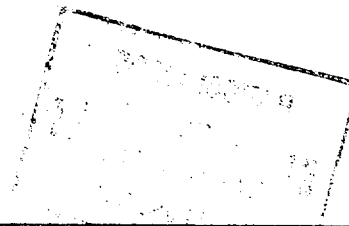




ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР
ПО ДЕЛАМ ИЗОБРЕТЕНИЙ И ОТКРЫТИЙ

ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К АВТОРСКОМУ СВИДЕТЕЛЬСТВУ



- (21) 3513079/18-21
(22) 12.11.82
(46) 07.02.84. Бюл. № 5
(72) В.Л.Свирид
(71) Минский радиотехнический институт
(53) 621.317.337(088.8)
(56) 1. Авторское свидетельство СССР № 739437, кл. G 01 R 27/26, 1980.

2. Авторское свидетельство СССР № 750389, кл. G 01 R 27/26, 1980.

(54) (57) 1. УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ РЕЗОНАНСНЫХ КОНТУРОВ, содержащее частотный модулятор, соединенный с первым генератором, перестраиваемым по частоте, исследуемый контур, соединенный с амплитудным демодулятором, а также последовательно соединенные второй генератор, перестраиваемый по частоте, блок вычисления отношения частот и частотомер, отличающееся тем, что, с целью повышения точности измерений, в него введены блок формирования модуля второй производной, суммирующий блок, преобразователь напряжений, управляемый аттенюатор, нормирующий усилитель, первый и второй пиковые детектора, первый и второй сравнивающие блоки, блок опорных напряжений, делитель частоты с переменным коэффициентом деления, первый и второй ограничители импульсов, элемент ИЛИ и осциллографический индикатор, а также последовательно соединенные третий генератор, перестраиваемый по частоте, преобразователь частоты, частотно-фазовый компаратор, импульсный дифференциатор и парафазный усилитель, причем прямой и инверсный выходы парафазного усилителя соответственно через первый и второй ограничители импульсов соединены с разделительными входами элемента ИЛИ, выход которого соединен с модулято-

ром осциллографического индикатора, вход вертикального отклонения которого подключен к первому выходу блока формирования модуля второй производной, соединенному с входом первого пикового детектора, а вход горизонтального отклонения - к выходу преобразователя напряжений, соединенному с одним из входов суммирующего блока, второй вход последнего подключен к второму выходу блока формирования модуля второй производной, а выход - к модуляционному входу частотного модулятора, выход которого соединен с вторым входом преобразователя частоты и информационным входом управляемого аттенюатора, выход первого пикового детектора соединен с одним из входов первого сравнивающего блока, второй вход которого подключен к одному из выходов блока опорных напряжений, а выход - к управляющему входу нормирующего усилителя, выход которого соединен с входом блока формирования модуля второй производной, а информационный вход - с первым выходом амплитудного демодулятора, второй выход которого посредством второго пикового детектора соединен с одним из входов второго сравнивающего блока, второй вход которого подключен к второму выходу блока опорных напряжений, а выход - к управляющему входу управляемого аттенюатора, выход которого соединен с входом исследуемого контура, кроме того, второй вход частотно-фазового компаратора посредством делителя частоты с переменным коэффициентом деления подключен к выходу второго генератора, перестраиваемого по частоте, соединенному с вторым входом частотомера, а второй вход блока вычисления отношения частот и третий вход частотомера подключены к выходу третьего генератора, перестраиваемого по частоте, сопряженного с первым

генератором, перестраиваемым по частоте.

2. Устройство по п. 1, отличающееся тем, что блок формирования модуля второй производной содержит два сумматора, три полосовых фильтра, два фильтра нижних частот, четыре синхронных коммутатора, три делителя частоты, а также преобразователь переменного напряжения в постоянное и автоколебательный генератор импульсов, причем информационные входы первого и второго синхронных коммутаторов подключены к выходу первого полосового фильтра, а выходы соединены соответственно через первый и второй фильтры нижних частот с информационными входами соответственно третьего и четвертого синхронных коммутаторов, выходы которых соединены с разделительными входами первого сумматора, выход последнего через второй полосовой фильтр соединен с входом преобразователя переменного напряжения в постоянное и

одним из входов второго сумматора, выход которого соединен с входом первого полосового фильтра, соответствующие управляющие входы первого и третьего синхронных коммутаторов подключены к прямому и инверсному выходам первого делителя частоты, а второго и четвертого синхронных коммутаторов - к аналогичным выходам второго делителя частоты, входы первого и второго делителей частоты подключены отдельно к прямому и инверсному выходам автоколебательного генератора импульсов, вход третьего делителя частоты подключен к одному из выходов первого делителя частоты, а один из выходов - к входу третьего полосового фильтра, при этом второй вход второго сумматора является входом блока формирования модуля второй производной, а выходы преобразователя переменного напряжения в постоянное и третьего полосового фильтра являются его соответственно первым и вторым выходами.

