

**ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ**

В радиоэлектронике измерение частоты является одним из самых главных видов измерений. На высоких частотах наибольшее распространение получили следующие три метода измерения: резонансный, гетеродинный и дискретного счета. В резонансном методе измеряемая частота сравнивается с известной резонансной частотой колебательной системы (контура или резонатора). В гетеродинном методе измеряемая частота сравнивается с известной частотой стабильно работающего генератора, причем для индикации равенства частот используется явление нулевых биений. В методе дискретного счета тоже происходит сравнение измеряемой частоты с точно известной частотой, но это сравнение производится путем непосредственного счета числа периодов неизвестной частоты в течение калиброванного интервала времени, вырабатываемого путем деления – частоты стабилизированного генератора.

Приборы для измерения частоты называются частотомерами или волномерами. Резонансные частотомеры — самые простые по устройству и обращению, не содержат источников высокочастотных колебаний, не требуют питания, имеют меньший вес, они дешевле частотомеров других типов, но уступают им по точности и чувствительности.

Гетеродинные частотомеры на 1—2 порядка точнее и чувствительнее резонансных, по устройству сложнее резонансных и проще электронно-счетных, но процесс измерения частоты с их помощью трудоемок.

Электронно-счетные частотомеры, основанные на методе дискретного счета, на 1—2 порядка точнее гетеродинных, имеют примерно такую же чувствительность и весьма удобны в обращении. Несмотря на очень большую сложность устройства и дороговизну, электронно-счетные частотомеры за прошедшее десятилетие прочно внедрились в технику измерения частоты и существенно потеснили гетеродинные частотомеры на монополюно занимаемых ими ранее позициях.

Однако это еще не говорит о бесперспективности гетеродинного метода измерения частоты вообще. Сочетание его с методом дискретного счета позволило расширить границы применения электронно-счетных частотомеров в область сверхвысоких частот, в результате чего оказалось возможным с помощью одного и того же прибора измерять частоты от долей герца до десятков гигагерц.

## РЕЗОНАНСНЫЕ ЧАСТОТОМЕРЫ § 2.1

### Принцип действия резонансного частотомера

Внешне резонанс проявляется двояко. С одной стороны, при резонансе амплитуда колебаний в колебательной системе достигает максимума, а с другой — колебательная система отбирает от источника колебаний («отсасывает») наибольшую мощность. Соответственно этому резонансные частотомеры можно разделить на две группы: проходные и поглотительные (реактивные).

Принцип действия проходного частотомера показан на рис. 2.1.

Колебательный контур  $L_0C_0$  посредством катушек  $L_1$  и  $L_2$  связан с источником колебаний измеряемой частоты и с индикатором резонанса. Последний обычно состоит из детектора и микроамперметра.

Изменением емкости  $C_0$  контур может быть настроен в резонанс на частоту  $f_X$ . Когда резонансная частота контура  $f$  будет близка к  $f_X$ , ток в контуре достигнет максимума, что можно заметить по наибольшему отклонению стрелки микроамперметра  $\alpha_p^0$  (рис. 2.2).

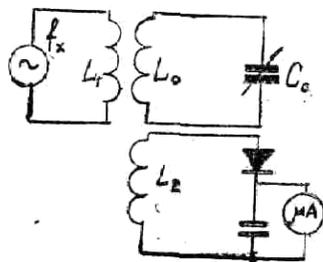


Рис. 2.1

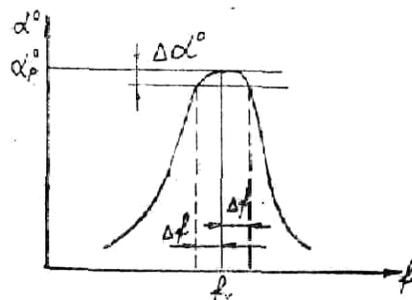


Рис. 2.2

Рис. 2.3 поясняет работу поглотительного резонансного частотомера на сверхвысоких частотах. Резонатор, условно показанный в

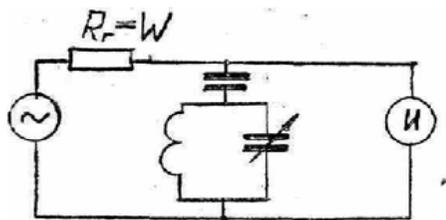


Рис. 2.3

виде колебательного контура, связан посредством емкости с линией, нагрузкой которой служит индикатор. Сопротивление емкости связи достаточно велико, и при большой расстройке контура шунтирующее действие ветви емкость связи — контур незначительно. Сбответствующей регулировкой мощности генератора или чувствительности индикатора можно добиться, чтобы стрелка индикатора отклонилась на удобный для отсчета угол  $\alpha_0$  (рис. 2.4). Когда частота последовательного резонанса ветви

емкость связи - контур станет равной  $f_X$ , сопротивление этой ветви упадет, отчего индикатор покажет минимум. Ход кривой около минимума имеет вид перевернутой резонансной кривой.

Значения резонансной частоты в обоих случаях отсчитываются по шкале настройки колебательной системы (конденсатора  $C_0$  на рис. 2. 1) непосредственно, если она градуирована в значениях  $f$ , либо с

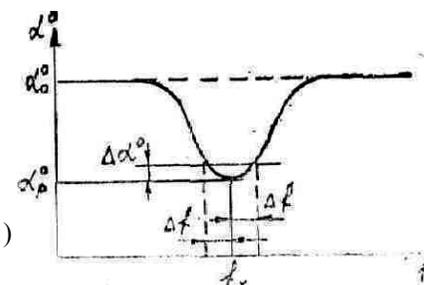


Рис. 2.4

помощью графика или таблицы

перевода делений шкалы в частоту. Сравнивая, видим, что в волномере проходного типа колебательная система должна иметь два элемента связи — входной и выходной, а в поглотительном только один, что несколько упрощает конструкцию колебательной системы.

В проходном частотомере индикатор показывает только вблизи резонанса, когда достигает максимума мощность, проходящая через колебательную систему на детектор, и если в процессе измерений долго не удастся найти резонанс, то может возникнуть сомнение в исправности измерительной установки. При пользовании поглотительным частотомером независимо от его настройки сразу видно, работает ли исследуемый генератор, так как индикатор здесь выполняет две функции: при расстройке он служит указателем высокочастотной мощности, а при измерении частоты — указателем резонанса. Это преимущество широко используется в таких устройствах, где резонансный частотомер является встроенным элементом контроля, например, в измерительных генераторах, анализаторах спектра, гетеродинных частотомерах и др.

Итак, резонансный частотомер состоит из следующих основных элементов: колебательной системы, приспособления для настройки и отсчета резонансной частоты, элементов связи и указателя резонанса. Их тип и конструкция выбираются в соответствии с диапазоном измеряемых частот, в зависимости от величины перекрываемого участка диапазона и допустимой погрешности измерения. Последние два требования противоречивы и выполняются путем компромисса: частотомеры малой точности позволяют вести

измерение в широком участке диапазона частот, а приборы, имеющие более высокую точность, могут быть сделаны лишь с небольшим перекрытием частотного диапазона.

### § 2.2. Колебательная система резонансного частотомера

Колебательная система резонансного частотомера должна иметь высокую добротность, так как от нее зависит острота резонансной кривой и точность настройки в резонанс.

В частотомерах диапазона 100 кГц — 300 МГц в качестве колебательной системы применяются колебательные контуры с сосредоточенными постоянными  $L_0, C_0$ . Конденсатор переменной емкости дает приблизительно трехкратное перекрытие по частоте. Расширение диапазона измеряемых частот получают сменой катушек с помощью переключателя.

Добротность колебательного контура, с сосредоточенными постоянными на средних и коротких волнах достигает 200—300, а на частотах свыше 300 МГц сильно падает.

Диапазон частот 250—1200 МГц легко перекрывается контуром типа «бабочка» [1, 3]. Добротность таких контуров составляет 300—800.

На более высоких частотах используются коаксиальные и объемные резонаторы. Коаксиальный резонатор представляет собой отрезок коаксиальной линии, закороченной на обоих концах или закороченной на одном конце и разомкнутой на другом. В первом случае резонанс наступает, когда длина отрезка линии равна целому числу полуволн, а во втором — нечетному числу четвертой волны. Отсюда название резонаторов; полуволновые и четвертьволновые. Объемный резонатор можно рассматривать как отрезок волновода, замкнутый на обоих концах.

Отличительная особенность коаксиальных и объемных резонаторов состоит в том, что в них может быть несколько типов волн и несколько резонансов. Для частотомера многорезонансность недопустима, так как явилась бы причиной неоднозначности отсчета. Поэтому при разработке резонатора принимаются меры, чтобы во всем рабочем диапазоне частотомера возбуждался лишь один тип колебаний и на каждой частоте диапазона был только один резонанс.

Добротность резонатора тем выше, чем больше у него отношение объема к внутренней поверхности (см., например, [4], с. 433). Следовательно, чтобы повысить добротность, желательно увеличить размеры резонатора, а этого нельзя допускать из-за возможного появления колебаний высших типов.

