замыкается и отключает делитель напряжения. При этом входное напряжение усилителя увеличивается в пять раз (5 — коэффициент деления делителя напряжения). Таким образом, напряжение на входе триггера Шмитта увеличивается в пять раз, что приводит к возвращению триггера в исходное состояние. Это сопровождается посылкой с триггера Шмитта положительного импульса, на который транзисторный триггер не реагирует.

Одновременно с замыканием ключа от отрицательного импульса срабатывает пересчетная схема 6Н9 и включает электронный миллисекундомер. После того, как напряжение на входе триггера Шмитта вновь упадет до  $V_{\text{тр}}$ , он срабатывает и посылает на транзисторный триггер отрицательный импульс, от которого меняется состояние

\* Новгородов Е. Д. Прибор для измерения добротностей и эквивалентных сопротивлений кварцевых резонаторов. «Измерительная техника», 1959, № 4, стр. 33—35.



триггера. Это приводит к включению делителя напряжения и выключению миллисекундомера. Время, отсчитанное миллисекундомером, является временем, за которое напряжение на входе триггера Шмитта после выключения делителя входного напряжения уменьшилось до  $V_{тр}$ , т. е. до величины напряжения в момент отключения делителя, следовательно, временем, за которое колебания кварцевого резонатора уменьшились по амплитуде в пять раз.

Широкополосный усилитель — четырехламповый, с коэффициентом усиления 1000 и полосой пропускания 8 МГц. В каждый каскад усилителя введена простая коррекция в области верхних частот и имеется отрицательная обратная связь по току. Для увеличения динамического диапазона усилителя последние два каскада построены на более мощных лампах, чем первые. При указанных параметрах схемы динамический диапазон усилителя по выходу составляет 25 в.

Уровень срабатывания триггера Шмитта (в данной схеме  $V_{тр} = 15$  в) выбирается на линейном участке характеристики усилителя.

Схема стабилизатора напряжения является схемой последовательного типа с управлением со стороны выхода. Схема содержит двухкаскадный усилитель постоянного напряжения с потенциометрической связью. Коэффициент стабилизации схемы — порядка нескольких сотен, а выходное сопротивление — нескольких ом.

В отличие от прибора С. Е. Новгородова, в нем использован широкополосный усилитель, что позволяет измерять добротность резонаторов разных частот. В приборе отсутствуют реле, что повысило точность измерения, так как исключен разброс, вносимый их «залипанием». Питание прибора стабилизировано.

**Оценка работы прибора.** Добротность резонатора вычисляется по формуле:

$$Q = \frac{\pi f \tau}{\ln 5},$$

где  $f$  — частота кварцевого резонатора;

$\tau$  — интервал времени, отсчитанный электронным миллисекундомером.

Результаты определения добротности трех кварцевых резонаторов и оценка относительной погрешности измерения в процентах приведены ниже.

1-й резонатор

$\tau$ , сек	33,6	33,4	33,4	33,4	33,5	33,3	33,2	33,1	32,9	32,6	32,9	32,6
$Q \cdot 10^{-8}$	6,6	6,5	6,5	6,5	6,5	6,5	6,5	6,5	6,4	6,4	6,4	6,4

$$\frac{\Delta Q_{ср}}{Q_{ср}} \cdot 100 = 0,5\%$$

2-й резонатор

$\tau$ , сек	49	48,7	48,9	48,9	48,9	49,0	49,0	49,0	49,0	49,0	49,0	48,9
$Q \cdot 10^{-9}$	9,55	9,50	9,50	9,50	9,50	9,55	9,55	9,55	9,55	9,55	9,55	9,5

$$\frac{\Delta Q_{ср}}{Q_{ср}} \cdot 100 = 0,3\%$$

## 3-й резонатор

$\tau$ , сек	75	75,8	75,9	73,6	74	75,4	74	74	74	73,6	74,3	74,3
$Q \cdot 10^{-3}$	14,6	14,8	14,8	14,4	14,4	14,7	14,4	14,4	14,4	14,4	14,5	14,5

$$\frac{\Delta Q_{\text{ср}}}{Q_{\text{ср}}} \cdot 100 = 0,7\%$$

Из таблицы видно, что относительная погрешность измерения прибора меньше 1%.

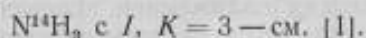
Статья поступила в сентябре 1962 г.



## ВОСПРОИЗВОДИМОСТЬ ЧАСТОТЫ МОЛЕКУЛЯРНОГО ГЕНЕРАТОРА НА ЛИНИИ ПЕРЕХОДА АММИАКА

Рассматривается возможность использования молекулярного генератора с линией излучения аммиака  $N^4H_3$  ( $J=3$ ,  $K=3$ ) в Службе времени и частоты ВНИИФТРИ. Частота молекулярного генератора воспроизводилась методом настройки резонатора по магнитному уширению линии перехода, исключаяющим тепловой ход частоты резонатора. Приведены характеристики воспроизводимой частоты в зависимости от изменения параметров настройки.

Для контроля частоты эталонных кварцевых генераторов в Службе времени и частоты Всесоюзного научно-исследовательского института физико-технических и радиотехнических измерений (ВНИИФТРИ) используется линия излучения аммиака



Сличение частоты 100-килогерцовых кварцевых генераторов с частотой молекулярных генераторов происходит следующим образом (рис. 1). Напряжение с кварцевого генератора, подлежащего сличению, подается на умножитель частоты 1. Умножение в 2560 раз производится на лампах 6Ж1П и в 31 раз — на кристаллическом диоде ДГС. Чтобы получить гетеродинную мощность сигнала кварцевого генератора, умноженного до частоты генератора молекулярного, применялась фазовая автоподстройка частоты клистрона 3 по 79360-й гармонике, для чего небольшая часть его мощности на частоте 7968 МГц и мощность кристаллического умножителя подаются на кристаллический смеситель.

Затем полученная разностная частота подается на усилитель промежуточной частоты, настроенный на частоту 32 МГц и имеющий коэффициент усиления  $K=1000$  и полосу пропускания  $2\Delta f=3$  МГц, и фазовый детектор 4. На второй вход фазового детектора подается 320-я гармоника сличаемого кварцевого генератора. Напряжение сигнала-ошибки с выхода фазового детектора подается на отражатель клистрона. Таким образом, в режиме синхронизма частота клистрона точно равна умноженной в 79680 раз частоте кварцевого генератора.

Основная часть мощности клистрона подается на кристаллический утроитель частоты 5. Сигнал с выхода утроителя (мощностью, примерно  $5/2$  \*

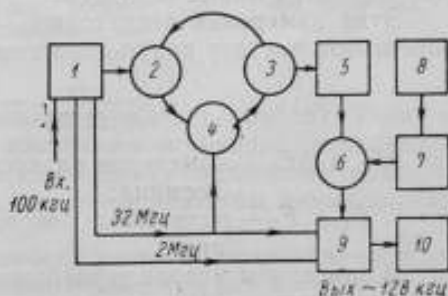


Рис. 1. Блок-схема молекулярного репера частоты:

1 — умножитель частоты в 2560 раз; 2 — смеситель; 3 — клистрон ( $f \sim 7968$  МГц); 4 — УПЧ и фазовый детектор; 5 — умножитель частоты в три раза; 6 — смеситель; 7 — молекулярный генератор ( $f \sim 23870,128$  МГц); 8 — блок настройки; 9 — УПЧ и преобразователь частоты; 10 — электронный частотомер.

но равной 100 мквт) поступает на кристаллический смеситель 6, на который подается также сигнал от одного из двух молекулярных генераторов 7. Сигнал разностной частоты (между умноженной частотой кварцевого генератора и частотой молекулярного) усиливается, в блоке 9 дважды гетеродинируется 320 и 20-й гармониками кварцевого генератора и подается на электронный частотомер ЧЭ-2 — блок 10.

Таким образом, частота кварцевого и молекулярного генераторов связываются следующим соотношением:

$$f_1 = \frac{f_2 - F}{23\,870}, \quad (1)$$

где  $f_1$  — частота кварцевого генератора;

$f_2$  — частота молекулярного генератора;

$F$  — разностная частота, считаваемая счетчиком.

Частота молекулярного генератора, определяемая выбором линии перехода, в значительной степени зависит от многих параметров. Главные из них: частота объемного резонатора, напряжение на сортирующей системе и давление в пучке молекул аммиака. Влияние резонатора (затягивание) исключается методом так называемого магнитного расширения линии [2].

Особенность разработанной методики состоит в том, что при настройке молекулярного генератора в качестве опоры используется тот же самый кварцевый генератор, частота которого измеряется. Измерение разностной частоты между молекулярным генератором и умноженной частотой кварцевого генератора производится при некотором положении настройки резонатора по отношению к центру линии излучения аммиака и с периодическим наложением поперечного магнитного поля на резонатор (период соответствует времени счета частотомера ЧЭ-2). Усреднение полученных результатов определяет изменение разностной частоты  $\Delta F_1$ , вызываемое расширением линии излучения вследствие эффекта Зеемана. Таким же способом определяется изменение разностной частоты  $\Delta F_2$  при другом положении настройки резонатора относительно центра линии перехода.

Этих измерений достаточно, чтобы по частоте линии перехода определить частоту кварцевого генератора:

$$f_1 = \frac{f_2}{23\,870} - \frac{F_1 \Delta F_2 - F_2 \Delta F_1}{\Delta F_2 - \Delta F_1}, \quad (2)$$

где  $\Delta F_1$  и  $\Delta F_2$  — изменение разностной частоты, вызываемое эффектом Зеемана;

$F_1$  и  $F_2$  — разностные частоты, соответствующие этим изменениям.

В описанном методе неразрывно связаны процесс «настройки» частоты молекулярного генератора и ее сличение с частотой кварцевого генератора, а метод попеременного включения магнитного поля позволяет исключить влияние теплового хода частоты молекулярного генератора, что особенно важно, так как наложение магнитного поля на резонатор возможно только в том случае, если он изготовлен из немагнитного материала (в данном случае из латуни).

Разбросы показаний разностной частоты включают в себя полную погрешность, вносимую схемой сличения. Обработка типичных данных дает усредненную за 10 сек величину среднеквадратичного разброса частоты:

$$\sqrt{\Delta f^2} = 1,8 \text{ мГц},$$

что равносильно

$$\frac{\sqrt{\Delta f^2}}{f} = 7,5 \cdot 10^{-11}, \quad (3)$$

Данная нестабильность соответствует нестабильности, вносимой первыми каскадами умножителя и измеряемой независимым способом: при анализе сигнала, полученного методом сличения сигналов с выходов двух идентичных умножителей частоты.

Основными параметрами, определяющими воспроизводимую таким образом частоту молекулярного генератора, являются напряжение на сортирующей системе, давление в источнике пучка молекул аммиака и величина магнитного поля, используемого при настройке.

Зависимость частоты молекулярного генератора от напряжения на сортирующей системе представлена на рис. 2 (верхняя кривая). Эта зависимость гораздо сильнее, чем зависимость разностной частоты от напряжения, возникающая в том случае, когда резонатор настроен

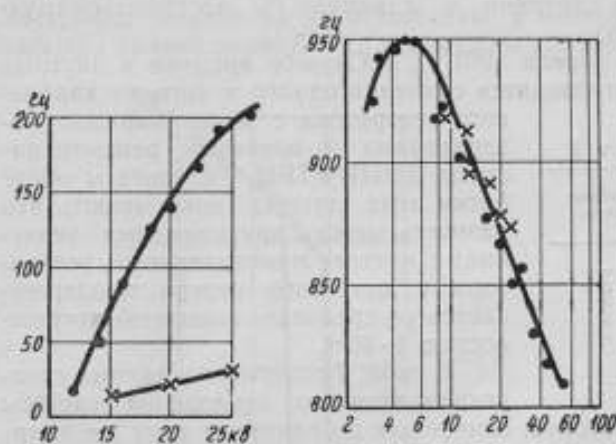


Рис. 2. Зависимость воспроизводимой частоты от напряжения на сортирующей системе.

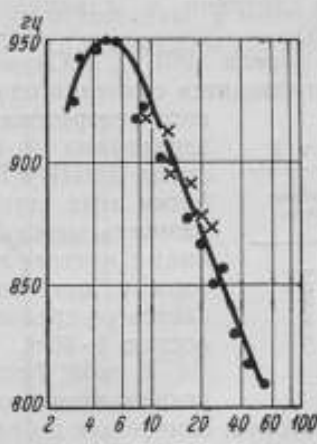


Рис. 3. Зависимость воспроизводимой частоты от давления в источнике пучка молекул аммиака (по оси абсцисс отложены показания вакуумметра ВТ-2П).

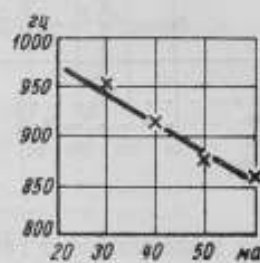


Рис. 4. Зависимость воспроизводимой частоты от тока в катушках магнитной настройки.

только при одном значении напряжения (нижняя кривая). Точно так же обстоит дело с зависимостью от давления в источнике пучка молекул аммиака. Это вызывается тем, что «настройка» полностью исключает затягивающее действие резонатора, и сдвиг вершины линии перехода наблюдается в чистом виде.

На рис. 3 представлена зависимость частоты молекулярного генератора от давления. Из этих графиков видно, что для воспроизведения частоты данного молекулярного генератора с погрешностью не хуже  $5 \cdot 10^{-10}$  необходимо поддерживать эти параметры с точностью до 5% по напряжению и до 10% по давлению в источнике пучка молекул.

Большая зависимость частоты настройки от величины магнитного поля (рис. 4) требует достаточно жесткого поддержания этого параметра для точного воспроизведения частоты, хорошая же линейность позволяет привести воспроизводимое значение частоты к нулевому магнитному полю.

Наконец, не менее важным параметром, определяющим воспроизводимую генератором частоту, является влияние стойки сличения на частоту молекулярного генератора (затягивание). В табл. 1 представлена зависимость воспроизводимой частоты от изменений в волноводном тракте схемы сличения.

Из таблицы видно, что наибольший эффект ( $1 \cdot 10^{-9}$ ) вызывается расстройкой гибридного кольца. Введение ферритовой развязки умень-

Таблица 1

Характер изменения	Разностная частота гц
Одна из разностных частот, воспроизводимая нормальным образом . . .	129310
Напряжение на выходе ослаблено волноводным переключателем в два раза . . . . .	129322
Напряжение на выходе ослаблено в два раза задним поршнем умно- жителя на 3 . . . . .	129324
Напряжение на выходе ослаблено расстройкой гибридного кольца в два раза . . . . .	129285

шило бы влияние стойки сличения и сдвинуло бы воспроизводимую частоту на 15—20 гц вверх.

Начиная с середины апреля 1961 г., в Службе времени и частоты ВНИИФТРИ ежедневно проводятся сличения одного и того же кварцевого генератора с молекулярными генераторами и цезиевым репером частоты ВНИИФТРИ. Результаты обработки этих данных показывают, что разность между приведенными значениями частот молекулярного генератора и цезиевого репера поддерживается со среднеквадратичной погрешностью  $1 \cdot 10^{-9}$ .

В табл. 2 содержатся данные среднеквадратичного отклонения частоты двух молекулярных генераторов, сличаемых по одному и тому же кварцевому генератору.

В табл. 3 приводятся данные сравнений эталонного кварцевого генератора ВНИИФТРИ с двумя молекулярными генераторами за август 1961 г.