1

2

Изобретение относится к радиоизмерительной технике, предназначено для измерения добротности, полосы пропускания и резонансной частоты колебательных систем с повышенной точностью и может быть использовано для измерения емкости, индуктивности, тангенса угла потерь различных элементов.

Известно устройство для измерения добротности колебательных контуров, основанное на исследовании в окрестности резонансной частоты перехода через нуль первой производной по частоте от амплитудно-частотной характеристики контура и содержащее генератор, перестраиваемый по частоте, частотный модулятор, исследуемый контур, амплитудный демодулятор, блок измерения второй производной по частоте, состоящий из трех синхронных демодуляторов, аттенюатора, суммирующего и вычитающего блоков, генератор ступенчатого напряжения, регулируемый усилитель, четвертый синхронный демодулятор, второй суммирующий блок, второй и третий аттенюаторы, второй вычитающий блок, сравнивающий блок, переключатель, устройство поиска резонансной частоты, состоящее из блока измерения первой производной по частоте, сравнивающего блока и блока управления, а также индикатор, со-

держащий преобразователь амплитудно-частота, блок вычисления отношения частот и частотомер [1].

Однако это устройство не обеспечивает требуемой точности измерений параметров резонансных контуров в особенности низкодобротных из-за неточности настройки в резонанс исследуемого контура с помощью первой производной по частоте от амплитудно-частотной характеристики и, следовательно, возникновения погрешностей в определении резонансной частоты и связанных с ней искомым параметров.

Наиболее близким к изобретению по технической сущности является устройство для измерения добротности колебательных контуров, основанное на использовании координат точек перехода через нуль первой и второй производных по частоте от амплитудно-частотной характеристики исследуемого контура и содержащее два генератора, перестраиваемых по частоте, частотный модулятор, исследуемый контур, амплитудный демодулятор, блок поиска резонансной частоты, состоящий из блока измерения первой производной и нуля-органа, блок измерения второй производной, второй нуля-орган, два запоминающих блока, блок управления, ключ и блок вычисления отношения частот с частотомером [2].

Однако известное устройство обладает низкой точностью измерений, так как наряду с недостатком устройства [1] ему присущи и другие, не позволяющие принципиально достичь высокой точности измерений параметров резонансных контуров. Использование в устройстве операции косвенного выделения первой и второй производных не обеспечивает высокой точности фиксации моментов перехода через нуль данных производных. Это связано с тем, что в процессе измерений не удается точно выдерживать значения коэффициентов при производных из-за невозможности обеспечения в диапазоне частот стабильной скорости изменения частоты перестраиваемых генераторов. Алгоритм работы устройства таков, что цепи обратных связей систем авторегулировки частоты перестраиваемых генераторов на некоторое время разрываются, что приводит к неконтролируемому уходу относительно собственной резонансной частоты исследуемого контура частот перестраиваемых генераторов и, следовательно, искажению информации об искомым параметрах.

Цель изобретения - повышение точности измерений параметров резонансных контуров.

Поставленная цель достигается тем, что в устройство для измерения параметров резонансных контуров, содержащее частотный модулятор, соединенный с первым генератором, перестраиваемым по частоте, исследуемый контур, соединенный с амплитудным демодулятором, а также последовательно соединенные второй генератор, перестраиваемый по частоте, блок вычисления отношения частот и частотомер, введены блок формирования модуля второй производной, суммирующий блок, преобразователь напряжений, управляемый аттенкуатор, нормирующий усилитель, первый и второй пиковые детектора, первый и второй сравнивающие блоки, блок опорных напряжений, делитель частоты с переменным коэффициентом деления, первый и второй ограничители импульсов, элемент ИЛИ и осциллографический индикатор, а также последовательно соединенные третий генератор, перестраиваемый по частоте, преобразователь частоты, частотно-фазовый компаратор, импульсный дифференциатор и парафазный усилитель, причем прямой и инверсный выходы парафазного усилителя соответственно через первый и второй ограничители импульсов соединены с раздельными входами элемента ИЛИ, выход которого соединен с модулятором осциллографического индикатора, вход вертикального отклонения которого подключен к первому

выходу блока формирования модуля второй производной, соединенному с входом первого пикового детектора, а вход горизонтального отклонения - к выходу преобразователя напряжений, соединенному с одним из входов суммирующего блока, второй вход последнего подключен к второму выходу блока формирования модуля второй производной, а выход - к модуляционному входу частотного модулятора, выход которого соединен с вторым входом преобразователя частоты и информационным входом (управляемого) аттенкуатора, выход первого пикового детектора соединен с одним из входов первого сравнивающего блока, второй вход которого подключен к одному из выходов блока опорных напряжений, а выход - к управляющему входу нормирующего усилителя, выход которого соединен с входом блока формирования модуля второй производной, а информационный вход - с первым выходом амплитудного демодулятора, второй выход которого посредством второго пикового детектора соединен с одним из входов второго сравнивающего блока, второй вход которого подключен к второму выходу блока опорных напряжений, а выход - к управляющему входу управляемого аттенкуатора, выход которого соединен с входом исследуемого контура, кроме этого второй вход частотно-фазового компаратора посредством делителя частоты с переменным коэффициентом деления подключен к выходу второго генератора, перестраиваемого по частоте, соединенному с вторым входом частотомера, а второй вход блока вычисления отношения частот и третий вход частотомера подключены к выходу третьего генератора, перестраиваемого по частоте, сопряженного с первым генератором, перестраиваемым по частоте.