#### Коаксиальные резонаторы

Выбор внешнего  $D$  и внутреннего  $d$  диаметров проводников коаксиального резонатора производится следующим образом. Из-

при отношении диаметров (с.м. [4], с. 450):

$$\frac{D}{d} = 3,6 \quad (2.1)$$

Из высших типов колебаний в коаксиальной линии  $H_{11}$  имеет наибольшую критическую длину волны

$$\lambda_{H_{11}} = \frac{\pi}{2}(D + d). \quad (2.2)$$

Следовательно, частоту колебаний ТЕМ в коаксиальной линии можно обеспечить выбирая длину минимальной рабочей волны резонатора:

$$\lambda_{\min} > \lambda_{H_{11}}. \quad (2.3)$$

Из выражений (2.1) — (2.3) получаем

$$\left. \begin{aligned} d < \frac{\lambda_{\min}}{2.8\pi}; \\ D = 3.6d. \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

Таким образом, чем выше измеряемые частоты, тем меньше должны быть поперечные размеры коаксиального резонатора.

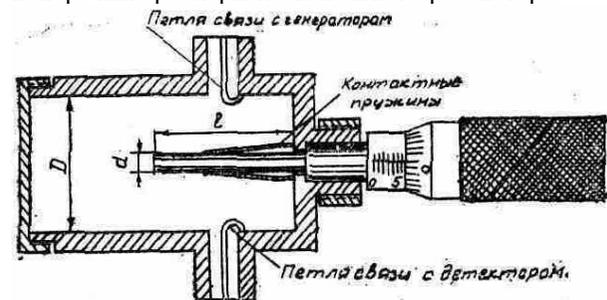


Рис. 2.5

В четвертьволновом резонаторе (рис. 2.5) резонанс наступает при длине

$$l = (2q - 1) \frac{\lambda}{4}, \quad (2.5)$$

где  $q$  — любое целое число, начиная с 1 (номер резонанса). Значит, при любом неизменном значении  $l$  имеется бесчисленное множество резонансных длин волн  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots$ , соответствующих различным значениям  $q_1, q_2, q_3, \dots$

Выберем два соседних резонанса, например, при  $q_1 = q$  и  $q_2 = q + 1$ :

$$l = (2q_1 - 1) \frac{\lambda_1}{4} = (2q - 1) \frac{\lambda_1}{4};$$

$$l = (2q_2 - 1) \frac{\lambda_2}{4} = (2q + 1) \frac{\lambda_2}{4}.$$

Отсюда

$$\frac{\lambda_1}{\lambda_2} = \frac{f_2}{f_1} = \frac{2q + 1}{2q - 1}. \quad (2.6)$$

Рабочий диапазон частотомера будет свободен от побочных резонансов, если граничные частоты удовлетворяют условию

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \leq \frac{2q + 1}{2q - 1}. \quad (2.7)$$

При  $q=1$  получаем минимальную длину резонатора и наибольший коэффициент перекрытия:

$$b = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = 3.$$

С увеличением  $q$  длина резонатора растет, а коэффициент перекрытия уменьшается.

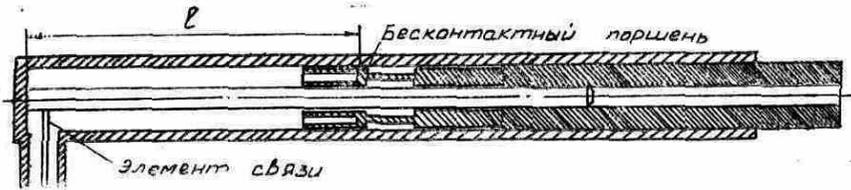


Рис. 2.6

Резонансная длина полуволнового резонатора (рис. 2.6)

$$l = q \frac{\lambda}{2}, \quad (2.8)$$

где  $q=1, 2, 3, \dots$  — номер резонанса. Аналогично формуле (2.6) получаем

$$\frac{\lambda_1}{\lambda_2} = \frac{f_2}{f_1} = \frac{q + 1}{q} \geq \frac{f_{\max}}{f_{\min}}. \quad (2.9)$$

При  $q=1$  максимальный коэффициент перекрытия  $b = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \leq 2$

меньше, чем у четвертьволнового резонатора.

Четвертьволновый резонатор настраивается изменением длины внутреннего проводника, перемещаемого с помощью микрометрической головки (см. рис. 2.5). Необходимое соединение в месте прохода

внутреннего проводника через торцовую стенку корпуса резонатора обеспечивается с помощью пружин или бесконтактным способом. В полуволновом коаксиальном резонаторе настройка производится перемещением поршня (контактного или бесконтактного типа), из-за чего конструкция полуволнового резонатора сложнее.

В современных частотомерах полуволновые коаксиальные резонаторы почти не используются.

Добротность четвертьволновых коаксиальных резонаторов на частотах 2—3 ГГц достигает 2000 и падает примерно до 300 на 10 ГГц [1].

### Объемные резонаторы

Поскольку объемный резонатор — это отрезок волновода, закороченный на обоих концах, резонанс в нем наступает, когда его длина равна целому числу

полуволн:

$$l = q \frac{\lambda_g}{2}. \quad (2.10)$$

Длины волн в волноводе  $\lambda_g$  и в свободном пространстве связаны соотношением

$$\frac{1}{\lambda^2} = \frac{1}{\lambda_g^2} + \frac{1}{\lambda_{кр}^2}. \quad (2.11)$$

Критическая длина волны  $\lambda_{кр}$  зависит от формы и размеров поперечного сечения волновода и от типа колебаний. Наиболее удобной формой для резонатора частотомера является круглый цилиндр. В этом случае

$$\lambda_{кр} = \frac{\pi D}{S_{m,n}}, \quad (2.12)$$

где  $D$  — диаметр волновода;  $S_{m,n}$  — коэффициент, равный  $n$ -му корню уравнения  $J_m(S) = 0$  при колебаниях типа  $E$  или  $J_m(S) = 0$  при колебаниях типа  $H$ , где  $J_m(S)$  — бесселева функция 1-го рода. Для некоторых типов колебаний в табл. 2.1 приведены значения  $S_{m,n}$ .

Тип колебаний	$S_{m,n}$	$a = \left( \frac{2S_{m,n}}{\pi} \right)^2$
$H_{11}$	1.841	1.374
$H_{21}$	3.054	3.783
$H_{31}$	4.201	7.156
$H_{01}$	3.832	5.954
$E_{01}$	2.405	2.344
$E_{11}$	3.832	5.954

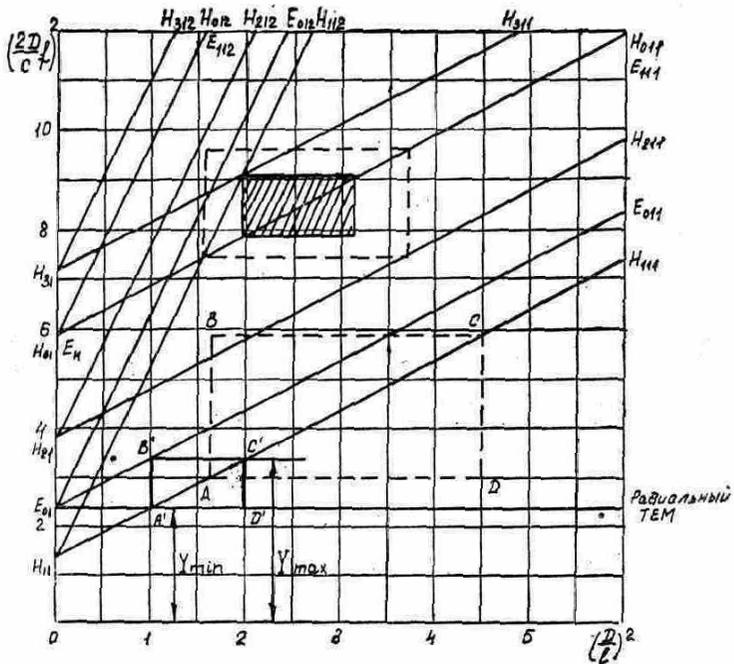
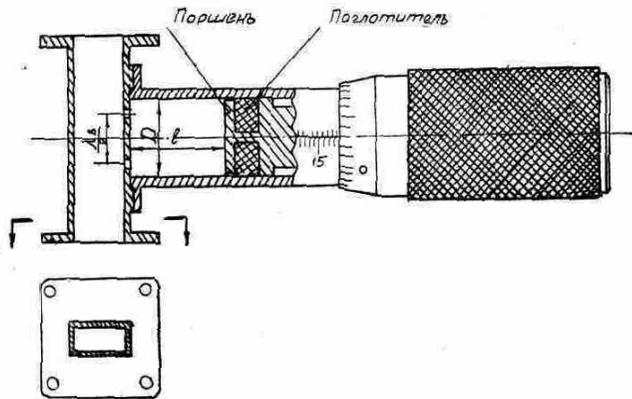


Рис. 2.7



Соотношение (2.11) позволяет найти связь между резонансной частотой и размерами резонатора. Заменяя

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{f}{c}, \quad (2.13)$$

где  $c$  - скорость света, и используя выражения (2.10) и (2.12) после некоторых преобразований находим

$$\left(\frac{2D}{c}f\right)^2 = \left(\frac{2S_{m,n}}{\pi}\right)^2 + q^2\left(\frac{D}{l}\right)^2. \quad (2.14)$$

Найденное выражение позволяет видеть, что в объемном резонаторе резонансная частота зависит не только от номера резонанса  $q$ , но и от индексов  $m$  и  $n$ , определяющих тип колебаний, и поэтому возможностей для возникновения побочных резонансов имеется значительно больше, чем в коаксиальном резонаторе.