Таблица 2

Месяц	Отклонение частоты
Май . . . . .	13
Июнь . . . . .	5
Июль . . . . .	4
Август . . . . .	5

Таблица 3

Число	$F_1$	$F_2$	$\frac{F_1 - F_2}{2}$	$\frac{F_1 - F_2}{f_s} \cdot 10^{10}$	Число	$F_1$	$F_2$	$\frac{F_1 - F_2}{2}$	$\frac{F_1 - F_2}{f_s} \cdot 10^{10}$
1	128023	128001	128012	4,6	16	127986	127986	127986	0
2	128030	128040	128035	2,1	17	127992	127989	127990	0,8
3	128024	128022	128023	0,4	18	127972	127952	127962	4,0
4	128014	128023	128018	1,7	19	127975	127983	127979	1,7
5	128025	128022	128024	0,8	21	128002	127988	127995	2,9
7	128012	127981	127996	6,7	22	127996	127970	127983	5,4
8	128021	127999	128010	4,6	23	127952	127962	127957	2,1
9	128018	127969	127994	10,5	24	127995	127945	127970	10,5
10	128007	127964	127986	8,8	25	127988	127979	127984	1,7
11	128002	128009	128006	1,7	29	127921	127889	127914	6,7
12	128001	127969	127985	6,7	30	127920	127909	127914	2,5
14	128002	127987	127997	3,4	31	127903	127910	127906	1,7
15	127990	127950	127970	8,4					

Был так же опробован и исследован и другой способ исключения влияния собственной частоты объемного резонатора, основанный на том, что при некоторых типах волн в резонаторе (например, типа  $TE_{021}$ ) генерация на основной частоте невозможна, а возникает она при использовании доплеровских компонент — симметрично выше и ниже основной частоты [3].

С изменением настройки резонатора частота генерации изменяется скачком примерно на 12 кГц, как это показано на рис. 5. Измеряя частоту перед скачком или сразу же после него, можно с высокой точностью определить частоту линии перехода.

Ввиду того, что при ручной настройке резонатора погрешность при измерении частот скачка велика, а при тепловой настройке вследствие большой ширины гистерезисной петли (2 кГц) значительно увеличивается время измерения, был применен метод прерывания генерации.

Если при этом частота резонатора находится в пределах петли гистерезиса, то вероятность возникновения генерации выше или ниже центральной частоты зависит в большой степени от положения частоты настройки резонатора по отношению к центру линии перехода. Типичный вид кривой вероятности возникновения генерации показан на рис. 6.

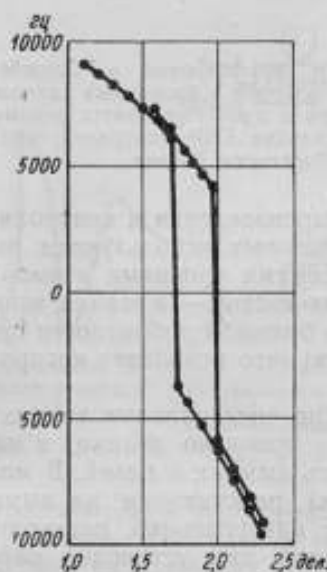


Рис. 5. Зависимость воспроизводимой частоты от изменения настройки резонатора.



Рис. 6. Кривая вероятности возникновения генерации.

Таблица 4

Разностная частота, гц	Отклонение частоты
128693	5
128690	1
128700	9
128690	1
128685	6
128695	4
128695	4
128685	6
128685	6

Срыв генерации осуществлялся электромагнитным затвором перед входом в сортирующую систему.

Типичные данные измерения частоты кварца, осуществленные таким методом при неизменности внешних параметров, представлены ниже. Из них видно, что среднеквадратичная погрешность такого метода измерения частоты составляет около  $2 \cdot 10^{-10}$ .

Таким образом, погрешность этого метода измерения частоты кварцевого генератора по центру линии излучения аммиака такая же, как и в методе магнитного расширения линии. Однако опыт эксплуатации показал, что настройка частоты молекулярного генератора методом магнитного расширения несколько точнее и значительно удобнее при проведении систематических сличений.

#### Литература

1. Басов Н. Г. Радиотехника и электроника, 1956, 1, 51.
2. Shimoda K., Wang T. C., Townes C. H. Phys. Rev., 1956, 102, 1308.
3. Barnes E. S. Proc. IRE, 1959, 47, 2085.

Статья поступила в феврале 1962 г.



## ОПЫТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЦЕЗИЕВОГО РЕПЕРА ЧАСТОТЫ В СЛУЖБЕ ВРЕМЕНИ

Описан цезиевый репер частоты (ц.р.ч.), используемый в Службе времени ВНИИФТРИ. Рассмотрены принципы его действия и блок-схема радиоаппаратуры сличения эталонного кварцевого генератора и ц.р.ч. Приводятся данные сличения отечественного ц.р.ч. и частоты радиостанции ГБР, контролируемой цезиевым стандартом Национальной физической лаборатории Англии.

В последние годы для точного воспроизведения и контроля частоты чаще всего применяются системы, в которых используются различные квантовые переходы между энергетическими уровнями атомов и молекул. Основное преимущество подобных систем — в малой зависимости их параметров от внешних условий и в большой добротности спектральных линий (порядка сотен миллионов), что позволяет воспроизводить частоту с погрешностью  $10^{-10}$ — $10^{-11}$ .

Хотя число химических элементов, на спектральных линиях которых можно построить стандарты частоты, довольно велико, в настоящее время для этой цели применяются лишь аммиак и цезий. В молекулярном генераторе (первый тип установок), работающем на аммиаке, используется индуцированное излучение инверсионных переходов линий с  $I=3, K=3$  и  $I=3, K=2$  [1, 2, 3]. Второй тип установок работает на щелочном металле цезии с индуцированными переходами между уровнями сверхтонкой структуры основного состояния (переход  $F=4, M=0 \leftrightarrow \leftarrow F=3, M=0$ ) [4, 5]. В данной работе исследован цезиевый атомно-лучевой репер частоты.

Причины выбора цезия сводятся, в основном, к следующему.

Во-первых, пучки атомов щелочных металлов позволяют индуцировать их, ионизируя на поверхности раскаленных металлов (вольфрам, никель, сплав иридия — 20% — и платины — 80%), работа выхода которых больше, чем потенциал ионизации атомов щелочных металлов.

Во-вторых, атомы цезия обладают наибольшей в группе щелочных металлов массой, поэтому при равных температурах они имеют меньшую скорость в пучке, чем другие щелочные атомы, что позволяет получить более узкую линию. В-третьих, атомы цезия имеют самую большую среди других атомов той же группы частоту перехода, что при прочих равных условиях обеспечивает большую стабильность репера.

Установка работает на пучке атомов цезия, в ней применен метод магнитного резонанса с разделенными осциллирующими полями (метод Рамзея) [6].

Расстояние между резонаторами 47 см, ширина щели печи  $5 \times 0,1$  мм (используются десять каналов диаметром 0,1 мм и длиной 7 мм), рабочая температура печи  $150^\circ\text{C}$  при работе с чистым цезием и  $250^\circ\text{C}$  при загрузке печи смесью CsCl+Na; ширина линии 280 гц, отношение сигнал/шум=400 (см. рис. 1). Для индикации пучка применяется детектор из вольфрамовой проволоки диаметром 0,23 мм с поверхност-

ной ионизацией. Фокусирующие магниты имеют длину 5 см, зазор между полюсами 2 мм, напряженность поля в зазоре около  $10^7$  а/м ( $13000$  э), градиент при этом  $\Delta H = 10^4$  а/м<sup>2</sup>. Возбуждение высокочастотного поля осуществляется с помощью резонаторов, сделанных из стандартного трехсантиметрового волновода; добротность резонаторов 100, рабочий тип волны  $TE_{017}$ .

Резонатор настраивается с помощью винта, а фазировка — фазовращателями. Использование малодобротных резонаторов позволяет избавиться от температурной их расфазировки.

Рабочий вакуум  $2 \cdot 10^{-7}$  мм рт. ст. (линия наблюдается и при вакууме  $2 \cdot 10^{-6}$  мм рт. ст., но с плохим отношением сигнал/шум).

Разработанный вариант рассчитан на контроль частоты эталонных кварцевых генераторов, частота которых 100 кГц. Так как генераторы

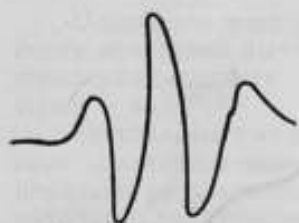


Рис. 1. Спектральная линия цезиевого репера.

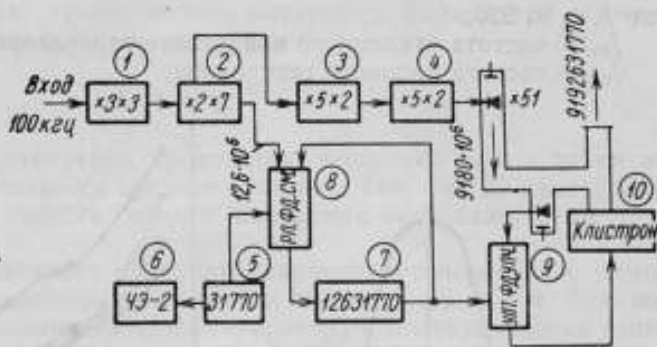


Рис. 2. Блок-схема измерительной стойки

1 — умножитель  $K = 3 \times 3$ ; 2 — умножитель  $K = 2 \times 7$ ; 3 — умножитель  $K = 5 \times 2$ ; 4 — умножитель  $K = 5 \times 2$ ; 5 — опорный генератор ( $f = 31770$  гц); 6 — электронный частотомер ЧЭ-2; 7 — вспомогательный генератор ( $f = 12631770$  гц); 8 — смеситель, УПЧ, фазовый детектор, реактивная лампа; 9 — УПЧ, ФД, усилитель постоянного тока; 10 — клистрон.

не перестраиваются, а непосредственным умножением частоты 100 кГц получить частоту 9192631770 гц перехода  $F=4, M=0 \leftrightarrow F=3, M=0$  нельзя, то для ее получения необходимо специальное формирующее устройство. В ряде работ [4, 7] описаны схемы подобных синтезаторов, обеспечивающих нужную частоту, однако в них применяется вспомогательный кварцевый генератор, который, в свою очередь, сравнивается с эталонным.

В описываемом варианте сделана попытка непосредственно измерить уход частоты эталонного генератора, минуя вспомогательный кварцевый генератор. Блок-схема выбранного варианта представлена на рис. 2. Фазовая автоподстройка (ФАП) клистронного генератора осуществляется по сигналу умножителя частоты и по сигналу опорного низкочастотного генератора. Подобный вариант, при котором частота клистрона может меняться, позволяет использовать достаточно мощный сигнал клистрона и обеспечивает плавное изменение частоты выходного сигнала в пределах, необходимых для поиска и прохождения спектральной линии путем перестройки опорного генератора. Кроме того, ФАП дает возможность подавить паразитные частоты, возникающие в процессе умножения, и, таким образом, получить сигнал необходимой чистоты.

Как видно из блок-схемы, имеются два кольца ФАП:

1. ФАП клистрона 10 по сигналу умножителя 1, 2, 3, 4 и сигналу вспомогательного генератора 7 с частотой 12631,770 гц.

2. Вспомогательный генератор 7, в свою очередь, подстраивается по фазе сигнала, полученного с промежуточной ступени умножения 2 (12,6 Мгц), и по сигналу опорного генератора 5, частота которого равна 31770 гц и может перестраиваться на 3 кГц как вручную, так и мотором.

Таким образом, клистрон фактически следит за сигналом умножителя и сигналом опорного генератора и генерирует необходимую частоту 9 192 631 770 гц, плавно перестраиваемую в пределах  $\pm 3$  кгц.

Заметим, что частота опорного генератора входит слагаемым в выходную частоту клистрона, а так как частота этого генератора невелика, к его стабильности не предъявляются жесткие требования: за время единичного измерения (30 сек) частота его не должна изменяться более, чем на 1 гц. Этому требованию удовлетворяет обычная схема генератора на LC.

Из блок-схемы видно, что частота  $f_{ц}$  перехода

$$F = 4, M = 0 \leftrightarrow F = 3, M = 0 \text{ равна}$$

$$f_{ц} = K \cdot f_{кв} + f_{оп},$$

где  $K = 91\,926$ ;

$f_{кв}$  — частота эталонного кварцевого генератора;

$f_{оп}$  — частота опорного генератора.

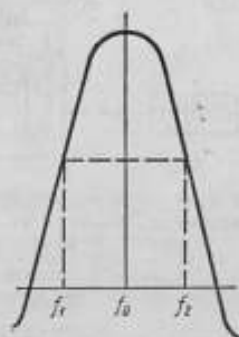


Рис. 3. Резонансная кривая.

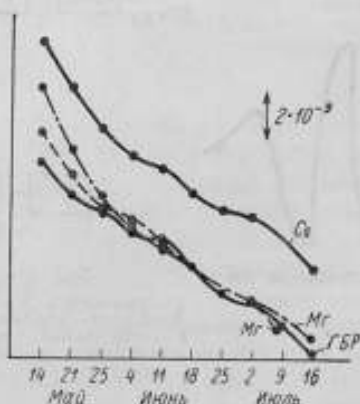


Рис. 4. График сличения кварцевого генератора с пеззевым репером, молекулярными генераторами и образцовой частотой, передаваемой радиостанцией.

Если частота эталонного кварцевого генератора изменится на  $\Delta f_{кв}$ , но мы по-прежнему настраиваемся на частоту перехода  $f_{ц}$  путем введения компенсации  $\Delta f_{оп}$ , то получим:

$$K \cdot f_{кв} + f_{оп} = K (f_{кв} + \Delta f_{кв}) + f_{оп} + \Delta f_{оп},$$

откуда

$$\Delta f_{кв} = \frac{\Delta f_{оп}}{K} = \frac{\Delta f_{оп}}{91\,926}.$$

Следовательно, изменению частоты опорного генератора на 1 гц соответствует уход частоты кварцевого генератора на  $1,1 \cdot 10^{-5}$  гц, или

в относительном выражении  $\frac{\Delta f_{кв}}{f_{кв}} = 1,1 \cdot 10^{-10}$ .

Частота опорного генератора измеряется электронным частотомером ЧЭ-2 с точностью до 1 гц, и, таким образом, можно измерять уход частоты кварцевого генератора с точностью до  $1 \cdot 10^{-10}$ . При этом погрешности, вносимые умножителем, также не превышают  $1 \cdot 10^{-10}$ \*

\* См. предыдущую статью.

Легко показать, что при измерении частоты по вершине спектральной линии среднеквадратичная ошибка  $\Delta\bar{f}^2$  в определении частоты обратно пропорциональна отношению сигнал/шум, т. е.  $\Delta\bar{f}^2 \sim \frac{1}{F}$ , где  $F$  — отношение сигнал/шум. При измерении же частоты по двум симметричным точкам на склонах спектральной линии  $\Delta\bar{f}^2 \sim \frac{1}{F^2}$ . Стало быть, для получения высшей точности полезно измерять частоту по двум точкам, симметрично расположенным на склонах спектральной линии.