Для анализа условий работы объемного резонатора и выбора его размеров воспользуемся графическим методом:

Введя обозначения

$$Y = \left(\frac{2D}{c}f\right)^2; \quad X = \left(\frac{D}{l}\right)^2; \quad a = \left(\frac{2S_{m,n}}{\pi}\right)^2,$$

получаем из выражения (2.14) уравнение прямой линии

$$Y = a + q^2 X \quad (2.15)$$

относительно переменных  $X, Y$ . Графическое изображение этого уравнения для нескольких типов колебаний (так называемая диаграмма типов колебаний) дано на рис. 2.7. Прямые, имеющие одинаковый наклон, соответствуют одному и тому же значению номера резонанса  $q$ . Сдвиг по оси ординат определяется разными значениями коэффициентов  $S_{m,n}$ . У колебаний  $H_{01}$  и  $E_{11}$  (табл. 2.1) эти коэффициенты одинаковы, и поэтому прямые совпадают.

Рабочая область частотомера на диаграмме изображается в виде прямоугольника, стороны которого параллельны осям координат, а диагональ совпадает с прямой основного типа колебаний.

Допустим, что в качестве такого выбран  $H_{111}$ , и рассмотрим прямоугольник  $ABCD$ . При изменении  $X$  от 1,6 до 4,5 (регулировкой длины резонатора с помощью поршня)  $Y$  принимает значения от 3 до 5,9, что соответствует изменению частоты приблизительно в 1,4 раза.

Пересечение прямоугольника  $ABCD$  прямыми  $E_{011}$  и  $H_{211}$  указывает на наличие побочных резонансов. От них можно было бы избавиться, выбрав в качестве рабочей области прямоугольник  $A'B'C'D'$ .

Измерив ординаты  $Y_{\max}$  и  $Y_{\min}$  (рис. 2.7), определим коэффициент

$$\text{перекрытия по частоте: } b = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{Y_{\max}}{Y_{\min}}}.$$

Для резонатора  $H_{111}$ , работающего без высших типов колебаний, коэффициент перекрытия по частоте равен 1,2.

На рис. 2.8 изображен наиболее распространенный в частотоизмерительной технике СВЧ резонатор  $H_{011}$ . Его основные преимущества— наивысшая при данном объеме резонатора добротность и отсутствие радиальных и осевых токов, благодаря чему настроечный поршень может не иметь контакта со стенками. Последнее обстоятельство упрощает конструкцию резонатора и способствует более стабильной работе частотомера.

Рабочая область резонатора  $H_{011}$  на рис. 2.7 отмечена штриховкой.

Избавиться от нежелательного типа колебаний  $E_{111}$  выбором рабочей области нельзя, так как прямые  $H_{011}$  и  $E_{111}$  совпадают. Колебания  $E_{111}$  подавляются выбором способа возбуждения резонатора (например, противофазной магнитной связью с помощью двух симметрично расположенных отверстий, как показано на рис. 2.8), помещением поглотителя в запоршневой области, применением диафрагм и другими конструктивными приемами. Кроме того, необходима высокая точность изготовления резонатора; отсутствие эллиптичности сечения цилиндра и наклона торцовых поверхностей. Иначе возможна взаимосвязь между колебаниями  $H_{011}$  и  $E_{111}$ , что приведет к увеличению потерь.

Поскольку указанные приемы ослабляют и некоторые другие нежелательные типы колебаний, рабочая область резонатора  $H_{011}$  может быть расширена до размеров, обозначенных на рис. 2.7 пунктиром.

Добротность резонаторов  $H_{011}$  достигает 5000—10000 в диапазоне частот 40—10 ГГц.

### § 2.3. Погрешности резонансных частотомеров

Согласно ГОСТу 9772—61 имеются следующие пять классов точности резонансных частотомеров: 0,01; 0,05; 0,1; 0,5; 1,0. Эти цифры соответствуют основным погрешностям частотомеров, выраженным в процентах, при измерении частоты непрерывных колебаний синусоидальной формы.

Источниками погрешности резонансного частотомера являются неточность настройки в резонанс, погрешность от люфта механизма настройки, неточность отсчета, изменения резонансной частоты, вносимые элементами связи, погрешность градуировки и температурная погрешность.

Вернемся к рис. 2.2. В определении  $\alpha_p^o$  возможна ошибка  $\Delta\alpha^o$  из-за трения в механизме индикаторного прибора или неточного отсчета. Поэтому за  $\alpha_p^o$  может быть принято любое показание от ар до  $\alpha_p^o$  до  $\alpha_p^o - \Delta\alpha^o$ , что вызовет ошибку в определении частоты на  $\pm \Delta f$ . Аналогичная ошибка возникает и в случае поглотительного частотомера (см. рис. 2.4).

Погрешность  $\Delta f$  зависит как от погрешности индикаторного прибора, так и от остроты резонанса колебательной системы, т. е. от

добротности. Для частотомера проходного типа (см. рис. 1.1) можем написать уравнение резонансной кривой при малых расстройках в следующем виде:

$$\frac{U}{U_p} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{2\Delta f}{f}\right)^2}}, \quad (2.17)$$

где  $U_p$  и  $U$  — напряжение на детекторе при резонансе и при расстройке;

$Q$  — добротность контура с учетом вносимых затуханий, так называемая нагруженная добротность. Принимая характеристику детектора

$$\frac{\alpha^o}{\alpha_p^o} = \left(\frac{U}{U_p}\right)^2 = \frac{1}{1 + \left(Q \frac{2\Delta f}{f}\right)^2}. \quad (2.18)$$

Подставляя в это выражение  $\alpha^o = \alpha_p^o - \Delta\alpha^o$  и полагая, что  $\left(Q \frac{2\Delta f}{f}\right)^2 \ll 1$

$$\text{при } \frac{\Delta\alpha^o}{\alpha_p^o} \ll 1, \text{ находим } \frac{\Delta\alpha^o}{\alpha_p^o} \approx \left(Q \frac{2\Delta f}{f}\right)$$

откуда

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{2Q} \sqrt{\frac{\Delta\alpha^o}{\alpha_p^o}}. \quad (2.19)$$

К такому же результату приводит анализ частотомера поглотительного типа ([1], с. 37).

Оценим порядок величины этой погрешности. Если взять в качестве индикаторного прибора микроамперметр класса 1,0 и работать при отклонении  $\alpha_p^o$  не менее четверти его шкалы, то максимальная погрешность от неточной индикации резонанса будет

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{10Q}. \quad (2.20)$$

На длинных и средних волнах трудно получить добротность колебательного контура выше 100—200, и поэтому погрешность от неточной индикации резонанса в частотомерах этих диапазонов волн достигает  $10^{-3}$ . Добротность резонаторов диапазона сверхвысоких частот исчисляется тысячами или десятками тысяч, вследствие чего погрешность индикации резонанса в частотомерах с такими резонаторами доходит до  $10^{-4} - 10^{-5}$ , т. е. становится меньше, чем погрешности от других причин.

При малой добротности иногда применяют способ вилочного отсчета, при котором резонансная частота определяется как полусумма двух частот, симметрично расположенных относительно ре-

нанса и соответствующих одинаковому уровню расстройки. Выигрыш точности индикации достигается при этом способе за счет того, что точки измерений находятся не на относительно тупой вершине резонансной кривой, а на крутых склонах.

Следует отметить, что при измерении несущей частоты сигнала широким спектром, например в случае радиоимпульсов, острота максимума или минимума настройки частотомера может зависеть не столько от резонансной кривой его колебательной системы, сколько от огибающей спектра сигнала.

### Влияние элементов связи на точность измерения частоты

Затухание нагруженной колебательной системы определяется как собственными, так и вносимыми потерями. В случае проходного резонансного частотомера полное затухание контура (см. рис. 2.1)

$$d = d_o + d_1 + d_2 = d_o \left( 1 + \frac{d_1}{d_o} + \frac{d_2}{d_o} \right), \quad (2.21)$$

где  $d_o$  — собственное затухание;  $d_1$  и  $d_2$  — затухания, вносимые цепью генератора и индикатора.

Добротность нагруженной системы

$$Q = \frac{1}{d} = Q_o \frac{1}{1 + \frac{d_1}{d_o} + \frac{d_2}{d_o}}. \quad (2.22)$$

Таким образом, при сильной связи с внешними цепями добротность нагруженной колебательной системы  $Q$  может быть значительно меньше ее собственной добротности  $Q_o$ . Следовательно, в резонансных частотомерах всегда нужно стремиться к слабой связи колебательной системы с внешними цепями. Для выполнения этого условия необходимо использовать чувствительный индикаторный прибор.

Если цепи генератора и индикатора содержат реактивные элементы, то и в колебательную систему будут вноситься реактивные сопротивления. Так, в случае проходного частотомера (см. рис. 2.1)

$$\left. \begin{aligned} X_{1BH} &= -\frac{X_{1CB}^2}{R_G^2 + X_G^2} X_G; \\ X_{2BH} &= -\frac{X_{2CB}^2}{R_H^2 + X_H^2} X_H, \end{aligned} \right\} \quad (2.23)$$

$R_G, X_G, R_H, X_H$  — активные и реактивные сопротивления цепей резонатора и индикатора;  $X_{1CB}, X_{2CB}$  — сопротивления связи с цепями генератора и индикатора.

Резонанс наступит при частоте  $\omega'$ , когда полное реактивное сопротивление в цепи контура

$$X_{полн} = \omega' L_o - \frac{1}{\omega' C_o} + X_{1BH} + X_{2BH} = 0 \quad (2.24)$$

Частота  $\omega'$  отличается от собственной резонансной частоты контура

$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_o}}$  на величину  $\Delta\omega = \omega' - \omega$ . При  $\Delta\omega \ll \omega$  из выражения

$$(2.24) \text{ получаем } \frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{\Delta f}{f} = -\frac{X_{1BH}}{2\omega L_o} - \frac{X_{2BH}}{2\omega L_o}. \quad (2.25)$$

Смещение резонансной частоты будет тем меньше, чем меньше вносимые реактивные сопротивления, т. е. чем слабее связь колебательной системы с внешними цепями.

Если это смещение на данной частоте постоянно, то его можно исключить из общей погрешности градуировкой частотомера. В частности, таким путем устраняется погрешность от реакции цепи индикатора в проходных частотомерах, работающих на обычных радиочастотах. Погрешность же от связи с генератором в этих частотомерах не может быть, полностью исключена, так как при измерениях связь с генератором изменяется. Кроме того, внутреннее сопротивление генератора может быть различно.

В частотомерах сверхвысоких частот погрешность от смещения резонансной частоты снижают согласованием цепей генератора и индикатора, т. е. добиваются, чтобы  $X_G \rightarrow 0$  и  $X_H \rightarrow 0$ .

При измерении частоты однокаскадных генераторов неосмотрительное увеличение связи может стать причиной грубой методической погрешности из-за затягивания частоты ([2], с. 385—388 или [3], с. 152—156).

Обратимся к рис. 2.9. Частотомер (показан только его контур)

работает по методу поглощения, а индикатором резонанса служит сеточный микроамперметр генератора. При достаточно сильной связи настройка контура частотомера влияет на частоту генератора и значения последней во время измерения и после удаления частотомера будут различны.

При связи больше критической резонансная кривая делается несимметричной (рис. 2.10,а). Плавное увеличение резонансной частоты частотомера вблизи  $f_x$  сначала сопровождается непрерывным уменьшением показаний индикатора. Не достигнув минимума,

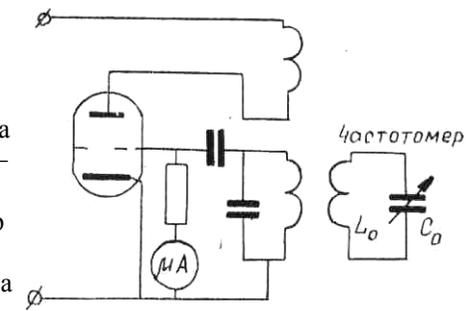


Рис. 2.9

показания скачком увеличиваются и далее постепенно приближаются к  $\alpha_0$ . В процессе настройки частотомера в другую сторону индикатор ведет себя аналогично, но перескок возникает уже при другой частоте.

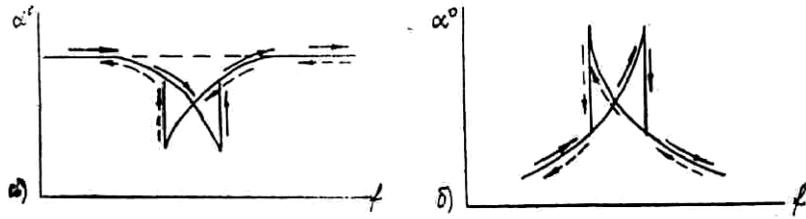


Рис. 2. 10

Описанные явления имеют место к при работе с частотомером проходного типа (рис. 2. 10, б).

На сверхвысоких частотах для ослабления связи цепи генератора и частотомера развязывают при помощи аттенуаторов или направленных ответвителей.

### Погрешность от неточной индикации резонанса

Ненадежные гальванические контакты между подвижными и неподвижными частями колебательной системы, люфт в механизме настройки и недостаточная точность отсчета могут быть причинами невоспроизводимости установки резонансной частоты и, следовательно, погрешности измерения.

Трущиеся контакты в резонаторах частотомеров стараются вообще не применять или располагают их в тех местах, где токи, пересекающие контакты, малы.

При точном выполнении механизма настройки и применении противолюфтовых устройств (например, двойных шестерен, растягиваемых пружинами) люфт обычно незначителен. В частности, в микрометрических винтах, используемых в коаксиальных и объемных резонаторах, он составляет 1—2 мкм.

Погрешность от всех этих причин может быть оценена некоторым числом  $\Delta\alpha_0$  делений шкалы настройки колебательной системы. Так как между шкалой и значениями резонансной частоты имеется связь

$$f = \varphi(\alpha^0), \quad (2.26)$$

то можно обычным приемом найти погрешность частоты

$$\Delta f = \frac{d\varphi(\alpha^0)}{d\alpha^0} d\alpha^0 \quad (2.27)$$

или

$$\delta_f = \frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{f} \frac{d\varphi(\alpha^0)}{d\alpha^0} \Delta\alpha^0. \quad (2.28)$$

В частотомере с колебательным контуром, чтобы получить равномерную шкалу, в качестве элемента настройки используют прямочастотный конденсатор переменной емкости. В этом случае уравнение шкалы имеет вид

$$f = \varphi(\alpha^0) = f_{\min} + k\alpha^0. \quad (2.29)$$

Коэффициент  $k$  определим, положив  $f = f_{\max}$ :

$$k = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{\alpha_{\max}^0}.$$

Заменяя  $f_{\max} = bf_{\min}$ , получаем

$$k = f_{\min} \frac{b-1}{\alpha_{\max}^0}; \quad (2.30)$$

$$f = f_{\min} \left[ 1 + (b-1) \frac{\alpha^0}{\alpha_{\max}^0} \right].$$

Дифференцируя полученное выражение и подставляя в формулу (2.28), находим

$$\delta_f = \frac{b-1}{1 + (b-1) \frac{\alpha^0}{\alpha_{\max}^0}} \frac{\Delta\alpha^0}{\alpha_{\max}^0}. \quad (2.31)$$

Максимальное значение относительной погрешности  $\delta_{fm}$ , будет

$$\text{при } \alpha = 0 \quad \delta_{fm} = (b-1) \frac{\Delta\alpha^0}{\alpha_{\max}^0}. \quad (2.32)$$

С помощью формулы (2.32) можно определить необходимое число делений шкалы частотомера. Пусть погрешность отсчета по шкале  $\Delta\alpha_0 = 0,2$

$$\text{деления. Тогда } \alpha_{\max}^0 = (b-1) \frac{\Delta\alpha_0}{\delta_{fm}} = 0.2 \frac{b-1}{\delta_{fm}}. \quad (2.33)$$

Например, при допустимой погрешности от неточности отсчета  $\delta_{fm} = 1 \cdot 10^{-3}$  и коэффициент перекрытия  $b=3$   $\alpha_{\max}^0 = 400$  делений.

В частотомере с четвертьволновым коаксиальным резонатором отсчет производится по шкале микрометрического винта. Следовательно,  $\alpha = l$  и  $\Delta\alpha^0 = \Delta l$ . Применяя операцию (2. 28) к выражению (2.5), находим

$$\delta_f = -\frac{\Delta\lambda}{\lambda} = -\frac{1}{\lambda} \frac{4}{2q-1} \Delta l$$

При данном  $\Delta l$  погрешность настройки и отсчета растет с повышением частоты. В некоторых частотомерах трехсантиметрового диапазона используют резонаторы с высокими номерами резонанса  $q$ , хотя это приводит к сужению рабочего диапазона.

Таким же способом из уравнения (2. 14) получаем для объемного – резонатора (при  $q=1$ )

$$\delta_f = -\left(\frac{\lambda}{2l}\right)^2 \frac{\Delta l}{l} = -\frac{2}{\lambda} \left(\frac{\lambda}{\lambda_B}\right)^3 \Delta l, \quad (2.35)$$

поскольку  $2l = \lambda_B$ . Следовательно, в объемном резонаторе погрешность настройки и отсчета тем меньше, чем больше  $\lambda_B$  по сравнению с  $\lambda$ , т. е. чем ближе диаметр резонатора к критическому.

#### Влияние изменений температуры и влажности воздуха

Изменение температуры окружающей среды влияет на геометрические размеры элементов колебательной системы и на диэлектрическую проницаемость воздуха.

В частотомере с колебательным контуром

$$\delta_f = -\frac{1}{2} \left( \frac{1}{L} \frac{dL}{dT^\circ} + \frac{1}{C} \frac{dC}{dT^\circ} \right) \Delta T^\circ \quad (2.36)$$

где  $T^\circ$  — температура окружающей среды. Производные  $\frac{dL}{dT^\circ}$  и  $\frac{dC}{dT^\circ}$  — температурные коэффициенты индуктивности и емкости.

Если все части коаксиального или объемного резонатора изготовлены из одного и того же материала, то при изменении –температуры все его размеры изменятся в одном и том же отношении  $(1 + \alpha_{T^\circ})$  раз на градус Цельсия, где  $\alpha_{T^\circ}$  — коэффициент линейного расширения материала резонатора. Отсюда изменение резонансной частоты при изменении температуры на  $\Delta T$  будет

$$\delta_f = -\alpha_{T^\circ} \Delta T. \quad (2.37)$$

Значения  $\alpha_{T^\circ}$  для некоторых материалов приведены в табл. 2.2. Эталонные резонаторы изготавливают из инвара, кварца или керамики с последующим серебрением внутренних поверхностей. Влияние температуры можно компенсировать, изготавливая некоторые части резонатора из материалов с различными  $\alpha_{T^\circ}$ .

Изменения температуры и влажности воздуха влияют на скорость распространения электромагнитных колебаний в резонаторе (через диэлектрическую проницаемость), значит, и на, его резонансную частоту. Существуют номограммы (см, пример, [1], [4]), с помощью которых по температуре и влажности воздуха можно определить, на сколько процентов изменится частота резонатора, первоначально градуированного при  $T=25^\circ\text{C}$  и относительной влажности 60%, и ввести поправку.