Именно эта методика и используется в наших измерениях. Сущность их состоит в следующем. Перестраивая опорный генератор, выбираем некоторую точку (рис. 3) на склоне главного максимума, которой соответствует частота  $f_1$ . Затем, меняя частоту опорного генератора, находим симметричную точку, частота которой  $f_2$ . Если линия симметричная, то для частоты вершины получаем

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}.$$

Подобного типа измерения проводятся несколько раз, а затем из серии измерений вычисляется среднее значение. Так, при 20 измерениях среднеквадратичная ошибка одного измерения составляет  $2 \cdot 10^{-10}$ , а серии —  $4 \cdot 10^{-11}$ .

Результаты ежедневного контроля кварцевого генератора с помощью описанного цезиевого репера частоты показаны на рис. 4. Там же показаны результаты сличения этого генератора с молекулярными генераторами, работающими на линии  $l=3$ ,  $K=3$ , и с частотой радиостанции ГБР, контролируемой цезиевым стандартом Национальной физической лаборатории (Англия), причем данные ГБР не учитывают погрешности, связанные с распространением и приемом радиоволн, а также поправок на отклонение частоты от номинала.

На графике виден как систематический ход частоты контролируемого генератора, вызванный старением кварцевого резонатора, так и воспроизводимость частоты различными атомно-молекулярными системами, используемыми в настоящее время в Службе времени.

Таким образом, созданный вариант цезиевого репера частоты позволяет измерять частоту эталонного кварцевого генератора с погрешностью  $2 \cdot 10^{-10}$ .

#### Литература

1. Басов Н. Г. и Прохоров А. М. ЖЭТФ, 1954, 27, 431.
2. Басов Н. Г., Страховский Г. М. и Череминский И. В. «Радиотехника и электротехника», 1961, VI—6, 1020.
3. Басов Н. Г., Никитин В. В. и Ораевский А. М. «Радиотехника и электроника», 1961, VI—5, 196.
4. Essen I., Parry, J. V. L. «Phil. Trans. Royal. Soc.», London, 1957, 250, 45—69.
5. Mockler R. C., Beehler R. E., Sniar C. S. Proc. IRE, 1960, 1—9, N 2, 120—131.
6. Рамзай Н. Молекулярные пучки, ИЛ, М., 1960.
7. Meinberger В. А., «Electronics», 1958, v. 31, N 45.

Статья поступила в феврале 1962 г.

### К РАСЧЕТУ ИСТОЧНИКА МОЛЕКУЛ МОЛЕКУЛЯРНОГО ГЕНЕРАТОРА

Для оценки качества источника молекул молекулярного генератора предложен коэффициент эффективности. Показано, что при давлениях, при которых длина свободного пробега равна примерно радиусу трубки источника и меньше ее длины, коэффициент эффективности не зависит от длины свободного пробега молекул. Приведена зависимость этого коэффициента от давления и рассмотрена система многих трубок.

Чтобы молекулярный генератор работал нормально, в нем должен использоваться достаточно интенсивный пучок молекул — до  $10^{19}$  молекул в секунду. Этому соответствует давление в нескольких десятых миллиметра и средняя длина свободного пробега около  $10^{-2}$  см, иными словами, размеры выходного отверстия источника больше длины свободного пробега или сравнимы с ней. Пучок должен быть достаточно узким, чтобы можно было более эффективно использовать молекулы, вылетевшие из источника, а следовательно, и облегчить вакуумную систему. В качестве выходного отверстия источника Рамзей [1] предложил «сетку», состоящую из большого количества тонких трубок.

Исследователи давно занимаются этой проблемой, однако полученные ими до сих пор результаты не согласуются с данными опыта [2—7]. Наконец, румынский специалист Герман [8], предположив, что в результате процесса столкновений в текущем газе возникает анизотропия распределения молекул, претерпевших столкновения, получил для числа молекул, столкнувшихся в единицу времени в элементе объема  $dr$ , расположенном на расстоянии  $r$  от оси трубки, и вылетевших в телесном угле  $d\omega$  в направлении, составляющем угол  $\psi$  с осью трубки (рис. 1), такое выражение:

$$dN = \frac{\bar{v} n(z)}{\lambda} dr \frac{d\omega}{4\pi} \left[ 1 + \frac{K\sqrt{2}}{2} \pi \sigma^2 \frac{dn}{dz} (r^2 - R^2) \cos \psi \right]. \quad (1)$$

где  $n(z)$  — плотность молекул в сечении трубки с осью  $z$ ;

$\bar{v}$  — средняя скорость молекул;

$\lambda$  — средняя длина свободного пробега;

$\sigma$  — диаметр молекулы;

$R$  — радиус трубки;

$K$  — постоянный коэффициент.

При высоких давлениях, когда  $R \gg \lambda$ , уравнение (1) при  $K = \frac{3}{2}$  приобретает вид формулы Пуазейля.

Расчет диаграммы направленности тонкой длинной трубки и общего потока проходящих через нее молекул сопряжен с громоздкими математическими вычислениями. Независимо от этого качество источника молекул можно характеризовать коэффициентом параллельности  $\alpha$ , определяемым как отношение максимальной угловой плотности потока молекул (плотность потока в направлении оси трубки) к общему потоку.



Заметим, что в идеальном случае, когда все молекулы вылетают параллельно оси,  $\alpha = \infty$ , а в случае, когда распределение по углам равномерно,  $\alpha = \frac{1}{4\pi}$ .

Обозначим плотность газа в резервуаре через  $n_0$ , а плотность на конце трубки — через  $n_1$ ; пусть градиент плотности постоянен вдоль трубки и равен  $\frac{n_0 - n_1}{l}$ . Так как перепад давления в трубке не очень велик, можно считать, что  $n$  и  $\lambda$  постоянны и равны значению, усредненному по длине трубки, т. е.  $\bar{n} = \frac{n_0 + n_1}{2}$ . Если длина трубки  $l \gg \lambda$ , то мало

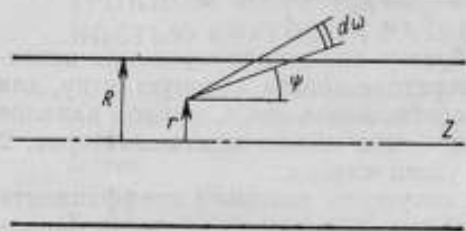


Рис. 1. Трубка источника молекул.

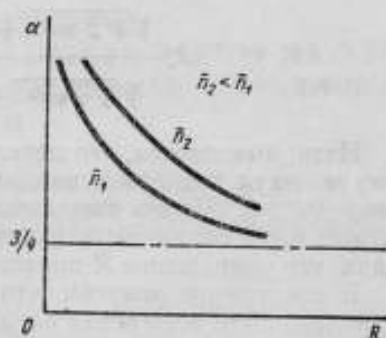


Рис. 2. График зависимости  $\alpha$  от  $R$ .

вероятно, чтобы молекулы пролетали сквозь трубку без столкновений, и тогда из уравнения (1) легко получить формулу максимальной интенсивности:

$$N_{(0)} = \frac{\bar{v}}{4} \bar{n} R^2 \left[ 1 + \frac{K\sqrt{2}}{4} \pi \sigma^2 R^2 \frac{n_0 - n_1}{l} \right]. \quad (2)$$

Если предположить, что  $\lambda$  гораздо меньше длины трубки и одного порядка с ее радиусом, то приближенное интегрирование уравнения (1) для общего потока дает:

$$N = \frac{1}{4} \cdot \frac{\bar{v}}{\lambda} R^3 \sqrt{\frac{1}{\lambda R}} + K \frac{\pi R^3 \bar{v}}{12} \cdot \frac{R}{\lambda} \cdot \frac{n_0 - n_1}{l}. \quad (3)$$

Отсюда непосредственно можно получить коэффициент параллельности пучка для случая  $R \approx \lambda$ :

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{1 + \frac{K\sqrt{2}}{4} \pi \sigma^2 R^2 \frac{n_0 - n_1}{l}}{\sqrt{\frac{1}{2} \pi \sigma^2 \bar{n} + K \frac{\sqrt{2}}{3} \pi \sigma^3 R \frac{n_0 - n_1}{l}}}. \quad (4)$$

Заметим, что если  $\lambda \gg l \gg R$ , уравнение (4) несправедливо; в этом случае нетрудно получить и рассчитать коэффициент параллельности:

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\bar{v}}{R} \pi \sigma^2 \bar{n}, \quad (5)$$

наоборот, при очень больших давлениях, когда  $\lambda \ll l \ll R$ ,

$$\alpha = \text{const} = \frac{3}{4}.$$

При достаточно малых давлениях, когда анизотропная часть еще мала по сравнению с изотропной,  $\alpha$  пропорционален  $\sqrt{R\bar{n}}$ .

Зависимость  $\alpha$  от  $R$  при разных давлениях приведена на рис. 2.

Сравнение одной трубки радиуса  $R_1$  и  $N$  трубок радиуса  $R_2$  показывает, что при равных сечениях выходного отверстия, т. е. при  $R_1^2 = NR_2^2$ , соотношение коэффициентов параллельности пропорционально  $\sqrt{N}$  — для малых давлений и не зависит от  $N$  — для больших давлений. Для промежуточных давлений это соотношение имеет вид:

$$\beta = \frac{\alpha(N)}{\alpha(1)} = \sqrt{N} \frac{1 + K \sqrt{2} \pi \sigma^2 R_2^2 \frac{n_0 - n_1}{l}}{1 + K \sqrt{2} \pi \sigma^2 N R_2^2 \frac{n_0 - n_1}{l}} \times \\ \times \frac{\sqrt{2} \pi \sigma^2 \bar{n} + K \frac{\sqrt{2} \pi \sigma^2}{3} \sqrt{N} R_2 \frac{n_0 - n_1}{l}}{\sqrt{2} \pi \sigma^2 \bar{n} + K \frac{\sqrt{2} \pi \sigma^2}{3} R_2 \frac{n_0 - n_1}{l}}. \quad (6)$$

Итак, выясняется, что нецелесообразно при конструировании источника молекул для молекулярного генератора делать длинную сетку, для которой  $l \gg \lambda$ . Чтобы выполнялось соотношение  $R \ll \lambda$ , число каналов должно быть большим, а их диаметр — как можно меньше. Из рис. 2 видно, что уменьшение  $R$  приводит к увеличению  $\alpha$ .

В заключение отметим, что для получения высокого коэффициента параллельности всей сетки каналы должны располагаться строго параллельно.

#### Литература

1. Рамзэй Н. Молекулярные пучки. М., ИЛ, 1960.
2. Корсунский М. И. и Векшинский С. С. ЖЭТФ (10), 1945, 15, 593.
3. Knudsen M. Annalen der Physik. 1909, 28, 75, 999.
4. Giordmane, Wang. Rev. Mod. Physics. 1960, 31, (3), 463.
5. Pollard W., Present R. Phys. Rev., 1948, 73, 762.
6. Becker G. Zeitschrift für Physik, 1961, 162, 290.
7. Hiby J., Pahl M. Zeitschrift für Physik. 1952, 7a, 533, 542.
8. Hiby J., Pahl M. Zeitschrift für Physik. 1951, 129, 513.
9. Hiby F., Pahl M. Zeitschrift für Physik. 1951, 130, 348.
10. Герман О. ЖЭТФ, 1958, 34, (6), 1470.

Статья поступила в февраль 1962 г.

### ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТИ ЧАСТОТ НА ЭЛЕКТРОННОМ ФАЗОМЕТРЕ, ОБУСЛОВЛЕННАЯ НЕРАВНОМЕРНОСТЬЮ КРУГОВОЙ РАЗВЕРТКИ

Содержится расчет погрешности  $\delta_0$  измерения на электронном фазометре разности частот по времени доли периода колебаний разностной частоты при неравномерной развертке. Даны выражения для различных видов неравномерности развертки.

В связи с тем, что требования к отклонению образцовых частот от номинального значения непрерывно повышаются, приходится сравнивать весьма близкие друг к другу частоты, но при этом слишком затягивается измерение целого периода биений, ввиду чего возникает настоятельная необходимость определения разностной частоты по времени доли биения.

Метод сравнения частот модуляцией яркости развернутого электронного луча позволяет наблюдать процесс смещения фазы одних колебаний относительно других и по углу сдвига фаз, меньшему  $2\pi$ , вычислять разность между сравниваемыми частотами.

Как известно,

$$\delta_0 = \frac{\varphi}{2\pi f_{\text{разн}} \cdot t}, \quad (1)$$

где  $\delta_0 = \frac{f_1 - f_2}{f_{\text{ном}}}$  — относительная разность сравниваемых частот;

$\varphi$  — угол в радианах, на который сместилась фаза одних колебаний относительно фазы других за время  $t$ .

Если колебания одной частоты развернуть так, чтобы луч двигался равномерно, как движется фаза этого колебания, то угол сдвига фазы можно отсчитывать по возникающей фигуре.

Так, развертка по окружности представляет собой равномерную шкалу фазовых углов развертывающегося колебания. Поэтому сдвиг фазы можно отсчитывать по углу, на который сместилось пятно, т. е. полагать  $\varphi = \Phi$ , где  $\Phi$  — центральный угол.

Центральный угол окружности можно выразить следующей формулой:

$$\Phi = 2\pi f_{\text{разн}} \cdot t. \quad (2)$$

Если развертка отклоняется от окружности, то

$$\Phi' = 2\pi f_{\text{разн}} \cdot t \cdot \Delta. \quad (3)$$

Величина  $\Delta$  определяется характером неравномерности и в общем случае выражается формулой:

$$\Delta = \frac{1}{2\pi f_{\text{разн}}} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{e_2}{e_1}\right)^2} \cdot \frac{e_1 \dot{e}_2 - e_2 \dot{e}_1}{e_1^2} \quad (4)$$

где  $e_1$  и  $e_2$  — переменные напряжения, образующие развертку, причем предполагается, что эти напряжения выражают колебания, лишь немного отличающиеся от гармонических.

Если разность частот вычисляется по  $\frac{1}{n}$  части развертки, т. е. по  $\frac{1}{n}$  доле периода биений  $T$ , то она получится равной

$$\delta_0' = \frac{\Phi'}{2\pi \frac{T}{n} f_{\text{разн}}} = \frac{2\pi f_{\text{разн}} \cdot t \cdot \Delta}{2\pi f_{\text{разн}} \frac{T}{n}} = \frac{2\pi f_{\text{разн}} t n \Delta}{12\pi f_{\text{разн}} T} \quad (5)$$

но  $f_{\text{разн}} \cdot t \cdot n = 1$ , и тогда

$$\delta_0' = \frac{\Delta}{T f_{\text{разн}}} \quad (6)$$

При равномерной развертке

$$\delta_0 = \frac{1}{T f_{\text{разн}}} \quad (7)$$

Следовательно, погрешность из-за неравномерности развертки равна

$$\xi_0 = \delta_0' - \delta_0 = \frac{\Delta - 1}{T f_{\text{разн}}} = \delta_0 (\Delta - 1) \quad (8)$$

Эта величина получается для случая, когда отсчет ведется от нуля, т. е. от момента совпадения фазы искаженной развертки с окружностью. Если же отсчет ведется по развертке от того положения, в котором она отклоняется от окружности на величину  $\Delta_1$ , до положения, в котором она отклоняется на величину  $\Delta_2$ , то величина погрешности получится равной

$$\xi_0 = \delta_0 (\Delta_2 - \Delta_1) \quad (9)$$

Величина и характер погрешности различны в зависимости от причины, создающей неравномерность развертки.