Материал	$\alpha_{T^\circ}$
Кварц	$1.6 \cdot 10^{-5}$
Керамика	$1.4 \cdot 10^{-5}$
Инвар	$1.2 \cdot 10^{-5}$
Сталь	$1.3 \cdot 10^{-6}$
Латунь	$7 \cdot 10^{-7}$

#### §2.4. 0 непосредственном измерении длины волны

После изготовления резонансные частотомеры проходят градуировку с помощью источников эталонных частот или частотоизмерительных устройств высокой точности. Погрешность градуировки определяется точностью этих устройств и погрешностями индикации резонанса, настройки и отсчета.

Поскольку длина резонатора связана определенными соотношениями с резонансной длиной волны, казалось бы, что последняя могла бы быть определена без предварительной градуировки частотомера простым измерением длины резонатора, а частоту можно было бы вычислить с помощью формулы (2. 13). Однако наличие элементов связи, настроечных поршней и других элементов конструкции нарушает строгость указанных соотношений, а более точных формул, учитывающих все эти влияния, не существует.

В частотомерах с коаксиальными резонаторами эти затруднения можно обойти методом двух отсчетов. Определяется длина резонатора при двух смежных резонансах, например, при , первом и втором. Разность резонансных длин точно равна половине волны.

В измеренное значение длины волны нужно ввести поправку на диэлектрическую проницаемость воздуха. При  $T = 25^\circ\text{C}$  и влажности 60%

$$\lambda = 1.0003 \lambda_{\text{возд}} \quad (2.38)$$

где  $\lambda_{\text{возд}}$  — значение, полученное в результате измерений.

Точное значение скорости света, необходимое для вычисления частоты,

$$c = (2.99793 - 0.000003) 10^{10} \text{ см/с}$$

Подставляя это значение в формулу (2.23), получаем

$$f = \frac{299793}{\lambda} \text{ МГц}, \quad (2.39)$$

если  $\lambda$  выражена в миллиметрах.

§ 2.5. Принцип действия гетеродинного частотомера

На смеситель (рис. 2.11) поступают напряжения измеряемой частоты  $f_x$

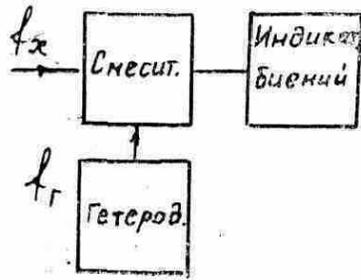


Рис. 2.11

гетеродина  $f_\Gamma$ . На выходе смесителя в числе других составляющих присутствуют колебания разностной частоты, называемой частотой биений  $F_{биен} = |f_x - f_\Gamma|$ . Из индикаторов биений чаще всего используется телефон, но наряду с ним применяют электронно-оптический индикатор или электронно-лучевой осциллограф.

Плавно изменяя частоту гетеродина, можно достигнуть равенства частот, когда биения исчезнут ( $F_{биен} = 0$ ). Этот момент,

называемый нулевыми биениями, отмечается индикатором.

Рассмотрим особенности индикации нулевых биений с помощью телефона. На рис. 2.12 показано изменение частоты биений при изменении частоты гетеродина. В области от 16 Гц до 20 кГц биения слышны в виде тона той или иной высоты. Когда частота гетеродина далека от  $f_x$ , биения не слышны ( $F_{биен} > 20$  кГц), что затрудняет их поиск, а в интервале

$f_x - 16 \leq f_\Gamma \leq f_x + 16$  находится «зона молчания», в пределах которой невозможно точно зафиксировать на слух момент равенства частот  $f_x$  и  $f_\Gamma$ .

Практически ошибка из-за зоны молчания достигает 20—25 Гц.

На сверхвысоких частотах из-за паразитной частотной модуляции в источнике измеряемой частоты и в самом гетеродине вместо биений чистого тона слышится звук, похожий на урчание, который

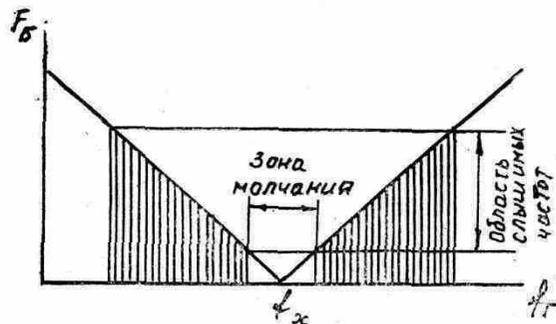


Рис. 2.12

легко спутать с помехой. Это увеличивает погрешность индикации биений до нескольких килогерц, что для области СВЧ не очень существенно, так как относительная погрешность получается порядка  $10^{-6}$ . Паразитная модуляция

может быть устранена улучшением фильтрации питающих напряжений. При батарейном питании получаются очень чистые биения и на СВЧ.

Электронно-оптический индикатор («магический глаз») широкополосен, что облегчает поиск биений, и не имеет зоны молчания, но подвержен действию помех. Самым удобным и точным индикатором биений является электроннолучевой осциллограф, но он сложнее и дороже и потому применяется редко.

Погрешность индикации нулевых биений может увеличиться из-за захватывания, когда имеется сильная связь между цепями гетеродина и источника измеряемого напряжения. На ослабление этой связи обращают особое внимание при разработке гетеродинных частотомеров. Один из приемов борьбы с захватыванием заключается в сравнении измеряемой частоты не с основной частотой гетеродина, а с одной из гармоник.

Генератор с плавной настройкой, используемый в качестве гетеродина не может быть сделан высокостабильным. Поэтому для повышения точности в схему гетеродинного частотомера вводится еще один элемент — генератор, стабилизированный кварцем (рис. 2.13). Перед измерением переключатель ставят в нижнее положение и сличают частоту гетеродина с частотой кварцевого генератора по нулевым биениям.

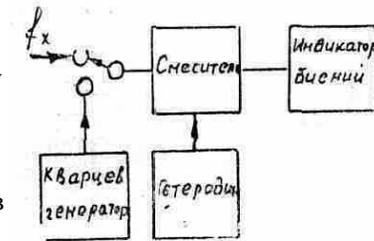


Рис. 2.13

Затем переключатель переводится в верхнее положение и производится измерение частоты  $f_x$ .

§ 2.6. Разновидности гетеродинного метода

Существуют две основные разновидности гетеродинного метода измерения частоты: метод калибровки и метод интерполяции.

В методе калибровки частота гетеродина перед измерением сличается с опорной частотой  $f_k$ , полученной с помощью кварцевого генератора, с одной точки шкалы\*. Для этого рукоятка настройки гетеродина ставится на контрольную отметку шкалы  $\alpha_k^0$ . Наличие нулевых биений служит признаком равенства частот. Если нулевых биений нет, нужно несколько изменить частоту гетеродина с помощью корректора — подстроечного конденсатора или какого-либо другого элемента, предназначенного для этой цели. Эта операция называется коррекцией шкалы гетеродина или калибровкой. Выве-

\* Опорные частоты также называются контрольными или калибрационными.

ренная в точке  $\alpha_k^o$  шкала считается правильной и в точке измерения  $\alpha_x^o$ .

В этом допущении скрыта погрешность метода калибровки. На рис. 2.14 изображена градуировочная кривая гетеродина, а штриховой линией кривая, смещенная действием дестабилизирующих факторов. В процессе коррекции смещенная кривая приводится к пересечению с исходной в точке  $A$ . Так как наклон скорректированной кривой может отличаться от наклона исходной, отсчет во время измерений будет не  $\alpha_x^o$ , а  $\alpha_1^o$ , что и дает ошибку  $\Delta f$ .

Изменение наклона градуированной кривой может произойти как во время ухода частоты гетеродина, так и при коррекции. Например, если у гетеродина, настраиваемого конденсатором переменной емкости, в качестве корректора тоже служит конденсатор, то емкость последнего, будучи частью начальной емкости контура, влияет на наклон градуировочной кривой.

Из рис. 2.14 видно, что погрешность метода калибровки тем меньше, чем ближе контрольная точка к точке измерения, а так как измеряемая частота может находиться в любом участке диапазона гетеродина, контрольных точек должно быть как можно больше.

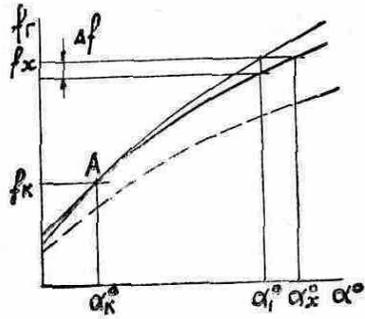


Рис. 2.14

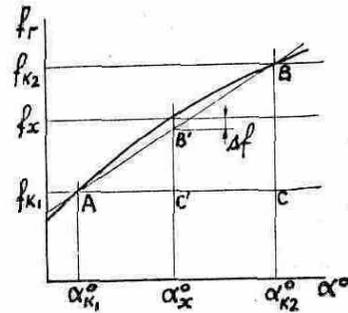


Рис. 2.15

Гетеродинами частотомерами обычно пользуются в тех случаях, когда значение измеряемой частоты уже известно с точностью до  $10^{-3} - 10^{-4}$ . Требуется лишь повысить эту точность на один–два порядка. Поэтому, приступая к измерениям, можно заранее выбрать из всего множества контрольных частот ближайшую к  $f_x$ .