Так, если развертку образуют два напряжения

$$e_1 = \varepsilon \cos \omega t$$

и

$$e_2 = (\varepsilon + \Delta\varepsilon) \sin(\omega t + \Delta\varphi),$$

то

$$\Delta = \left(1 + \frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon}\right) \frac{\cos \Delta\varphi}{\cos^2 \omega t + \left(1 + \frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon}\right) \sin^2(\omega t + \Delta\varphi)} \quad (10)$$

Величина  $\Delta$  меняется периодически с периодом  $T = \frac{2\pi}{2\omega}$ . Если  $\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon} = 0,1$ , а величина  $\Delta\varphi = 10^\circ$ , то  $(\Delta - 1)$  меняется в пределах от  $-0,18$  до  $+0,20$ , вызывая соответственно погрешность измерения  $\pm 2 \cdot 10^{-2}$  при относительной разности сравниваемых частот  $1 \cdot 10^{-7}$ .

Если одно из напряжений содержит составляющую второй гармоники с амплитудой  $a\varepsilon$ , то

$$\Delta = \frac{1 + a \cos \omega t + a \sin 2\omega t \cdot \sin \omega t}{(\cos \omega t + a \cos \omega t)^2 + \sin^2 \omega t} \quad (11)$$

При  $\alpha=0,1$  ( $\Delta=1$ ) меняется в пределах  $\pm 0,1$ , вызывая погрешность измерения  $\pm 1 \cdot 10^{-8}$  при относительной разности сравниваемых частот  $\delta_0=1 \cdot 10^{-7}$ .

Можно геометрически определить величину заметного на глаз отклонения развертки от окружности и по приведенным формулам оценить погрешность измерения. Труднее определить вносимую погрешность, если геометрическая развертка представляет собой правильную окружность, а «электрическая» — нет. Это может быть в том случае, если геометрический центр окружности не совпадает с ее «электрическим» центром, что бывает при некоторых формах кривой складываемых колебаний. Поэтому для определения разностной частоты по доле периода колебаний необходимо калибровать шкалу электронного фазометра путем сравнения на нем двух известных и стабильных частот.

*Статья поступила в феврале 1962 г.*



## ПОГРЕШНОСТИ ПРИЕМА СИГНАЛОВ ТОЧНОГО ВРЕМЕНИ, СВЯЗАННЫЕ С ВРЕМЕНЕМ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИО- ВОЛН

Посвящена определенно кажущейся скорости распространения радиосигналов на коротких и сверхдлинных волнах, а также анализу случайных и систематических погрешностей, связанных с изменением времени распространения радиоволн.

В последние годы требования к точности подачи и приема сигналов времени резко возросли: точность в 1 мсек не удовлетворяет многих потребителей. Так, например, для траекторных измерений иногда требуется синхронизировать во времени аппаратуру, разнесенную на сотни километров. В этом случае необходима точность в десятки микросекунд. Если синхронизация ведется по сигналам точного времени, передаваемым по радио, то точность привязки, в основном, будет определять погрешности за счет приема и неточного знания времени распространения сигналов. Чтобы уменьшить или исключить эти погрешности, нужно измерять указанное время.

Если это невозможно делать непосредственно в каждом сеансе, пользуются средним временем распространения, считая его неизменным. В этом случае, при условии изменения высоты ионосферы, плотности ионизации и т. п., время распространения будет изменяться, приводя к лишь случайным погрешностям приема\*. Неверное определение среднего времени распространения вызовет систематические погрешности, в отдельных случаях превышающие случайные в несколько раз и достигающие тогда нескольких миллисекунд.

### 1. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕНИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛОВ КОРОТКОВОЛНОВЫХ СТАНЦИЙ

Время распространения сигналов коротковолновых станций обычно определяют расчетным путем по эмпирическим формулам А. Стойко [1] и считают его неизменным. Эти формулы, выведенные по результатам приемов сигналов, еще до внедрения осциллографических методов регистрации [2], нуждаются в экспериментальной проверке.

Прямое определение времени распространения путем двусторонних прямо-передач было выполнено в Иркутской лаборатории ВНИИФТРИ на трассе Иркутск—Москва (протяженность 4220 км) и Иркутск—Зикавей (протяженность 2706 км).

**Измерения времени распространения на трассе Москва—Иркутск**

Определения времени распространения коротких волн на трассе Москва—Иркутск проводились по приемам сигналов станций РВМ и

\* Здесь, как и далее, речь будет идти только о погрешностях приема в результате неправильного учета времени распространения.

РБТ. Для измерений использованы приемы РВМ на частоте 15 МГц в 4 ч и приемы РБТ на частоте 13,9 МГц в 6 ч\*, систематически выполняемые службами времени ВНИИФТРИ.

Время распространения вычислялось по формуле

$$t_p = \frac{(T_{РБТ} - T_{РВМ}) M_M + (T_{РВМ} - T_{РБТ}) M_m}{2} \quad (1)$$

где  $T$  — показания часов в момент приема сигналов радиостанций РБТ и РВМ в службах времени  $M_M$  и  $M_m$ . Значения  $T$  исправлены с учетом запаздывания сигналов в тракте радиоприемников. В разностях учитывается ход часов.

Табл. 1 содержит результаты измерений за период с декабря 1960 г. по сентябрь 1961 г.

Таблица 1

Дата	$t_p$ в мсек	$M$	$m$	$n$
Декабрь 1960 . . . . .	14,63	$\pm 0,13$	$\pm 0,3$	5
Январь 1961 . . . . .	14,83	0,15	0,6	13
Февраль 1961 . . . . .	14,89	0,05	0,3	26
Март 1961 . . . . .	14,76	0,08	0,3	13
Апрель 1961 . . . . .	14,83	0,08	0,4	23
Май 1961 . . . . .	14,88	0,08	0,4	22
Июнь 1961 . . . . .	14,68	0,07	0,2	9
Июль 1961 . . . . .	14,67	0,08	0,3	15
Август 1961 . . . . .	14,73	0,07	0,2	13
Сентябрь 1961 . . . . .	14,66	0,05	0,2	12
Среднее за 10 месяцев . . . . .	14,76	$\pm 0,09$	$\pm 0,34$	—

где  $M$  — средняя квадратическая погрешность среднего значения измерений;

$m$  — средняя квадратическая погрешность одного измерения;

$n$  — количество измерений в течение месяца.

Имея в виду, что расстояние между Москвой и Иркутском равно 4220 км, кажущаяся скорость распространения радиоволн в среднем за весь период будет

$$V_p = \frac{S}{t_p} = \frac{4220}{0,01476} = 285,8 \cdot 10^3 \text{ км/сек.}$$

Таким образом, на протяжении почти целого года время распространения ( $t_p$ ) держалось на уровне около 14,8 мсек, существенных изменений сезонного характера не обнаружилось. Однако все эти определения основаны на приемах в 4 и 6 ч.

Приемы в другое время суток характеризуются ярко выраженной зависимостью  $t_p$  от времени года. На рис. 1 и 2 приведены графики, показывающие сезонные изменения  $t_p$  для некоторых моментов приема РВМ. На рис. 3 дана кривая, показывающая средние за 10 месяцев величины для приемов от 14 ч до 5 ч. Общее, среднее за 10 месяцев, время распространения волн, принимавшихся в пределах от 14 ч до 5 ч, близко к 14,9 мсек. Определенное по формулам А. Стойко, оно равно 15,6 мсек, т. е. на 0,7 мсек больше. В дальнейшем будет показано, что это не случайное расхождение в результатах.

\* Здесь и в дальнейшем время приводится в системе всемирного времени.

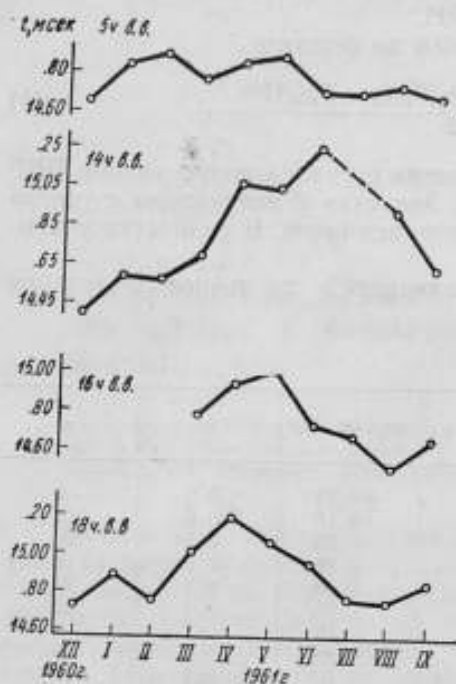


Рис. 1. Время распространения сигналов РВМ на трассе Москва—Иркутск для сеансов 5, 14, 16 и 18 ч

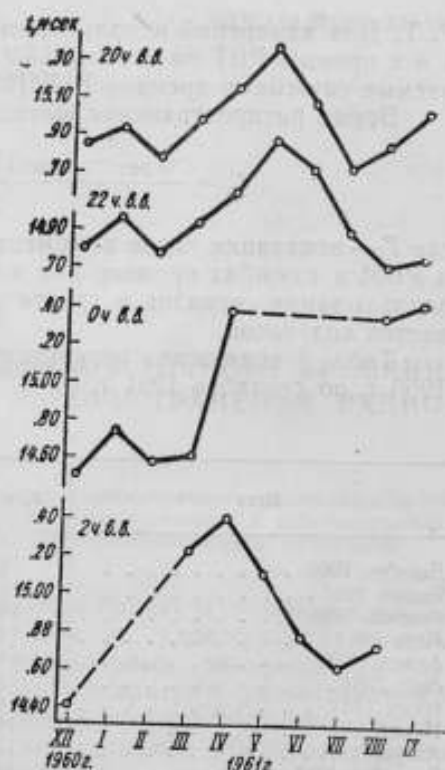


Рис. 2. Время распространения сигналов РВМ на трассе Москва—Иркутск для сеансов 20, 22 и 2 ч. Для сеансов 20, 22 и 2 ч наблюдается резко выраженный сезонный ход изменений времени распространения: оно максимально в апреле—мае и минимально в феврале, июле и августе.

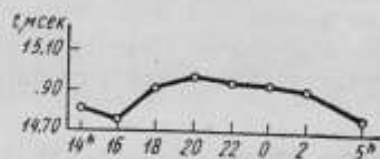


Рис. 3. Средние за 10 месяцев величины времени распространения сигналов РВМ на трассе Москва—Иркутск для сеансов приема с 14 до 5 ч.

### Измерения времени распространения на трассе Иркутск—Зикавей

Эти измерения проводились в ходе приема на трассе Иркутск—Зикавей сигналов станций РБТ в 0 ч и БПЖ в 17 ч. РБТ работала на частоте 10,9 Мгц, а БПЖ— на частоте 9,368 Мгц.

Значения  $t_p$  получены по формуле, аналогичной (1), и приведены в табл. 2.

Кажущаяся скорость распространения

$$V_p = \frac{S}{t_p} = \frac{2700}{0,00962} = 281,3 \cdot 10^3 \text{ км/сек.}$$

Здесь нет существенных сезонных изменений, подобных тем, которые наблюдались на трассе Москва—Иркутск в 14 ч. Проверка показывает, что заметного закономерного изменения времени распространения для передач БПЖ в 13, 15, 17 и 19 ч тоже не наблюдается. Это

Таблица 2

Дата	$t_p$	$M$	$m$	$n$
Сентябрь 1960 . . . . .	9,70	$\pm 0,08$	$\pm 0,4$	25
Декабрь 1960 . . . . .	9,46	0,10	0,5	26
Март 1961 . . . . .	9,72	0,07	0,3	21
Июнь 1961 . . . . .	9,60	0,04	0,2	26
Среднее . . . . .	9,62	$\pm 0,07$	$\pm 0,35$	—

можно объяснить, во-первых, тем, что разница в долготе между Иркутском и Зикавеем невелика (около  $15^\circ$ ), а следовательно, нет существенной разницы в освещенности трассы на всем ее протяжении, и, во-вторых, тем, что время исследования лежало в достаточно ограниченном интервале от 13 до 19 ч.

Среднее измеренное значение времени распространения оказалось 9,6 мсек, а не 10,2 мсек, как должно быть по формулам А. Стойко. В этом случае  $t_p$ , по А. Стойко, оказалось также завышенным на 0,6 мсек.

Таким образом, использование формулы А. Стойко для расстояний до 4000—4500 км приводит к систематическим погрешностям приема, в 3—4 раза превышающим случайную погрешность, имеющую место в работе на коротких волнах\*.

Можно предположить, что причина неточности формулы А. Стойко состоит в том, что эта формула была выведена по результатам приемов радиосигналов до внедрения осциллографического метода регистрации. Ранее применявшиеся хроноскопы, электронные счетчики и им подобные приборы, срабатывающие при определенном уровне сигнала, не равно нулю, вызывали систематические погрешности приема. При двухсторонних измерениях принимались сигналы местной и удаленной станций. Мощные сигналы местной станции регистрировались в точке переднего фронта, ближе расположенной к началу сигнала, чем у слабых сигналов далеких станций. Это обуславливалось, во-первых, тем, что передний фронт принятых сигналов далеких станций из-за сложений сигналов, пришедших разными путями, искажен и может иметь время нарастания порядка 5—6 мсек, и, во-вторых, тем, что приходилось поднимать уровень срабатывания регистрирующих приборов выше уровня помех. Поэтому при регистрации сигналов осциллографическим методом, когда за начало сигнала классического типа берется наиболее характерная точка — точка нулевой амплитуды переднего фронта, т. е. когда форма сигнала и помехи не вносят погрешностей систематического характера, использование эмпирических формул А. Стойко приводит к завышению учитываемого времени распространения.

### Зависимость времени распространения от частоты

Чтобы выяснить зависимость  $t_p$  от частоты, на которой ведется передача, использовались приемы сигналов времени станций частотного эталона ИИЫ, ВВЖ, ВВЖХ (Токио, Вашингтон, Гавайи). Каждая из них ведет одновременную подачу сигналов на нескольких частотах. Передатчики каждой станции, работающие на разных частотах, расположены в одном пункте, а моменты подач согласованы до нескольких микросекунд.

Зависимость времени распространения от частоты определяется по разностям моментов приема в одном сеансе сигналов одной и той же

\* По данным «Эталонного времени», случайная погрешность приема на коротких волнах для большинства служб равна  $\pm 0,2$  мсек.

станции на разных частотах. Исследования проделаны для станций ИИЫ (Токио), ВВЖ (Вашингтон) и ВВЖХ (Гавайи) (сигналы этих станций принимаются с 1957 г.).

Сигналы станций ИИЫ (расстояние от Иркутска по малой дуге большого круга  $S=3315$  км) принимались на частоте 5, 10 и 15 Мгц. Как правило, приемы велись в те часы суток, когда станция была хорошо слышна на всех трех частотах.

Табл. 3 содержит разности моментов приема сигналов ИИЫ на частотах 10 и 15 Мгц, а табл. 4 — на частотах 10 и 5 Мгц. В конце таблицы приведены средние за месяц значения этих разностей и средние квадратические вариации  $m$  суточных значений разностей.

Таблица 3

Разности моментов приема сигналов ИИЫ на частотах 10 и 15 Мгц в мсек за сентябрь 1958 г.

Число	$\Delta t$		Число	$\Delta t$	
	13 ч	16 ч		13 ч	16 ч
1	-0,4	—	16	-1,0	+0,3
2	—	—	17	-0,3	+0,4
3	0	+0,6	18	+0,2	—
4	+0,1	—	19	-0,4	-0,3
5	+0,1	-0,2	20	-0,3	-0,3
6	+0,5	-0,1	21	0	-0,2
7	-0,2	-0,4	22	-0,3	-0,3
8	+0,3	+0,4	23	-0,2	-0,1
9	+0,2	+0,6	24	-0,2	-0,1
10	0	+0,5	25	-0,1	-0,1
11	+0,2	+0,7	26	—	—
12	-0,3	+0,3	27	—	+0,1
13	-0,4	+0,4	28	-0,4	+0,4
14	-0,1	+0,2	29	—	+0,6
15	-0,2	—	30	-0,6	-0,2

$\Delta t_{\text{ср}} \quad \begin{matrix} -0,14 & +0,09 \\ \pm 0,29 & \pm 0,34 \end{matrix}$

Таблица 4

Разности моментов приемов сигналов ИИЫ на частотах 10 и 5 Мгц в мсек за февраль и март 1961 г.

Число	16 ч		Число	16 ч	
	Февраль			Март	
17	-0,3		10	0	
18	0		11	0	
20	-0,4		14	+0,4	
21	0		15	-0,1	
22	-0,2		17	-0,2	
23	+0,1		22	-0,1	
24	0		23	-0,2	
25	-0,1		24	-0,1	
27	-0,2		25	+0,2	
28	-0,1		26	+0,4	
Март			27	+0,2	
5	-0,4		28	+0,4	
6	+0,5		31	+0,2	
7	-0,4				
8	-0,1				

$\Delta t_{\text{ср}} \quad \begin{matrix} -0,02 \\ \pm 0,24 \end{matrix}$

Табл. 5 и 6 содержат результаты аналогичных измерений для сеансов передач ВВЖ ( $S=9860$  км) и ВВЖХ ( $S=8790$  км) на частотах 10 и 15 Мгц.

Интересно отметить, что при приеме станции ВВЖ средняя квадратическая вариация разности моментов  $m$  меньше, чем для станций ИИЫ и ВВЖХ. Это можно объяснить тем, что трасса ВВЖ—Иркутск проходит через Северный полюс, где в период измерений господствовала полярная ночь. Опыт показывает, что наилучшая проходимость сигналов ВВЖ наблюдается зимой и очень плохая летом — в период полярного дня.

**Погрешности времени распространения сигналов, прошедших расстояние более 10 000 км**

Для изучения погрешностей, возникающих при распространении сигналов на очень большие расстояния, осуществлены измерения разностей  $\Delta t$  времени распространения сигналов, прошедших по большой и малой дугам большого круга. Эти измерения касались сигналов станций ВВЖ (10 измерений) и ВВЖХ (16 измерений). В табл. 7 и 8 даны результаты этих измерений в мсек.



Таблица 5

Разности моментов приема сигналов ВВЖХ на частотах 10 и 15 Мгц в мсек за апрель 1958 г.

Число	12 ч	Число	12 ч
1	0	16	-0,4
2	+0,2	17	-0,2
3	-0,2	18	0
4	-0,2	19	-0,3
5	+0,6	20	+0,1
6	0	21	-0,2
7	0	22	-0,3
8	-0,4	23	-0,1
9	-0,1	24	-0,2
10	-0,1	25	-0,5
11	-0,2	26	0
12	0	27	0
13	-0,1	28	-0,2
14	+0,4	29	+0,3
15	+0,2	30	-0,3

$\Delta_{\text{ср}}$     -0,07  
 $m$         ±0,24

Таблица 6

Разности моментов приема сигналов ВВЖХ на частотах 10 и 15 Мгц в мсек за ноябрь и декабрь 1958 г.

Число	1 ч 30 мин	Число	1 ч 30 мин
Ноябрь		25	+0,2
3	0	Ноябрь	
4	+0,1	26	+0,2
7	-0,2	30	+0,2
11	-0,1	Декабрь	
12	+0,4	1	+0,2
13	-0,1	2	-0,1
14	+0,1	4	-0,1
15	+0,2	6	+0,1
16	+0,2	7	+0,1
17	+0,3	8	0
18	+0,1	9	+0,1
19	+0,1	11	+0,2
20	+0,2	12	+0,1
21	-0,2	15	0
24	+0,2	16	-0,1

$\Delta_{\text{ср}}$     +0,08  
 $m$         ±0,14

Таблица 7

Разности моментов приема сигналов ВВЖХ, прошедших по большой и малой дугам большого круга, за 1957 г.

Дата	$\Delta t$	$V_L$
2/I	63,8	-0,3
7/I	64,5	+0,4
7/X	64,1	0
7/X	63,2	-0,9
9/X	63,9	-0,2
21/X	63,0	-1,1
20/XI	65,1	+1,0
23/XI	65,0	+0,9
23/XII	64,2	+0,1
24/XII	64,4	+0,3

Среднее    64,1  
 $m$             ±0,2

Таблица 8

Разности моментов приема сигналов ВВЖХ, прошедших по большой и малой дугам большого круга, за 1957 г.

Дата	$\Delta t$	$V_L$	Дата	$\Delta t$	$V_L$
1/I	78,2	0	12/I	78,2	0
3/I	78,3	+0,1	15/I	77,7	-0,5
4/I	78,5	+0,3	17/I	78,3	+0,1
5/I	78,5	+0,3	23/I	78,3	+0,1
7/I	78,5	+0,3	30/I	77,9	-0,3
9/I	78,4	+0,2	27/I	78,0	-0,2
10/I	78,0	-0,2	6/XII	78,2	0
11/I	78,2	0	9/XII	77,9	-0,3

Среднее    78,2                      Среднее    78,2  
 $m$                                        $m$                                       ±0,1

Как видно из таблиц, разности  $\Delta t$  довольно устойчивы. Расстояние от Им до ВВЖХ по малой дуге большого круга равно 8790 км, а по большей дуге большого круга — 31 210 км, что дает, по А. Стойко, время распространения соответственно 31,6 мсек и 109,1 мсек. В этом случае  $\Delta t$  должно равняться 77,5 мсек. Табл. 8 показывает, что измеренная разность оказалась равной 78,2 мсек, что удовлетворительно согласуется с эмпирической формулой А. Стойко.

Расстояние от Им до ВВЖХ по малой дуге большого круга 9855 км, расстояние по большой дуге 30 145 км. По эмпирической формуле А. Стойко, время распространения в первом случае равно 35,3 мсек, а во втором — 105,5 мсек и  $\Delta t$  соответственно 70,2 мсек. Однако результа-

ты измерений  $\Delta t$  дали  $\Delta t$ , равное 64,2 мсек. Расхождение в 6,1 мсек между вычисленным и измеренным значением  $\Delta t$  можно объяснить предположением, что зарегистрированные сигналы приходили в Иркутск не по большой дуге большого круга, а иным, более коротким путем. Это, быть может, обусловлено тем, что трасса ВВЖ—Иркутск по большой дуге большого круга проходила через Южный полюс, где в период измерений был полярный день.

Ранее упоминалось, что во время полярного дня на Северном полюсе сигналы ВВЖ обычно в Иркутске не принимаются из-за очень плохой проходимости. Вероятно, это же имеет место и в отношении сигналов, идущих вблизи Южного полюса во время южного полярного дня.

В заключение можно сказать, что при распространении сигналов на расстояния, превышающие 10 000 км, эмпирическая формула А. Стойко удовлетворительно согласуется с экспериментом. Однако если трасса проходит вблизи полюса, во время полярного дня возможны существенные ошибки в определении времени распространения сигналов.

## 2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕНИ ПРОХОЖДЕНИЯ СИГНАЛОВ КОРОТКО-ВОЛНОВЫХ СТАНЦИЙ ПО ХАРАКТЕРНЫМ ИСКАЖЕНИЯМ В ТОЧКЕ ПРИЕМА

Введение в практику работы Службы времени осциллографического метода приема позволило снизить среднюю квадратическую ошибку приема до  $\pm 0,1$  мсек, так как этот метод в принципе позволяет регистрировать сигналы с точностью до  $\pm 0,01$  мсек и выше.

Препятствием к дальнейшему повышению точности является нестабильность времени прохождения сигналов из-за изменения высоты отражающих слоев и путей распространения. Выход можно найти, если, регистрируя сигналы, производить двухсторонние измерения времени их прохождения, считая, что в обоих направлениях они идут одинаковым путем. Но в большинстве случаев такие измерения практически пока невозможно осуществить, так как для этого необходимо обеспечение передачи и приема радиосигналов в обоих пунктах. В этом разделе рассматривается один из возможных способов определения времени распространения без двухсторонних измерений.

Сигналы, поступающие в радиоприемное устройство, приходят различными путями, испытывая различное количество отражений от ионосферы. В результате принимаемый сигнал приобретает очень сложную форму, отличную от формы посланного сигнала. Анализ этих искажений показывает, что принятые сигналы могут содержать информацию о времени их распространения, поскольку искажения имеют закономерный характер.

Покажем это на примере регистрации сигналов передатчика РБТ. Передатчик находится в 22 км от Иркутской лаборатории, т. е. фактически за пределами прямой видимости. «Земной» луч приходит в точку приема в большинстве случаев очень слабым, иногда его на фоне помех невозможно найти. Кроме «земного» луча, в точку приема зачастую приходят сигналы, отраженные от ионосферы и запаздывающие, в сравнении с «земным» лучом, на 2—5 мсек. Эти отраженные лучи накладываются на «земной» луч, вызывая в точке приема характерные искажения сигнала. Иногда «небесные» сигналы по амплитуде превышают земные в 5—20 раз.

На рис. 4 приведена фотография принятого секундного сигнала РБТ на частоте 6775 кГц. Точка А соответствует моменту прихода «земного» сигнала, точка Б — моменту прихода первого отраженного от ионосферы, В — второго отраженного от ионосферы, и точка Г — третьего отраженного от ионосферы сигнала.

Из чертежа на рис. 5 видим, что длина пути  $l_n$ , проходимого небесным лучом, определяется числом отражений сигнала от ионосферы, действующей высотой  $h_g$  ионосферы и расстоянием  $S$  по земной поверхности между передатчиком и приемником:

$$l_n = 2n \sqrt{h_g^2 + \left(\frac{S}{2n}\right)^2} \quad (2)$$

где  $n$  — число отражений.

Время прохождения «земного» луча будет равно:

$$t = \frac{22 \text{ км}}{3 \cdot 10^8 \text{ км/сек}} \approx 0,073 \text{ сек.}$$

Время прохождения «небесного» луча соответственно равно:

$$t_n = \frac{l_n}{c}$$

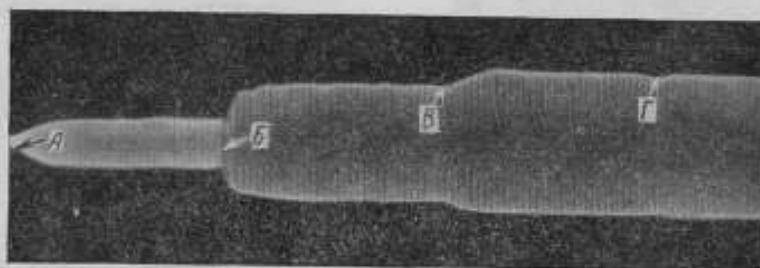


Рис. 4. Оциллограмма принятого сигнала РБТ. Видны характерные искажения.

Табл. 9 содержит вычисленные значения  $t_n$  — времени прохождения сигналов, отраженных от ионосферы, в зависимости от числа  $n$  отражений и действующей высоты ионосферы  $h_g$ . В таблице, кроме того, приводятся разности времени прохождения  $t_n - t_{n-1}$ .

Таблица 9  
Вычисленные значения времени распространения  
для  $S = 22 \text{ км}$

$h_g, \text{ км}$	$t_1$	$t_2 - t_1$	$t_3$	$t_4 - t_3$	$t_5$
	мсек				
220	1,47	1,47	2,94	1,47	4,41
240	1,60	1,61	3,21	1,61	4,82
260	1,74	1,73	3,47	1,73	5,20
280	1,86	1,86	3,75	1,86	5,59

Измерения фотোগраммы (рис. 5) дают следующие значения разностей моментов приема сигналов, пришедших различными путями:

2-е отражение (В) — 1-е отражение (Б) = 1,65 мсек,

3-е отражение (Г) — 2-е отражение (В) = 1,60 мсек.

Отожествляя эти измерения с вычисленными разностями (табл. 9), находим следующие значения времени распространения и действующей высоты ионосферы:

$$t_1 = 1,62 \text{ мсек}, t_2 = 3,25 \text{ мсек}, t_3 = 4,87 \text{ мсек}, h_g = 242 \text{ км.}$$

„Земной” луч приходит в приемное устройство спустя 0,073 мсек после выхода с антенны передатчика. Следовательно, анализируя характерные искажения в точке приема, можно определить время прохождения всех трех отраженных от ионосферы сигналов.

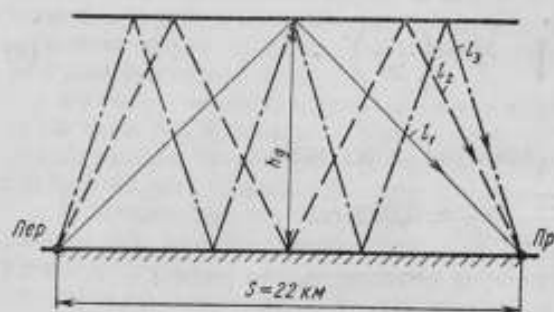


Рис. 5. Путь сигналов РБТ от передатчика до приемника.

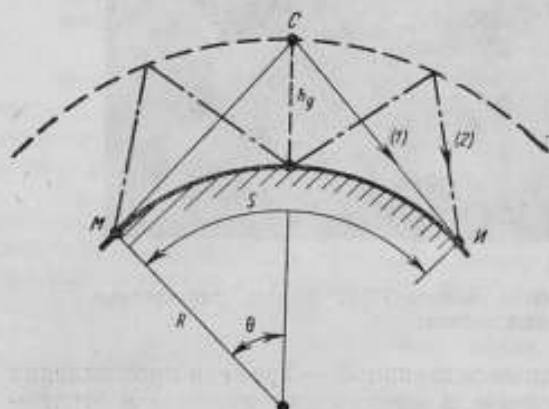


Рис. 6. Предполагаемый путь сигналов РВМ до Иркутска.

Точно также, принимая сигналы далеких станций, в ряде случаев можно найти время их прохождения от передатчика до приемника. Рассмотрим это на примере определения времени прохождения сигналов станции РВМ от Москвы до Иркутска (по характерным искажениям этих сигналов в точке приема).

В зависимости от состояния ионосферы и частоты, его несущей, сигнал РВМ приходит в Иркутск тремя-шестью путями. Обычно лучшие условия распространения складываются для сигналов, испытавших 3—4 отражения. Расчет времени прохождения сигналов по этой трассе ведется с учетом кривизны земли (рис. 6). При расчете длины пути  $l_n$  криволинейный путь радиоволн в ионосфере заменен прямолинейным, а действительные высоты — действующими [3]. Длина пути  $l_1$  будет равна:

$$l_1 = 2MC = 2\sqrt{R^2 + (R + h_g)^2} - 2R(R + h_g)\cos\theta.$$

Откуда:

$$l_n = 2_n \sqrt{4R \sin^2 \frac{\theta}{2n} (R + h_g) + h_g^2}. \quad (3)$$

Здесь:  $\theta$  — половина центрального луча, соответствующего дуге между пунктами передачи и приема;  $R$  — радиус Земли.