В методе интерполяции шкала гетеродина сверяется в точках  $\alpha_{k1}^o$  и  $\alpha_{k2}^o$  на опорных частотах  $f_{k1}$  и  $f_{k2}$ , выбранных так, что точка измерения  $\alpha_x^o$  лежит между ними (рис. 2.15). Принимая участок кривой  $AB$  за отрезок прямой, из подобия треугольников  $ABC$  и  $A'B'C'$  находим формулу для определения измеряемой частоты:

$$f_x = f_{k1} + \frac{f_{k2} - f_{k1}}{\alpha_{k2}^o - \alpha_{k1}^o} (\alpha_x^o - \alpha_{k1}^o). \quad (2.40)$$

В действительности участок  $AB$  не прямолинеен, и найденное значение частоты содержит ошибку  $\Delta f$  (рис. 2.15), которая уменьшается при сокращении интервала  $f_{k1}, f_{k2}$ , т. е. с увеличением числа опорных частот.

Вычислений по формуле (2.40) можно избежать, если расположить опорные частоты на равных расстояниях друг от друга во всем диапазоне гетеродина, а для отсчета  $\alpha_x^o - \alpha_{k1}^o$  применить специальную интерполяционную шкалу, имеющую  $\alpha_{k2}^o - \alpha_{k1}^o$  делений и соединенную с дополнительным элементом настройки, который должен изменять частоту гетеродина только в пределах интервала между опорными частотами. Так как при этих условиях отношение  $\frac{f_{k2} - f_{k1}}{\alpha_{k2}^o - \alpha_{k1}^o}$  будет постоянно,

интерполяционную шкалу можно отградуировать в значениях разности частот  $f_{раз}$  и использовать для прямого отсчета  $f_{раз}$ , так что результат измерения

$$f_x = f_{k1} + f_{раз}. \quad (2.41)$$

### § 2.7. Использование гармоник гетеродина для расширения пределов измерения частотомера

Как известно, форма колебаний любого автогенератора не является строго синусоидальной, и, следовательно, в них содержится тот или иной процент высших гармонических составляющих. Долю их в спектре выходного напряжения генератора можно увеличивать или уменьшать, изменяя режим его работы.

Наличие гармоник в напряжении гетеродина позволяет существенно расширить диапазон частот, измеряемых гетеродинами частотомером при сравнительно небольшом изменении основной частоты гетеродина. Так, для измерений в диапазоне 300—9600 МГц достаточно, чтобы основная частота гетеродина изменялась от 300 до 600 МГц. В этом случае участок 300—600 МГц перекрывается изменением основной частоты гетеродина, 600—1200 МГц — второй гармоники, 1200—2400 — четвертой, 2400—4800 — восьмой и 4800—9600 — шестнадцатой.

Поэтому в широкодиапазонных гетеродинами частотомерах, как правило, гетеродин выполняется с двукратным перекрытием по частоте. Уменьшение коэффициента перекрытия колебательной системы гетеродина до двух упрощает его конструкцию и делает ее более стабильной, в результате чего повышается точность работы частотомера.

Вместе с тем наличие гармоник в напряжении гетеродина может привести к неоднозначности отсчета, так как нулевые биения могут получиться от частоты сигнала с гармониками разных номеров от различных значений частоты гетеродина:

$$f_x = n_1 f_{Г1} = n_2 f_{Г2} = \dots, \quad (2.42)$$

где  $n_1, n_2, \dots$  — номера гармоник;  $f_{Г1}, f_{Г2}, \dots$  — значения частоты гетеродина,

Например, пусть измеряемая частота  $f_x = 354$  кГц, а основная частота гетеродина может изменяться от 100 до 200 кГц. Нулевые биения могут получиться со второй гармоникой гетеродина, если его основная частота

будет  $f_{Г1} = \frac{f_x}{2} = \frac{354}{2} = 177$  кГц, или с третьей гармоникой, если

$$f_{Г2} = \frac{f_x}{3} = \frac{354}{3} = 118 \text{ кГц.}$$

Чтобы исключить путаницу, рекомендуется перед началом измерений определить грубое значение измеряемой частоты, например, с помощью резонансного частотомера. Но можно обойтись и одним гетеродинным частотомером, если определить номер гармоники гетеродина по двум рядом расположенным точкам его шкалы, где прослушиваются биения примерно с одинаковой громкостью. Берем из выражения (2. 42)  $n_1 f_{Г1} = n_2 f_{Г2}$  и, учитывая, что при рядом расположенных настройках и при  $f_{Г2} > f_{Г1}$   $n_2 = n_1 - 1$ , получаем

$$n_1 = \frac{f_{Г2}}{f_{Г2} - f_{Г1}}. \quad (2.43)$$

### § 2.8. Способы получения сетки опорных частот

Множество контрольных точек на шкале гетеродина при наличии только одного кварцевого генератора, который работает на фиксированной частоте, можно получить, используя гармоники кварцевого генератора и гетеродина. Частоту кварцевого генератора  $f_o$  выбирают равной 0,1; 1 или 10 МГц, так как промежуточные значения неудобны для расчета опорных частот.

В методе калибровки несущественно, расположены ли контрольные точки строго равномерно по шкале или расстояния между ними неодинаковы. В этом случае для получения сетки контрольных точек можно брать любые сочетания номеров гармоник гетеродина  $n$  и кварцевого генератора  $m$ :  $n f_{Г} = m f_o$ , откуда

$$f_{Г} = f_o = \frac{m}{n} f_o. \quad (2.44)$$

Так, если гетеродин перестраивается в диапазоне 2—4 МГц, а кварцевый генератор работает на частоте 1 МГц, то, используя с 1-ой по 4-ю гармоники гетеродина и со 2-й по 15-ю гармоники кварцевого генератора, можно получить 12 контрольных точек, в которых биения прослушиваются достаточно громко (табл. 2.3). Если же учесть и менее громкие биения от сочетания гармоник более высоких номеров, то общее число контрольных точек возрастет до 45 и идут они в среднем через два деления 100-градусной шкалы настройки, что вполне обеспечивает необходимую точность.

Равностоящие контрольные точки, необходимые в методе интерполяции, получают в результате биений между колебаниями

основной частоты гетеродина и гармоник кварцевого генератора. Например, если гетеродин работает на частотах 900—1000 МГц, а кварцевый генератор на частоте 10 МГц, то его гармоники от 90-й до 100-й позволяют получить 11 контрольных точек, расположенных точно на расстоянии 10 МГц друг от друга.

Таблица 2.3

Частота гетеродина в кГц	Номер гармоники гетеродина	Номер гармоники кварцевого генератора
2000	1	2
2250	4	9
2500	2	5
2667	3	8
2750	4	11
3000	1	3
3250	4	13
3333	3	10
3500	2	7
3667	3	11
3750	4	15
4000	1	4

### § 2.9. Погрешности гетеродинных частотомеров

Основными параметрами гетеродинных частотомеров в соответствии с ГОСТом 9771—61 являются класс точности, диапазон измеряемых частот, диапазон частот гетеродина, значения опорных частот и их погрешность, чувствительность.

Существует три класса точности гетеродинных частотомеров. К первому классу относятся приборы с основной погрешностью  $5 \cdot 10^{-6}$ , ко второму —  $5 \cdot 10^{-5}$  и к третьему —  $5 \cdot 10^{-4}$ .

Основная погрешность гетеродинного частотомера складывается из погрешности индикации нулевых биений, погрешности метода измерения (калибровки или интерполяции), погрешности настройки и отсчета, погрешности опорных частот и дрейфа частоты гетеродина за время измерения.

Первые две составляющие были подробно рассмотрены в § 2.5 и 2.6.

Погрешность настройки зависит главным образом от качества опорного органа настройки гетеродина (например, конденсатора переменной емкости). Так как вся область слышимых частот перекрывается относительно малым изменением частоты гетеродина, настройка должна производиться очень медленно и мягко с помощью хорошо замедляющего верньера.

В методе калибровки отсчет измеряемой частоты делается по шкале основного элемента настройки гетеродина, с помощью формулы (2. 33) можно показать, что при двукратном перекрытии уже

при погрешности около  $1 \cdot 10^{-4}$  прямочастотная шкала должна иметь не менее 2000 делений.

В интерполяционном методе точность отсчета задается не основной шкалой, которая фактически служит лишь для настройки на соответствующую опорную частоту, а интерполяционной. Последняя перекрывает только интервал между соседними опорными частотами и поэтому может быть выполнена с небольшим числом делений (80—100) при погрешности  $10^{-5} - 10^{-6}$ .

Опорные частоты имеют ту же самую погрешность, что и частота кварцевого генератора. Погрешность последней может быть относительно просто доведена до  $10^{-6}$ , а специальными приемами может быть снижена еще на 1—2 порядка.

При высокой стабильности питающих напряжений дрейф частоты гетеродина достигает, например  $1 \cdot 10^{-6}$ , за несколько минут. По-видимому, эта цифра является предельной оценкой точности гетеродинного метода измерения частоты в современных условиях.

### § 2.10. Гетеродинный частотомер Ч4-1

Частотомер Ч4-1 (526-У) относится к третьему классу точности, диапазон измеряемых частот 125 кГц — 20 МГц. Гетеродин имеет два поддиапазона: 125—250 кГц и 2—4 МГц. Первый поддиапазон гетеродина обеспечивает при помощи гармоник I, II, IV, VIII измерение частот от 125 кГц до 2 МГц. Второй поддиапазон посредством гармоник I, II, IV и V обслуживает участок от 2 до 20 МГц. Основная частота кварцевого генератора равна 1 МГц с относительной погрешностью  $10^{-5}$  и температурным коэффициентом не более  $2 \cdot 10^{-6}$  на  $1^\circ\text{C}$ .