Табл. 10 показывает время прохождения  $t_n = \frac{l_n}{C}$  сигналов на трассе Москва — Иркутск в зависимости от  $h_g$  и от числа отражений. Таблица также дает разности времен прохождения  $t_n - t_{n-1}$ . Расстояние между пунктами приема и передачи  $S=4220$  км.

На рис. 7 приведены 8 последовательных изображений сигналов станции РВМ. Прием произведен на частоте 10 Мгц. Марки времени следуют через 0,2 мсек, 2,0 мсек и 5,0 мсек. Цифрами 1, 2, 3, 4 помечены участки осциллограм, где наиболее четко заметны моменты прихода сигналов, испытавших соответственно одно, два, три и четыре отражения от ионосферы. При совпадении фаз приходящих сигналов результирующая амплитуда возрастает, а в противном случае — резко падает (точки 4 и 2 на изображениях седьмом и восьмом).

Оценка фотографии показывает, что в данном сеансе наилучшие условия распространения сложились для случая трех и четырех отражений. Определения разностей времени распространения по фотограммам дают следующие результаты:  $t_2 - t_1 \approx 0,8$  мсек,  $t_3 - t_2 \approx 1,2$  мсек,  $t_4 - t_3 \approx 1,7$  мсек. Из табл. 10 находим, что этим разностям соответствует  $h_g \approx 420$  км, а  $t_1 \approx 14,8$  мсек,  $t_2 \approx 15,6$  мсек,  $t_3 \approx 16,8$  мсек и т. д.

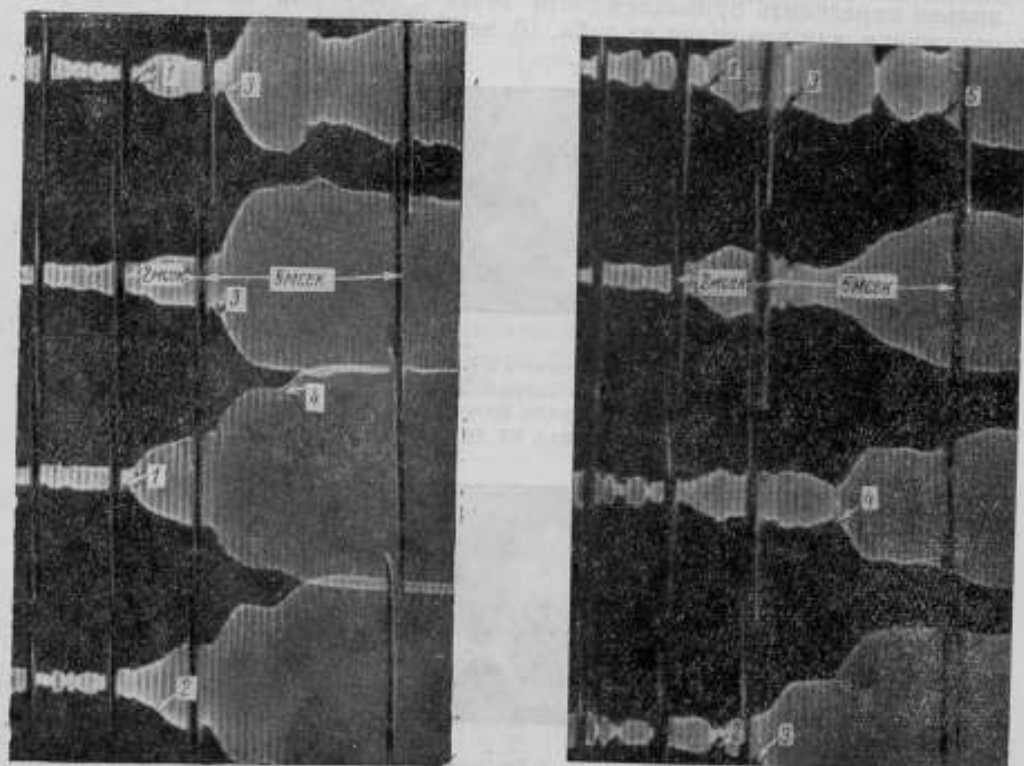


Рис. 7. Сигналы РВМ, принятые в Иркутске на частоте 10 МГц.

Таблица 10

Вычисленные значения времени распространения для  $S = 4220$  км.

$h_g$ , км	$t_1$	$t_2 - t_1$	$t_2$	$t_3 - t_2$	$t_3$	$t_4 - t_3$	$t_4$	$t_5 - t_4$	$t_5$
	мсек								
220	14,35	0,27	14,62	0,37	14,99	0,50	15,49	0,63	16,12
240	14,39	0,31	14,70	0,43	15,13	0,60	15,73	0,74	16,47
260	14,43	0,35	14,78	0,51	15,29	0,68	15,97	0,86	16,83
280	14,47	0,40	14,87	0,58	15,45	0,79	16,24	0,99	17,23
300	14,50	0,46	14,96	0,66	15,62	0,86	16,48	1,12	17,60
320	14,54	0,51	15,05	0,74	15,79	0,98	16,77	1,22	17,99
340	14,59	0,56	15,15	0,83	15,98	1,08	17,06	1,33	18,39
360	14,63	0,62	15,25	0,93	16,18	1,20	17,38	1,47	18,85
380	14,67	0,69	15,36	1,02	16,38	1,32	17,70	1,62	19,32
400	14,71	0,76	15,47	1,11	16,58	1,44	18,02	1,77	19,79
420	14,76	0,82	15,58	1,21	16,79	1,58	18,37	2,01	20,38
440	14,81	0,89	15,70	1,31	17,02	1,70	18,72	2,13	20,85
460	14,86	0,96	15,82	1,43	17,25	1,81	19,06	2,28	21,34
480	14,91	1,03	15,94	1,54	17,48	1,93	19,41	2,43	21,84
500	14,96	1,11	16,07	1,65	17,72	2,06	19,78	2,58	22,36



При определении времени прохождения сигналов далеких коротковолновых станций по их характерным искажениям возможны погрешности в установлении порядка отражения. Например, в Иркутск сигналы РВМ в большинстве случаев приходят, испытав от одного до пяти-шести отражений, но в отдельные сеансы невозможно обнаружить ни одного сигнала, испытавшего одно либо два отражения. Поэтому, чтобы правильно определить принадлежность точки к тому или иному порядку отражения, как это видно из табл. 10, необходимо измерить разности не

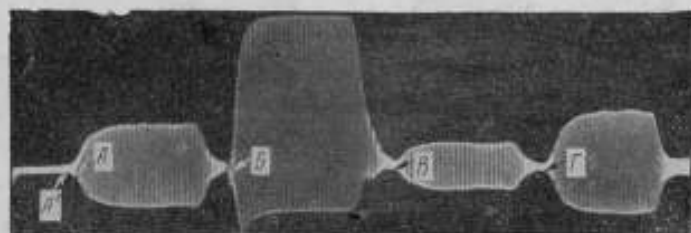


Рис. 8. Осциллограмма сигнала РБТ длительностью в 1,5 мсек. В секунду подавался один сигнал. Точки А, Б, В, Г соответствуют точкам на рис. 4. Прием произведен в тот же сеанс, что и сигнал на рис. 4.

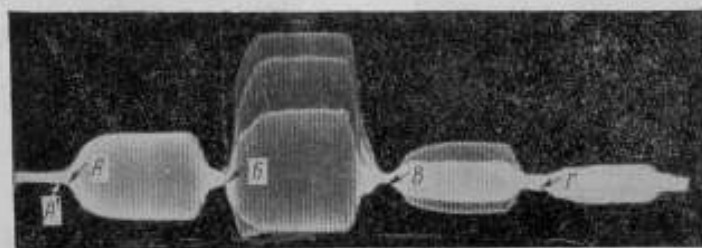


Рис. 9. То же, что и на рис. 8 (на один кадр сделано три снимка). «Земной» сигнал постоянен по амплитуде, тогда как отраженные от ионосферы флукуируют.

менее чем трех характерных точек, что трудно сделать без фотографирования.

Заметим, что измерения характерных искажений обычных сигналов времени длительностью порядка 100 мсек трудны и требуют хороших условий приема. Происходит это потому, что на сигналы, пришедшие позже, накладываются сигналы, пришедшие ранее. В результате картина затемняется, и лишь небольшое число сигналов серии можно использовать для определения времени распространения по точкам характерных искажений.

Эти измерения можно существенно облегчить, если подавать сигналы, длительность которых будет менее самой меньшей из ожидаемой разности  $t_n - t_{n-1}$  вероятных времен распространения. На рис. 8 и 9 показаны моменты приема сигналов РБТ длительностью около 1,5 мсек. Прием производился в тот же сеанс, что и сигнала, показанного на рис. 4. На рис. 9 на один кадр сделаны три последовательных снимка. Хорошо видны амплитудные флукуации сигналов, отраженных от ионосферы, тогда как сигналы, пришедшие „земным“ путем, стабильны. Сигналы подавались один раз в секунду. В точке приема зафиксированы один земной и три отраженных сигнала.

На трассе Иркутск — Новосибирск ( $S=1420$  км) в сентябре 1960 г. были проведены опыты по измерению времени распространения сигнала

лов РБТ на частоте 10,9 Мгц. Сигналы подавались раз в секунду длительностью около 1 мсек. Прием сигналов производился в лаборатории времени и частоты НГИМИП. На рис. 10 приведены зарисовки принятых сигналов с экрана осциллографа. Сигналы подавались раз в секунду, а их длительность равнялась 1 мсек. В точке приема зарегистрировано четыре импульса. Отсчеты разностей  $t_n - t_{n-1}$  делились визуально.

Значения их следующие:

$$t_2 - t_1 = 1,20 \text{ мсек}, \quad t_3 - t_2 = 1,60 \text{ мсек}, \quad t_4 - t_3 = 2,10 \text{ мсек}.$$

Из табл. II находим, что этим разностям соответствует  $h_g \approx 330 \text{ км}$ ,  $t_1 \approx 5,33 \text{ мсек}$ ,  $t_2 \approx 6,53 \text{ мсек}$ ,  $t_3 \approx 8,13 \text{ мсек}$ ,  $t_4 \approx 10,23 \text{ мсек}$ .

Время распространения, по А. Стойко, равно 5,6 мсек.

На трассе Москва — Иркутск были проведены двухсторонние измерения времени прохождения сигналов РВМ на частотах 5 и 10 Мгц; одновременно (в Иркутске) производились измерения по характерным искажениям сигналов. В табл. 12 приведены результаты этих измерений в мсек.

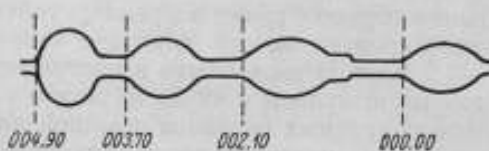


Рис. 10. Зарисовка сигналов РБТ, принятых в Новосибирске. Частота РБТ 5010 кГц.

Таблица II  
Вычисленные значения времени распространения  
для  $S = 1420 \text{ км}$

$h_g, \text{ км}$	$t_1$	$t_2 - t_1$	$t_3$	$t_4 - t_3$	$t_5$	$t_6 - t_5$	$t_7$
	мсек						
280	5,20	0,92	6,12	1,28	7,40	1,64	9,04
300	5,24	1,05	6,29	1,42	7,71	1,79	9,50
320	5,30	1,17	6,47	1,56	8,03	1,95	9,98
340	5,36	1,29	6,65	1,71	8,36	2,13	10,49
360	5,43	1,41	6,84	1,85	8,69	2,29	10,98
380	5,49	1,55	7,04	1,99	9,03	2,43	11,46

Таблица 12  
Результаты измерения времени распространения на трассе  
Москва—Иркутск по двухсторонним определениям и по  
искажениям формы сигнала

Дата и время измерения	Двухстороннее определение	Искажение сигнала
21/I—60 г. 6 ч. . . . .	14,70	14,58
21/I—60 г. 14 ч. . . . .	14,63	14,70
14/I—60 г. 2 ч. . . . .	14,62	14,50
15/IX—60 г. 16 ч. . . . .	14,43	14,76
16/IX—60 г. 2 ч. . . . .	14,41	14,40
16/IX—60 г. 20 ч. . . . .	14,87	14,74
4/X—60 г. 4 ч. . . . .	15,40	15,37
5/X—60 г. 18 ч. . . . .	15,00	15,00
5/X—60 г. 20 ч. . . . .	15,25	15,31

Среднее время распространения, по А. Стойко, равно 15,6 мсек.

Регистрация сигналов производилась в точке нулевой амплитуды переднего фронта, в соответствии с принятым методом. В измерениях с 1 по 6 время прохождения — меньше 15 мсек, а в последующих —

несколько более 15 мсек. Это можно объяснить тем, что в первом случае зарегистрированы сигналы, испытавшие одно отражение, а в другом — два отражения от ионосферы.

Определения времени прохождения сигналов по их искажениям, как было показано, при благоприятных условиях могут дать удовлетворительные результаты, близкие к результатам двухсторонних измерений. Для повышения надежности определения таким способом момента запаздывания целесообразно в предварительную программу подачи сигналов точного времени ввести короткие секундные импульсы длительностью 0,1—0,2 мсек. В виде опыта в программу подачи сигналов РБТ введены подобные импульсы с 49 до 52 мин в каждом сеансе. Предварительная подача секундных сигналов обычной длительности с 45 до 49 мин дает возможность настроиться на станцию и определить момент приема импульсов.

В случае расслоения области  $F$  ионосферы и возможности отражения от слоев, расположенных на разных высотах, определение времени распространения по разностям  $t_n - t_{n-1}$  затрудняется, а в отдельных случаях невозможно. Этот способ также неприменим, если проекция пути сигналов на поверхность Земли существенно отличается от дуги большого круга. Впрочем, последнее обстоятельство встречается редко и в основном только на трассах большой протяженности.

Наибольшие трудности при подобных определениях возникают, когда расстояние от передатчика до приемника больше 3000—3500 км, так как в этих случаях далеко не всегда надежно отождествляются сигналы, испытавшие одно или два отражения от ионосферы (первого отражения может и не быть, в этом случае за первое отражение можно ошибочно принять второе). Для уверенности в правильности расшифровки данных необходимо получить по крайней мере три разности  $t_n - t_{n-1}$ , имея в виду также, что при расстояниях такого порядка сигнал может придти в точку приема, испытав отражения от слоев ионосферы, расположенных на разных высотах.

Для расстояний до 3000 км можно считать, что практически всегда в точке приема будет зафиксирован сигнал, испытавший одно отражение.

Можно ожидать, что наилучшие результаты будут получены для расстояний 600—1500 км, поскольку разности  $t_n - t_{n-1}$  будут сравнительно большими, а относительная погрешность их измерения малой. Заметим, что на этих расстояниях изменение времени прохождения сигналов при изменении  $h_g$  больше, чем для расстояний порядка 3000—4500 км. К сожалению, на расстояниях порядка 600—1500 км не всегда наблюдаются многократные отражения при работе на частотах выше 5—7 МГц. Как известно, это объясняется тем, что сигналы, которые должны испытать два и более отражений, будут иметь малые углы падения, и при недостаточной степени ионизации отражающих слоев и высокой несущей частоте отражения может не произойти. В связи с последним обстоятельством особенно благоприятные условия для изучения характера распространения радиоволн по разностям  $t_n - t_{n-1}$  возникают при работе подающих станций из одного пункта на разных частотах (например, на 2,5; 5; 10; 15 и 20 МГц).

Если невозможно провести двухсторонние измерения времени распространения или определить его по разностям  $t_n - t_{n-1}$ , можно ограничиться расчетом по формуле (3), приняв  $h_g = 300$  км. В этом случае для трасс протяженностью до 2000 км время распространения будет равно:  $t_p = \frac{h}{c}$ , поскольку в большинстве случаев в месте приема будет регистрироваться сигнал, испытавший одно отражение от ионосферы. На трассах протяженностью от 2000 км до 4000 км в месте приема будут регистрироваться сигналы, испытавшие то одно, то два

отражения от ионосферы, поэтому время распространения будет определяться формулой:  $t_p = \frac{t_1 + t_2}{2}$ . В самом деле, в разделе I было получено среднее измеренное время распространения на трассе Иркутск — Москва (14,9 мсек) для сеансов от 14 ч до 5 ч. Из таблицы 10 для случая, когда  $h_g = 300$  км,  $\frac{t_1 + t_2}{2} = 14,73$  мсек, что близко к среднему времени распространения в 5 ч, но несколько меньше, чем измеренное время распространения для приемов от 14 ч до 2 ч, так как в некоторые месяцы на интервале суток от 14 ч до 2 ч, изредка регистрировались сигналы, испытавшие три отражения от ионосферы.

На трассе Иркутск — Зикавей ( $S = 2706$ ) рассчитанное время распространения, равное  $t_p = \frac{t_1 + t_2}{2} = 9,63$  мсек, совпадает с измеренным, равным 9,62 мсек.

На трассах протяженностью свыше 4000 км при расчетах времени распространения наиболее вероятными оказываются результаты, основанные на предположении, что каждым 2000 км соответствует лишь одно отражение. Окончательный вывод можно будет сделать после проведения двухсторонних измерений.

Опыт показывает, что получаемые таким образом результаты ближе к действительности, чем при определении времени распространения по эмпирическим формулам А. Стойко.

### 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КАЖУЩЕЙСЯ СКОРОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СВЕРХДЛИННЫХ ВОЛН

При передачах сигналов времени на коротких волнах не удается из-за отражений от ионосферы обеспечить погрешность приема меньше 0,1 мсек. Эта погрешность происходит в результате больших изменений времени распространения коротких волн, которое зависит от высоты ионосферы, колеблющейся от сеанса к сеансу в пределах нескольких сот километров. Кроме этого, на коротких волнах могут возникать погрешности и систематического характера, иногда превышающие случайные в 3—4 раза. Бóльшей точности, как в систематическом, так и в случайном отношениях, можно достигнуть при работе на сверхдлинных волнах, поскольку условия их распространения относительно мало зависят от изменения степени освещенности трасс, а эти изменения в большинстве своем носят закономерный характер. Распространение сверхдлинных волн на расстояния, превышающие 1000 км, происходит, в основном, за счет отражений от ионосферного слоя „Д“, расположенного на высоте 70—80 км. Высота этого слоя меняется от 70 км (днем) до 80—85 км (ночью). А так как радиоволны этого диапазона мало поглощаются почвой, их распространение на большие расстояния может происходить под малыми углами к горизонту ( $1^\circ - 2^\circ$ ) [4]. Расчет трасс и опытная проверка показывает, что кажущаяся скорость распространения близка к скорости света в вакууме. Это объясняется тем, что траектория таких волн очень полого, а длина пути распространения мало отличается от расстояния, рассчитанного по дуге большого круга между пунктами передачи и приема.

Определения кажущейся скорости распространения проводились в Иркутской лаборатории ВНИИФТРИ, принимавшей осциллографическим методом сигналы времени станций РОР (частота 25 кгц), ГБР (частота 16 кгц) и РВМ (частота 15 Мгц). Измерения проводились двумя способами:

1. Посредством приема сигналов РОР и ГБР в Москве и Иркутске. Считая, что скорость распространения сигналов РОР и ГБР одинакова, можно написать следующее равенство:



$$\left(T_{\text{ГБР}}^{\text{М}} - \frac{S_{\text{ГБР}}^{\text{М}}}{V}\right) - \left(T_{\text{РОР}}^{\text{М}} - \frac{S_{\text{РОР}}^{\text{М}}}{V}\right) = \left(T_{\text{ГБР}}^{\text{И}} - \frac{S_{\text{ГБР}}^{\text{И}}}{V}\right) - \left(T_{\text{РОР}}^{\text{И}} - \frac{S_{\text{РОР}}^{\text{И}}}{V}\right).$$

Откуда

$$V = \frac{(S_{\text{РОР}}^{\text{И}} - S_{\text{ГБР}}^{\text{И}}) - (S_{\text{ГБР}}^{\text{М}} - S_{\text{РОР}}^{\text{М}})}{(T_{\text{РОР}}^{\text{М}} - T_{\text{ГБР}}^{\text{М}}) - (T_{\text{РОР}}^{\text{И}} - T_{\text{ГБР}}^{\text{И}})} \quad (4)$$

Здесь:

- $V$  — скорость распространения радиосигналов;  
 $S_{\text{ГБР}}^{\text{М}}$  и  $S_{\text{РОР}}^{\text{М}}$  — расстояния от Мм соответственно до ГБР и РОР;  
 $S_{\text{ГБР}}^{\text{И}}$  и  $S_{\text{РОР}}^{\text{И}}$  — расстояния от Им соответственно до ГБР и РОР;  
 $T_{\text{ГБР}}^{\text{М}}$  и  $T_{\text{РОР}}^{\text{М}}$  — показания часов Мм в момент приема ГБР и РОР, приведенные ходом часов к одной эпохе;  
 $T_{\text{ГБР}}^{\text{И}}$  и  $T_{\text{РОР}}^{\text{И}}$  — показания часов Им в момент приема ГБР и РОР, приведенные ходом часов к одной эпохе.

При вычислении кажущейся скорости использовались приемы сигналов РОР и ГБР в 10 и 18 ч в феврале и марте 1961 г. По результатам 49 измерений найдено значение:

$$V = (291,3 \pm 18,9) \cdot 10^3 \text{ км/сек.}$$

2. Скорость распространения сверхдлинных волн определялась относительно кажущейся скорости распространения коротких волн. Для этого принимались одновременно сигналы РОР и РВМ в Москве и Иркутске.

Написав соотношение

$$\left(T_{\text{РОР}}^{\text{М}} - \frac{S_{\text{РОР}}^{\text{М}}}{V}\right) - (T_{\text{РВМ}}^{\text{М}} - \Delta t_{\text{РВМ}}^{\text{М}}) = \left(T_{\text{РОР}}^{\text{И}} - \frac{S_{\text{РОР}}^{\text{И}}}{V}\right) - (T_{\text{РВМ}}^{\text{И}} - \Delta t_{\text{РВМ}}^{\text{И}}),$$

найдем

$$V = \frac{S_{\text{РОР}}^{\text{М}} - S_{\text{РОР}}^{\text{И}}}{(T_{\text{РОР}}^{\text{М}} - T_{\text{РВМ}}^{\text{И}}) - (T_{\text{РОР}}^{\text{И}} - T_{\text{РВМ}}^{\text{М}}) + (\Delta t_{\text{РВМ}}^{\text{М}} - \Delta t_{\text{РВМ}}^{\text{И}})}$$

Здесь:

- $T_{\text{РОР}}^{\text{М}}$  и  $T_{\text{РВМ}}^{\text{М}}$  — показания часов в Мм в момент приема соответственно РОР и РВМ, приведенные ходом часов к одной эпохе;  
 $T_{\text{РОР}}^{\text{И}}$  и  $T_{\text{РВМ}}^{\text{И}}$  — показания часов в Им в момент приема соответственно РОР и РВМ, приведенные ходом часов к одной эпохе;  
 $S_{\text{РОР}}^{\text{М}}$  и  $S_{\text{РОР}}^{\text{И}}$  — расстояние от РОР соответственно до Мм и Им;  
 $\Delta t_{\text{РВМ}}^{\text{М}}$  и  $\Delta t_{\text{РВМ}}^{\text{И}}$  — время распространения коротких радиоволн, определенное из двухсторонних передач-приемов и расчетов.

При вычислениях использовались приемы сигналов РОР и РВМ в 4 ч. Время распространения коротких волн взято из табл. 1.

В табл. 13 даны результаты определений кажущейся скорости сверхдлинных волн за 9 месяцев 1961 г.

Подобным же образом была определена кажущаяся скорость по приемам сигналов ГБР и РВМ. Найденные кажущиеся скорости имели различные значения: в январе, феврале и марте —  $298,9 \cdot 10^3 \text{ км/сек}$ ; в апреле, мае, июле, августе и сентябре —  $290,5 \cdot 10^3 \text{ км/сек}$ ; в июне —  $283,0 \cdot 10^3 \text{ км/сек}$ . Вероятнее всего, это объясняется неучтенными колебаниями запаздывания сигналов в при-



Таблица 13  
 Результаты определения кажущейся скорости распространения  
 сверхдлинных радиоволн за 1961 г.

Месяц	$V_p \cdot 10^3$ км/сек	Число измерений
Январь . . . . .	$300,7 \pm 6,9$	14
Февраль . . . . .	$297,0 \pm 2,6$	26
Март . . . . .	$298,9 \pm 4,5$	13
Апрель . . . . .	$290,5 \pm 5,0$	21
Май . . . . .	$289,5 \pm 5,4$	22
Июнь . . . . .	$283,0 \pm 3,2$	9
Июль . . . . .	$292,2 \pm 5,3$	15
Август . . . . .	$289,2 \pm 3,4$	13
Сентябрь . . . . .	$291,0 \pm 3,2$	8
Среднее:	$292,4 \pm 4,6$	

многочисленном тракте, так как данных о величинах запаздываний сигналов за каждый месяц в отдельности не имелось.

В результате 46 измерений, проведенных в феврале — марте 1961 года, получено:

$$V = (298,0 \pm 3,6) \cdot 10^3 \text{ км/сек},$$

что соответствует средней скорости сигналов POP за февраль и март.

Кажущиеся скорости сверхдлинных волн, определенные первым и вторым способом, практически совпадают. Это говорит об отсутствии существенных систематических погрешностей в определениях средней скорости, появляющихся ввиду неправильного учета запаздывания приемной аппаратуры и неточного определения пути распространения  $S$ . Можно считать, что кажущаяся скорость сверхдлинных волн равна среднему из определений, сделанных обоими методами, т. е.  $291,8 \cdot 10^3$  км/сек. Эта скорость, например, близка к расчетной, равной  $296,7 \cdot 10^3$  км/сек, полученной для случая четырех отражений при  $h_m = 80$  км на трассе Им—ГБР ( $S = 6470$  км).

До настоящего времени запаздывание сигнала за время распространения радиоволн определяют, исходя из кажущейся скорости сверхдлинных волн, экспериментально найденной Н. Стойко [5] и равной  $252,0 \cdot 10^3$  км/сек. Это определение было сделано до внедрения осциллографических методов регистрации, поэтому оно содержит погрешности систематического характера, причины возникновения которых описаны выше. В своей работе Н. Стойко указывает на необходимость уточнения кажущейся скорости сверхдлинных волн с помощью современных средств приема.

Использование в настоящее время прежнего значения кажущейся скорости сверхдлинных волн ( $252 \cdot 10^3$  км/сек) приводит к большим систематическим ошибкам. Так, в случае приема сигналов станции ГБР в Им ( $S = 6470$  км) время распространения, по Н. Стойко, должно равняться 25,7 мсек; если же исходить из скорости  $291,8 \cdot 10^3$  км/сек, то время распространения равно 22,2 мсек, что на 3,5 мсек меньше. Как видим, систематическая ошибка приема почти в 20 раз превосходит случайную (0,2 мсек).

Выше говорилось, что действующая высота отражающего слоя меняется в небольших пределах, порядка  $\pm 7$  км. Поэтому время рас-



Рис. 11. Относительные изменения времени распространения сигналов POP (усредненные за период с января по сентябрь 1961 г.) на трассе POP — Иркутск.

пространения сверхдлинных волн также должно мало изменяться. Расчет показывает, что изменения времени распространения сигналов POP на трассе POP—Им ото дня к ночи не должны превышать  $\pm 0,04$  мсек.

На рис. 11 приведен график изменения времени распространения, из которого видно, что измеренные изменения не превосходят 0,08 мсек.

#### Выводы:

1. Систематические разности между временем распространения частот 5; 10; 15; 20 Мгц не превышают 0,1 мсек. Средние квадратические вариации времени распространения одной частоты относительно другой близки к  $\pm 0,3$  мсек, что дает среднюю квадратическую вариацию времени распространения на одной частоте  $\pm 0,2$  мсек.

2. Случайные погрешности приема на коротких волнах для многих Служб времени, как известно, сейчас близки к  $\pm 0,2$  мсек. Это, в основном, обусловлено вариациями времени распространения сигналов.

3. Систематические погрешности приема на коротких волнах из-за неправильного учета среднего времени распространения для расстояний порядка 1000—5000 км достигают  $-0,7$  мсек.

4. Среднее время распространения подвержено суточным и сезонным колебаниям. Сезонные колебания могут достигать  $\pm 0,4$  мсек, а на интервале суток от часа к часу  $\pm 0,2$  мсек.

5. Снизить полную погрешность приема на коротких волнах, например, до  $\pm 0,1$  мсек невозможно, если не измерять время распространения для каждого сеанса приема. Измерения необходимо проводить либо путем двухсторонних приемо-передач, либо по разностям  $t_n - t_{n-1}$ , однако последний метод требует дополнительного изучения.

6. Если невозможно измерить время распространения сигналов, его можно рассчитать так, как это описано в разделе 2. В этом случае систематическая погрешность приема будет существенно меньше, чем при расчете среднего времени распространения по эмпирической формуле А. Стойко.

7. Используемое до сих пор значение кажущейся скорости в  $252 \cdot 10^3$  км/сек при расчете времени распространения сверхдлинных волн приводит к большим систематическим погрешностям, достигающим нескольких миллисекунд.

8. Кажущаяся скорость сверхдлинных волн, определенная посредством приемов осциллографическим методом, близка к  $292 \cdot 10^3$  км/сек. Следует отметить, что эта величина хорошо согласуется с расчетной:  $(295-297) \cdot 10^3$  км/сек, что говорит о высокой точности экспериментальных определений.

9. Измеренные изменения времени распространения сверхдлинных волн на интервале суток (из-за изменения высоты отражающего слоя) близки к расчетным и обычно не превышают  $\pm 0,1$  мсек. С уверенностью можно ожидать отсутствия существенных сезонных изменений кажущейся скорости ввиду постоянства параметров отражающего слоя.

#### Литература

1. Bulletin horaire du B. I. N., № 10, (Serie F), juillet — août, 1956.
2. Тельпуховский Н. Труды 14 Астрометрической конференции СССР. М.—Л., АН СССР, 1960.
3. Долуханов М. Распространение радиоволн, М., Советское радио, 1952.
4. Распространение длинных и сверхдлинных радиоволн. Сборник, М., ИЛ, 1960.
5. Стойко N. Vitesse apparente de propagation des ondes tres Longuees, 1960.
6. Тельпуховский Н. Доклады научно-технической конференции по измерительной технике. Новосибирск. Новосибирское книжное издательство, 1961.

Статья поступила в апреле 1962 г.