Частотомер работает по методу калибровки и состоит из гетеродина, кварцевого генератора, смесителя, усилителя низкой частоты и блока питания. Все эти узлы выполнены на лампах. Индикатором биений служит телефон.

Настройка гетеродина осуществляется переменным конденсатором, ротор которого вращается с помощью верньерного устройства с коэффициентом замедления 100. На оси ротора имеется лимб с 50 делениями на полуокружности. Лимб верньера разделен на 100 делений. Следовательно, повороту ротора на  $180^\circ$  соответствует 5000 отметок. Верньер снабжен нониусом, который позволяет отсчитывать десятые доли деления.

Частота определяется по градуировочной книге, содержащей таблицы градуировки, контрольные точки и значения опорных частот. Коррекция частоты гетеродина выполняется подстроечным конденсатором.

Для управления частотомером служит переключатель, который имеет три положения: «Гетеродин», «Проверка», «Кварц». В положении «Проверка» работают гетеродин и кварцевый генератор и производится коррекция частоты гетеродина. В положении «Гетеродин» кварцевый генератор выключается, а гетеродин продолжает работать и используется для измерения частоты, колебаний, посту-

пающих на вход прибора. В положении «Кварц» работает только кварцевый генератор и прибор может быть применен в качестве источника стабильных по частоте колебаний.

## ЭЛЕКТРОННО-СЧЕТНЫЕ ЧАСТОТОМЕРЫ

### § 2.11. Принцип действия электронно-счетного частотомера

На рис. 2.16 представлена блок-схема электронно-счетного частотомера. Напряжение измеряемой частоты подается на вход А. Формирователь преобразует это напряжение в импульсы с крутым фронтом, следующие с той же частотой. Временной селектор действует подобно реле: пропускает через себя импульсы, поступающие на вход, если на другой его вход подано соответствующее

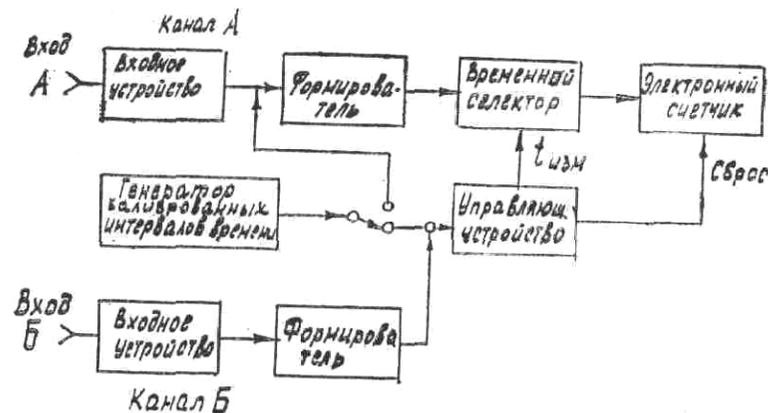


Рис. 2.16

напряжение с управляющего устройства, и не пропускает, если это напряжение отсутствует. Электронный счетчик считает импульсы, прошедшие через временной селектор, и показывает их число на цифровом табло. Таким образом, если  $f_x$  — измеряемая частота и частота следования импульсов,  $t_{изм}$  — время действия напряжения на втором входе временного селектора, то число сосчитанных импульсов

$$N = f_x t_{изм}. \quad (2.45)$$

Отсюда

$$f_x = \frac{N}{t_{изм}}. \quad (2.46)$$

Назначая  $t_{изм} = 10, 1$  или  $\frac{1}{10}$  секунды, получаем устройство с непосредственным отсчетом:

$$f_x = \left( \frac{1}{10}, 1, 10, \dots \right) N.$$

Напряжение, отпирающее временной селектор на время  $t_{изм}$ , создается с помощью генератора калиброванных интервалов времени, блок-схема которого представлена на рис. 2.17. Высокостабильный кварцевый генератор работает на частоте  $f_o = 10$  МГц.

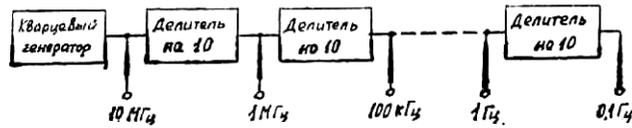


Рис. 2.17

Имеется ряд декадных делителей частоты, от которых получают импульсные напряжения с частотой повторения  $f_k = 10, 1$  МГц, 100, 10, 1 кГц, 100, 10, 1 или 0,1 Гц. По желанию экспериментатора частоту повторения можно выбрать поворотом рукоятки переключателя. Временной интервал между любыми двумя соседними импульсами равен периоду их следования:

$$T_k = \frac{1}{f_k}.$$

В управляющем устройстве из пары таких импульсов с помощью системы триггеров вырабатывается один импульс, называемый временными воротами, длительностью

$$t_{изм} = T_k = \frac{1}{f_k}. \quad (2.47)$$

Этим импульсом и производится открывание временного селектора. Управляющее устройство обеспечивает также необходимое для считывания показаний счетчика время индикации, на протяжении которого временной селектор должен быть закрыт, чтобы показания счетчика не изменились. Кроме того, управляющее устройство вырабатывает и подает на счетчик импульс сброса показаний, необходимый для того, чтобы привести все декады счетчика в нулевое состояние перед началом нового отсчета.

### § 2.12. Погрешность электронно-счетного частотомера при измерении частоты

Как это следует из выражения 2.46, погрешность измерения частоты состоит из двух частей: погрешности счета импульсов  $\Delta N$  и погрешности интервала времени счета  $\Delta t_{изм}$ .

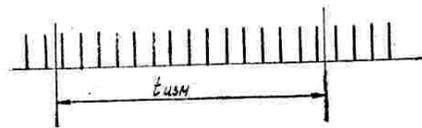


Рис. 2.18

Происхождение первой составляющей поясняет рис. 2.18. На нем в виде ряда равноотстоящих вертикальных линий («гребенки») представлена последовательность импульсов на входе временного селектора. Счетчиком будут

сосчитаны только те импульсы, которые попадут в интервал  $t_{изм}$ . Начало и конец этого интервала назначаются независимо от прихода счетных импульсов. От этого возникает ошибка, называемая погрешностью дискретности, которая является случайной. Можно показать, что эта ошибка имеет распределение Симпсона и предельное значение, равное одной единице счета:  $\Delta N = 1$ .

Поскольку интервал времени счета  $t_{изм}$  задается частотой повторения импульсов, получаемых от генератора калиброванных интервалов времени, относительная погрешность

$$\left| \frac{\Delta t_{изм}}{t_{изм}} \right| = \left| \frac{\Delta f_o}{f_o} \right|$$

имеет нормальное распределение и предельное значение  $10^{-6} - 10^{-8}$ . Суммарная относительная погрешность измерения частоты

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \sqrt{\left( \frac{1}{N} \right)^2 + \left( \frac{\Delta f_o}{f_o} \right)^2}. \quad (2.48)$$

### § 2.13. Измерение низких частот

При одном и том же времени  $t_{изм}$  показание счетчика  $N$  уменьшается с уменьшением измеряемой частоты, а относительная погрешность растет за счет роста погрешности дискретности. Поэтому измерение низких частот электронно-счетным частотомером дает значительную погрешность даже при большом времени счета ( $t_{изм} = 10$  с).

Покажем, что на низких частотах выгоднее измерять электронно-счетным частотомером не частоту, а период. В этом случае измеряемое напряжение подается на вход  $B$ , а переключатель ставится в верхнее положение (см. рис. 2.16). Как видим, сигнал и опорное напряжение поменялись ролями. Время счета теперь равно измеряемому периоду ( $t_{изм} = T_x$ ), так как временные ворота формируются импульсами с периодом  $T_x$ . Счетные же импульсы проходят от генератора калиброванных интервалов времени с частотой  $f_k$ .

Показание счетчика

$$N = f_k T_x, \quad (2.49)$$

откуда

$$T_x = \frac{N}{f_k}. \quad (2.50)$$

Из аналогии формул (2.50) и (2.46) следует, что погрешность измерения периода

$$\frac{\Delta T_x}{T_x} = \sqrt{\left( \frac{1}{N} \right)^2 + \left( \frac{\Delta f_o}{f_o} \right)^2} \quad (2.51)$$

выражается такой же формулой, как и погрешность измерения частоты. Но чем ниже частота, тем больше период  $T_x$  и  $N$  и тем меньше погрешность дискретности.

Дополнительное уменьшение погрешности дискретности можно получить, измеряя не один период, а 10 или 100. Для этого в канале *B* предусматривается декадный делитель, так что сформированные из измеряемого напряжения импульсы попадают в схему формирования временных ворот через этот делитель. Временные ворота, а значит, и время измерения увеличиваются в 10 или 100 раз соответственно.

### § 2.14. Погрешность формирования периода при наличии помех

Рассмотрим случай измерения частоты синусоидального напряжения  $U_m \sin \omega t$  при воздействии помехи  $u_{ном}$ . Так как на входе формирователя напряжения сигнала и помехи сложатся, то суммарное напряжение  $u_{сум} = U_m \sin \omega t + u_{ном}$ .

В схеме формирователя импульсы формируются в момент перехода входного напряжения через нуль. Но за счет напряжения помехи переходы через нуль суммарного напряжения несколько сместятся (рис. 2.19), в результате чего сместятся и выходные импульсы формирователя. За счет этого может возникнуть некоторая добавочная погрешность. Оценим ее величину.

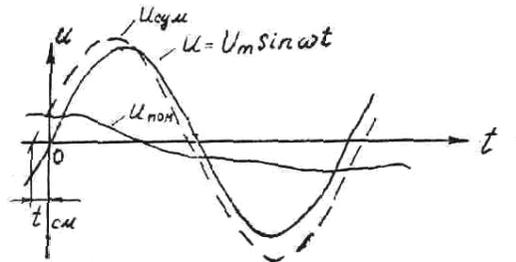


Рис. 2.19

Итак, при  $u_{сум} = 0$   $t = t_{см}$ ,  $U_m \sin \omega t_{см} = -u_{ном}$ . При  $t_{см} \ll T$ , где

$T = \frac{2\pi}{\omega}$  - период синусоидального напряжения,

$$t_{см} \approx -\frac{u_{ном}}{\omega U_m}. \quad (2.52)$$

Как видно из формулы (2.52), эта погрешность особенно велика на низких частотах при измерении периода. Заменяя  $\omega = \frac{2\pi}{T}$ , получаем

$$t_{см} \approx -\frac{T}{2\pi} \frac{u_{ном}}{U_m}. \quad (2.53)$$

$$\sigma_{t.см} = \frac{T}{2\pi} \frac{U_{ном}}{U_m},$$

где  $U_{ном}$  — среднее квадратичное (действующее) значение напряжения помехи.

Так как смещение имеет место и в начале и в конце временных ворот, то, принимая распределение помехи за нормальное, находим предельное значение погрешности формирования периода при наличии помех

$$\delta_{T_{ном}} = \frac{3\sqrt{2}\sigma_{t.см}}{T} = \frac{3}{\sqrt{2}\pi} \frac{U_{ном}}{U_m}. \quad (2.54)$$

### § 2.15. Расширение пределов измерения электронно-счетного частотомера в область сверхвысоких частот

Верхний предел работы электронно-счетного частотомера определяется быстродействием счетных декад, формирователя и других импульсных элементов. В настоящее время выпускаются приборы, непосредственно измеряющие частоты вплоть до 200 МГц. Дальнейшее продвижение верхнего предела в область сверхвысоких частот достигается путем преобразования частоты с помощью приставок, получивших название гетеродинов-переносчиков. Блок-схема такого измерения представлена на рис. 2.20. Напряжение гетеродина, частота которого лежит в диапазоне электронно-счетного частотомера, подается одновременно на смеситель и на электронно-счетный частотомер. В смесителе возникают биения между колебаниями частоты  $f_x$  и гармоники гетеродина  $nf_\Gamma$ . Настройкой гетеродина добиваются нулевых биений.

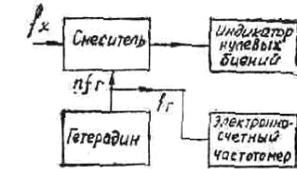


Рис. 2.20

Измеряемая частота при нулевых биениях  $f_x = nf_\Gamma$ .

Частота гетеродина отсчитывается по табло электронно-счетного частотомера. Номер гармоники можно определить таким же способом, как и при измерениях гетеродинным методом.

Электронно-счетные частотомеры ЧЗ-38, ЧЗ-39 снабжены приставками, позволяющими измерять частоту до 70 ГГц.

### § 2.16. Измерение частоты несинусоидального напряжения

Электронно-счетный частотомер реагирует на искажение формы измеряемого напряжения, если это искажение проявляется в виде добавочных выбросов в кривой напряжения, как это показано, например, на рис. 2.21.

От этих выбросов в формирователе образуются добавочные счетные импульсы, в результате чего возникает ошибка. Так, в слу-

чае, представленном на рис. 2.21, частотомер покажет значение частоты в два раза больше измеряемой.

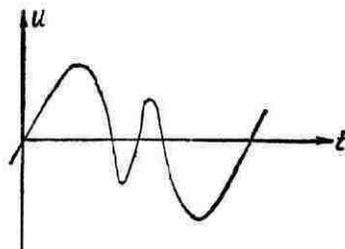


Рис. 2.21

### § 2.17. Использование электронно-счетного частотомера для других видов измерений

Кроме измерения частоты и периода синусоидальных или близких по форме к синусоидальным напряжений электронно-счетный частотомер позволяет выполнить следующие виды измерений.

#### Измерение частоты повторения и временных параметров импульсных напряжений

Частота и период повторения видеоимпульсов измеряются так же, как и в случае синусоидального сигнала. Следует отметить, что при импульсах с крутыми фронтами отсутствует погрешность формирования периода при наличии помех.

Длительность импульсов измеряется при подаче измеряемого напряжения на входы *A* и *B* одновременно. Соответствующей коммутацией блоков схема частотомера преобразуется так, что от переднего и заднего фронтов измеряемого импульса формируются временные ворота, длительность которых равна его длительности. Временные ворота заполняются импульсами кварцевого генератора.

Для измерения временного интервала между двумя импульсами одного источника измеряемое напряжение подается на вход *B* и схема работает, как при измерении длительности периода. Если импульсы поступают от двух разных источников, то для измерения интервала между ними сигналы подаются на входы *A* и *B*. Блоки частотомера коммутируются так, что временные ворота формируются от передних фронтов обоих импульсов.

С помощью соответствующих приставок можно приспособить электронно-счетный частотомер и для измерения длительности фронтов, сдвига переднего или заднего фронта одного импульса относительно другого и других задач.

#### Измерение отношения частот и ухода частоты

При измерении отношения двух частот  $\frac{f_1}{f_2}$  напряжение более

низкой частоты, например  $f_2$ , подается на вход *B* и служит для

формирования временных ворот с длительностью  $T_2 = \frac{1}{f_2}$ . Из напряжения

более высокой частоты  $f_1$  формируются счетные импульсы. Показание счетчика

$$N = f_1 T_2 = \frac{f_1}{f_2}.$$

При измерении ухода частоты сначала измеряется ее номинальное значение  $f_{X.HOM}$ . Затем с помощью набора регулируемых делителей частоты, который имеется в электронно-счетных частотомерах, предназначенных для такого измерения, из напряжения частоты  $f_{X.HOM}$  формируется временный интервал  $t_{X.HOM}$ , равный, например, 1 с. Этот интервал сравнивается с таким же интервалом  $t_o = 1$  с, полученным от генератора калиброванных интервалов времени. При  $t_{X.HOM} = t_o$  на цифровом табло будет показание 0. Если же частота  $f_X$  изменится, то  $t_X \neq t_{X.HOM} = t_o$ . Появится разность  $t_X - t_{X.HOM} = \Delta t$ , которая будет измерена, как обычно, путем заполнения счетными импульсами частоты  $f_o$ .

Обозначим  $d_1$  коэффициент деления частоты  $f_{X.HOM}$  и  $d_o$  - коэффициент деления частоты  $f_o$  в генераторе калиброванных интервалов времени.

Тогда 
$$t_{X.HOM} = f \frac{d_1}{f_{X.HOM}}, \quad t_X = \frac{d_1}{f_X}, \quad t_o = \frac{d_o}{f_o}.$$

Разность 
$$\Delta t = t_X - t_{X.HOM} = t_X - t_o = \frac{d_1}{f_X} - \frac{d_o}{f_o}.$$
 Приводя правую

часть к общему знаменателю и замечая, что при  $t_{X.HOM} = t_o$

$$d_1 f_o = d_o f_{X.HOM},$$

получаем

$$\Delta t = d_o \frac{f_{X.HOM} - f_X}{f_o f_X}.$$

Показание частотомера

$$N = \Delta t f_o = d_o \frac{f_{X.HOM} - f_X}{f_X}. \quad (2.55)$$

Так как частота  $f_o$  обычно равна 10, 1 или 0,1 МГц, а  $t_o$  равно 1 с или 0,1 с, то  $d_o$  представляет собой десятичный множитель и показание цифрового табло частотомера может быть выражено непосредственно в процентах ухода частоты.

Кроме всех этих измерений электронно-счетный частотомер может применяться в качестве счетчика импульсов с ручным или автоматическим сбросом показаний, делителя частоты и источника колебаний стабильных частот.

Как правило, электронно-счетные частотомеры имеют выходной разъем для подключения цифropечатающей машины, что позволяет фиксировать результаты измерений без участия экспериментатора. С этого же выхода напряжения в общепринятом двоично-десятичном коде могут быть поданы на электронную вычислительную машину для обработки результатов измерения и выработки необходимых команд.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Тишер Ф. Техника измерений на сверхвысоких частотах. Физматгиз, 1963.
2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. «Советское радио», 1971.
3. Нейман М. С. Курс радиотехнических устройств. «Советское радио», 1967.
4. Гинзтон Э. Л. Измерения на сантиметровых волнах. ИЛ, 1960.
5. Мирский Г. Я. Радиоэлектронные измерения. «Энергия», 1969.
6. Техника измерений на сантиметровых волнах, т. I. Пер. с англ. под ред. Г. А. Ремеза. «Советское радио», 1949.
7. Никольский В. В. Теория электромагнитного поля. «Высшая школа», 1964.
8. Осипов К. Д., Пасынков В. В. Справочник по радиоизмерительным приборам, т. 2. «Советское радио», 1960.
9. Осипов К. Д., Пасынков В. В. Справочник по радиоизмерительным приборам, т. 5. «Советское радио», 1964.