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИЗМЕНЕНИЙ ЧАСТОТЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОЛЕБАНИЙ ПРИ ОТРАЖЕНИИ ИХ ОТ ИОНОСФЕРЫ

Описан метод определения изменений частоты электромагнитных колебаний при их передачах через радиостанции, вызываемых непостоянством условий распространения радиоволн. Особенность метода состоит в том, что непосредственное сопоставление колебаний со входа и выхода исследуемого тракта заменено сопоставлением колебаний, прошедших в пункт приема разными, но известными путями. Этот метод значительно снижает требования к точности измерительной аппаратуры.

Точность высокостабильных частот электромагнитных колебаний, передаваемых через радиостанции, в значительной мере зависит от непостоянства условий распространения радиоволн [1]. Погрешности за счет распространения могут при некоторых условиях достигать и даже превышать погрешность частоты исходных генераторов.

Известно [2], что эта погрешность возникает, в основном, вследствие вертикального перемещения ионизированных слоев атмосферы. Величина относительной погрешности  $\delta_0$  зависит от скорости их перемещения  $v$ :

$$\delta_0 = \frac{2v}{c} \cos \Theta,$$

где  $\Theta$  — угол между направлением распространяющейся волны и отвесной линией в точке отражения;

$c$  — скорость распространения электромагнитных волн.

Поэтому наиболее простым способом, казалось бы, явилось определение величины  $\delta_0$  по скорости перемещения области отражения передаваемых радиоволн. Но определение этой скорости представляет значительные трудности, так как путь прохождения радиоволн сложным образом зависит от распределения ионизации, которое с необходимой точностью не может быть определено как из-за кривизны Земли и ионосферных слоев, так и из-за наличия магнитного поля Земли. Изучение распределения электронной концентрации ионосферы является одной из основных проблем изучения ионосферы.

До сих пор нет общего решения задачи нахождения высот отражения электромагнитных волн. Определение высот расположения ионосферных слоев производится вертикальным зондированием — посылкой серий радиопульсов вертикально вверх и измерением времени между посланным и отраженным импульсами [3].

Очевидно, такие измерения могут производиться только в месте расположения ионосферной станции, поэтому они позволяют определить величины изменений частоты колебаний, передаваемых только по трассам, которые проходят через место расположения ионосферной станции. Это, естественно, в значительной степени затрудняет и ограничивает возможности использования ионосферных исследований для определения скорости распространения радиоволн.

Второй способ определения искажений радиочастот при передаче состоит в непосредственном измерении изменений частоты передаваемых колебаний в месте приема. Между тем, исследуя изменения частоты на больших расстояниях, невозможно сопоставить передаваемые колебания с принятыми, как это обычно делается при исследовании погрешности, вносимой непостоянством параметров какой-либо схемы или тракта передачи. Поэтому изменение частоты передаваемых колебаний приходится определять путем сравнения с частотой генератора, расположенного в месте приема.

Применение кварцевых генераторов не обеспечивает необходимой точности, так как частота их колебаний подвержена систематическому изменению. Требуемую точность обеспечивают атомные стандарты, однако количество имеющихся атомных генераторов далеко недостаточно для проведения исследований над всей территорией СССР.

Во ВНИИФТРИ разработан метод определения изменений частоты с помощью аппаратуры, которой оснащены Станции технического радиоконтроля и Государственные контрольные лаборатории, на базе которых предполагается проведение постоянных измерений.

Пусть одновременно от одного возбуждителя через два передатчика ведется передача двух различных по номинальному значению образцовых частот. Мощности передатчиков и соотношение значений частот принимаются такими, чтобы в пункт приема приходили колебания первой частоты  $f_1$ , отразившиеся от ионосферы один раз, и колебания второй частоты  $f_2$ , отразившиеся от ионосферы два раза.

Тогда  $f_1$  изменится на величину

$$\delta_{0_1} = \frac{2v_1}{c} \cos \Theta_1,$$

а  $f_2$  — на величину

$$\delta_{0_2} = \frac{2(v_1' + v_2')}{c} \cos \Theta_2.$$

Можно написать уравнение

$$\delta_{0_2} - \delta_{0_1} = \frac{2}{c} [(v_1' + v_2') \cos \Theta_2 - v_1 \cos \Theta_1] = \frac{2}{c} (2v_2 \cos \Theta_2 - v_1 \cos \Theta_1),$$

где  $\delta_{0_2} - \delta_{0_1}$  — относительная разность частот, измеренная на приемном пункте. Величины  $\Theta_1$  и  $\Theta_2$  легко рассчитать.

Предположив, что скорости перемещения ионизированного слоя на всем участке распространения радиоволя одинаковы, т. е. что  $v_1 = v_2 = v_2'$ , можно определить скорость перемещения слоя:

$$v = \frac{\delta_{0_2} - \delta_{0_1}}{\frac{2}{c} (2 \cos \Theta_2 - \cos \Theta_1)},$$

а по скорости перемещения слоя — величину относительного изменения частоты:

$$\frac{f_1 - f_{11}}{f_1} = \frac{2v}{c} \cos \Theta,$$

где  $f_1$  — принятая частота;  
 $f_{11}$  — переданная частота;

$$\Theta = \frac{\Theta_1 + \Theta_2}{2}.$$

Чтобы исключить погрешность за счет фазовой неустойчивости передатчиков и антенн, можно через один передатчик вести передачу основной частоты и ее второй гармоники. Это легко осуществить рас- симметрированием мощного двухтактного каскада передатчика.

Предположим, что прием передаваемых частот ведется на две различно направленные антенны и два приемника, настроенные один на  $f_1$ , другой — на  $2f_1$ . Гетеродинный волномер настраивается на неко- торую частоту  $f = f_1 + f_0$ , где  $f_0 \approx 1000$  гц, а напряжение с него подается на антенны обоих приемников. При этом на выходе первого приемника получится напряжение разностной частоты:

$$F_1 = f_1 + \Delta f_1 - (f_1 + f_0) = \Delta f_1 - f_0,$$

на выходе второго приемника — напряжение;

$$F_2 = 2f_1 + \Delta f_2 - 2(f_1 + f_0) = \Delta f_2 - 2f_0.$$

Напряжения с выходов приемников подаются соответственно на развертку и модуляцию яркости электронного фазометра, где по ско- рости перемещения пятна определяется разность:

$$F = 2\Delta f_1 - \Delta f_2.$$

Нестабильность частоты волномера исключается.

Полученная разность, отнесенная к частоте  $2f_1$ , дает относитель- ную разность между гармониками:

$$\frac{F}{2f_1} = \delta_1 - \delta_0.$$

Этот метод приема был проверен экспериментально — проводи- лись сравнения первой и второй гармоник образцовой частоты 5 Мгц, передаваемой радиостанцией РВМ. Он и в дальнейшем будет приме- няться для определения изменений образцовых частот при передачах их через радиостанции.

#### Литература

1. Артемьева Е. В. и Лубенцов В. Ф. Дополнительные погрешности час- тоты электрических колебаний при их передачах. «Измерительная техника», 1958, 2, стр. 82—85.
2. Альперт Я. Л., Гинзбург В. Л. и Фейнберг Е. К. Распространение радиоволн. М., Гостехиздат, 1958.
3. Manual on ionospheric vertical soundings for International geophysical year. NBS, 1956.

Статья поступила в сентябре 1962 г.



## СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Титов В. Н. Разработка, изготовление и исследование кварцевых часов ВНИИФТРИ . . . . .	5
Никитин Н. В. Выбор системы терморегулирования для термостатов высокостабильных кварцевых генераторов . . . . .	16
Никитин Н. В. Усилители постоянного тока для систем терморегулирования термостатов высокостабильных кварцевых генераторов . . . . .	24
Шустров С. В. Феррит-транзисторные делители частоты для кварцевых часов . . . . .	33
Смирнов А. Н. Конструирование и технология изготовления прецизионных кварцевых резонаторов . . . . .	37
Смагин А. Г. и Шмин Ю. И. Температурно-частотные характеристики кварцевых брусков . . . . .	50
Смагин А. Г. и Визен Ф. Л. Кварцевые бруски $X_{90}^{\circ}$ , $\psi$ -среза для подземных кварцевых генераторов . . . . .	58
Шустрова Л. А. Прибор для измерения добротности кварцевых резонаторов . . . . .	63
Елкин Г. А. и Рахимов Г. Г. Воспроизводимость частоты молекулярного генератора на линии перехода аммиака . . . . .	67
Земсков Е. М. и Сачков В. И. Опыт использования цезиевого репера частоты в Службе времени . . . . .	72
Сокова А. А. К расчету источника молекул молекулярного генератора . . . . .	76
Артемьева Е. В. Погрешность измерения разности частот на электронном фазометре, обусловленная неравномерностью круговой развертки . . . . .	79
Тельпуховский Н. А. Погрешности приема сигналов точного времени, связанные с временем распространения радиоволн . . . . .	82
Артемьева Е. В. Определение изменений частоты электромагнитных колебаний при отражении их от ионосферы . . . . .	99

## ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТЫ

Редактор *А. Г. Ежело*  
Технический редактор *Е. З. Райшевская*  
Корректор *А. Г. Старостин*

Сдано в набор 11/ХII 1964 г. Подписано к печати 18/VI 1965 г.  
Т-06995. Физ. печ. л. 6,5 Усл. печ. л. 8,9  
Уч.-изд. л. 7,5. Тираж 2000. Цена 63 коп. Изд. № 97/8. Заказ 462  
Издательство стандартов  
Москва, К-1, ул. Шувалова, 4

Типография Изд-ва МГУ, Москва, Ленинские горы

ИМЕЕТСЯ В НАЛИЧИИ

**ЛИТЕРАТУРА ПО СТАНДАРТИЗАЦИИ  
И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ**

Батарчукова Н. Р. «Новое определение метра» (Изд. 1964 г.) ц. 0—25.

Винников Е. М. «Измерение и воспроизведение коротких интервалов времени». (Изд. 1964 г.) ц. 0—32.

Давыдов Б. С. «Основы щупового метода определения шероховатости технических поверхностей». (Изд. 1959 г.) ц. 1—24.

Плис Г. С. «Стандартизация электротехнического оборудования». (Изд. 1964 г.) ц. 1—10.

Щедровицкий С. С. «Техника измерения массы». (Изд. 1961 г.) ц. 1—21.

Юдин М. Ф., Фоминых В. И. «Нейтронная дозиметрия». (Изд. 1964 г.) ц. 0—67.

Поверка штриховых мер. (Сборник инструкций. Изд. 1962 г.) ц. 0—59.

Заявку следует направлять:

*Предприятиям и организациям МОСКВЫ*

Магазин-экспедиция № 1. Москва, В-49, Ленинский проспект, д. 9 (вход с Донской ул.), тел. В 2-50-34. Авансы следует перечислять на расчетный счет № 58597 в Октябрьском отделении Госбанка Москвы.

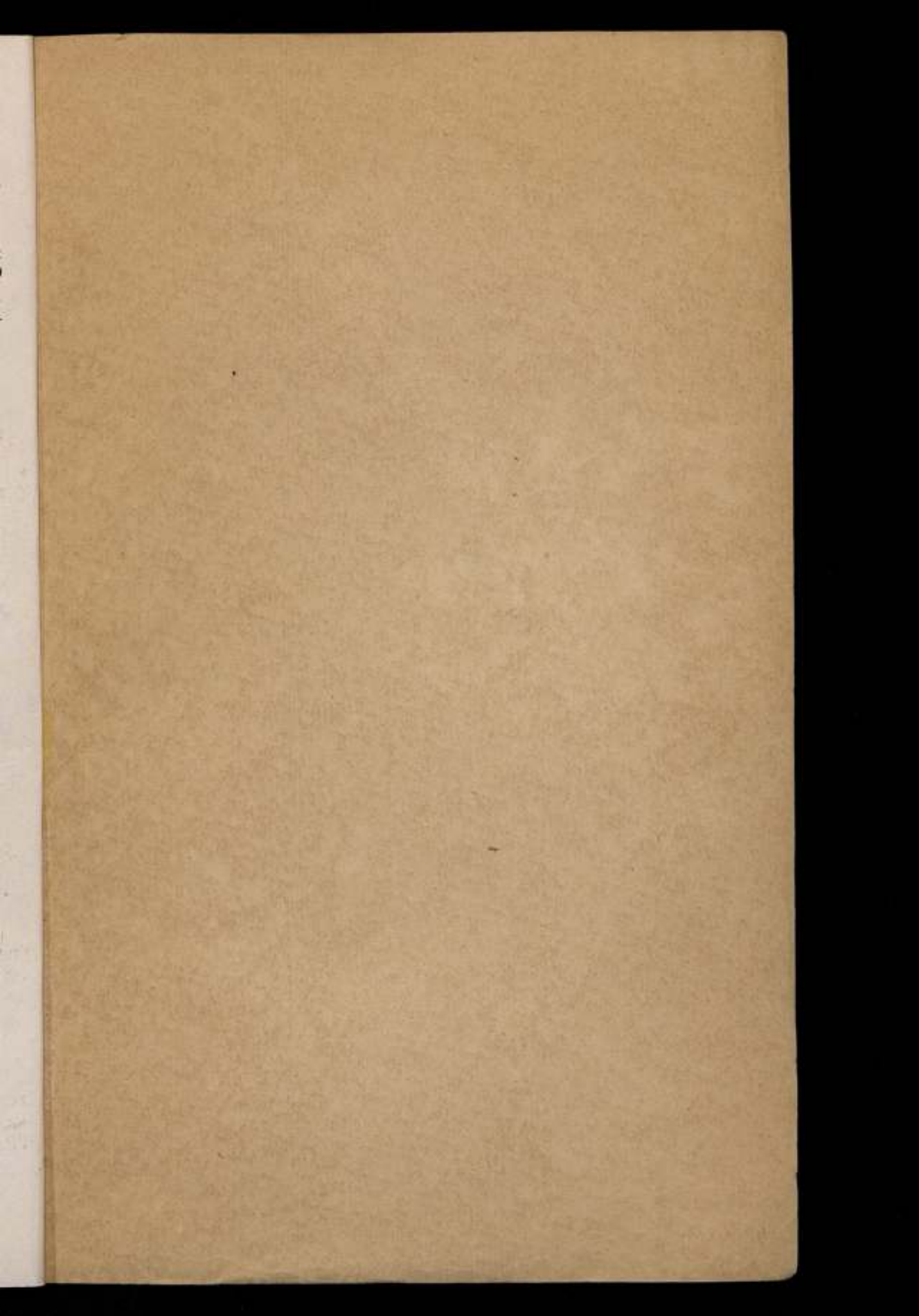
*Предприятиям и организациям ЛЕНИНГРАДА.*

Магазин стандартов № 3. Ленинград, М-139, Свеаборгская ул. д. 17, тел. К 8-18-55. Авансы следует перечислять на расчетный счет № 58524 в Московском отделении Госбанка Ленинграда.

*Предприятиям и организациям Узбекской, Казахской, Таджикской, Киргизской и Туркменской ССР.*

Магазин стандартов № 2. Ташкент, 59, ул. Шота Руставели, д. 120. Авансы следует перечислять на расчетный счет № 44204 во Фрунзенском отделении Госбанка Ташкента.

Остальным абонентам заявки следует направлять в адрес **ЦЕНТРАЛЬНОЙ КОНТОРЫ ПО РАСПРОСТРАНЕНИЮ СТАНДАРТОВ**—Москва, М-259, Б. Черемушкинская ул., д. 92, корп. 4. Расчетный счет № 58503 в Москворецком отделении Госбанка Москвы.



Цена 53 коп.