Причем блок формирования модуля второй производной содержит два сумматора, три полосовых фильтра, два фильтра нижних частот, четыре синхронных коммутатора, три делителя частоты, а также преобразователь переменного напряжения в постоянное и автоколебательный генератор импульсов, причем информационные входы первого и второго синхронных коммутаторов подключены к выходу первого полосового фильтра, а выходы - соответственно через первый и второй фильтры нижних частот соединены с информационными входами соответственно третьего и четвертого синхронных коммутаторов, выходы которого соединены с раздельными входами первого сумматора, выход последнего через второй полосовой фильтр соединен с входом преобразователя переменного напряжения в постоянное и одним из

входов второго сумматора, выход которого соединен с входом первого полосового фильтра, соответствующие управляющие входы первого и третьего синхронных коммутаторов подключены к прямому и инверсному выходам первого делителя частоты, а второго и четвертого синхронных коммутаторов - к аналогичным выходам второго делителя частоты, входы первого и второго делителей частоты подключены отдельно к прямому и инверсному выходам автоколебательного генератора импульсов, вход третьего делителя частоты подключен к одному из выходов первого делителя частоты, а один из выходов - к входу третьего полосового фильтра, при этом второй вход второго сумматора является входом блока формирования модуля второй производной, а выходы преобразователя переменного напряжения в постоянное и третьего полосового фильтра являются его соответственно первым и вторым выходами.

Теоретические основы сущности изобретения состоят в следующем. Из общей радиотехники известна достаточно точная аппроксимация нормированной амплитудно-частотной характеристики резонансного контура

$$\frac{U(\omega)}{U(\omega_0)} = \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2}}, \quad (1)$$

где U - напряжение на контуре; ω - круговая частота; ω_0 и Q - резонансная частота и добротность контура соответственно;

$$U(\omega_0) = U_m \sim Q, \quad (2)$$

где U_m - синусоидальное напряжение, вводимое в исследуемый контур.

Нормированная вторая производная по частоте от амплитудно-частотной характеристики (1) имеет вид

$$\frac{\frac{d^2U}{d\omega^2}(\omega)}{\frac{d^2U}{d\omega^2}(\omega_0)} = \frac{\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^4 \left[3-5\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 + Q^2\left(1-\frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)^2\left(3+\frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)\right]}{2\sqrt{\left[1+Q^2\left(1-\frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)^2\right]^3}}, \quad (3)$$

где вторая производная на резонансной частоте

$$\frac{d^2U}{d\omega^2}(\omega_0) = -\frac{4U_m Q^3}{\omega_0^3}. \quad (4)$$

Для отыскания координат точек перехода второй производной через нуль необходимо уравнение (3) приравнять нулю, т.е. выполнить условие

$$3-5\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 + Q^2\left(1-\frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)^2\left(3+\frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) = 0 \quad (5)$$

Соотношение (5) представляет собой уравнение восьмой степени, решение которого в аналитической форме составляет известную трудность. Для упрощения решения данное уравнение с определенной степенью точности можно аппроксимировать квадратичной параболой

$$4Q^2\left(1-\frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)^2 - 2 = 0 \quad (6)$$

Отсюда координаты точек перехода второй производной через нуль удовлетворяют условию

$$\frac{\omega_0}{\omega_{1,2}} = \pm \sqrt{1 - \frac{1}{\sqrt{2}}Q}. \quad (7)$$

Уравнение (6) позволяет реализовать метод измерения: по координатам точек перехода второй производной (7) оценить искомые параметры резонансных контуров.

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_{1,2}^2}\right)} = \frac{\omega_{1,2}^2}{\sqrt{2}\left(\omega_{1,2}^2 - \omega_0^2\right)} \quad (8)$$

С определенной погрешностью соотношение (8) можно упростить и представить в виде

$$Q \approx \frac{\omega_{1,2}^2}{\sqrt{2}(\omega_{1,2} + \omega_0)(\omega_{1,2} - \omega_0)} \approx \frac{\omega_0}{2\sqrt{2}(\omega_{1,2} - \omega_0)} \approx \frac{\omega_1 + \omega_2}{2\sqrt{2}(\omega_1 - \omega_2)} \quad (9)$$

при этом резонансная частота

$$\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}, \quad (10)$$

а полоса пропускания на уровне 0,707

$$\Delta\omega_{0,707} = \sqrt{2}(\omega_1 - \omega_2). \quad (11)$$

Использованные выше ограничения, связанные с аппроксимациями двух функциональных зависимостей (5) и (8), благотворно сказываются на результате измерений, так как квадратичная аппроксимация (6) дает заниженную разность частот, заключенную между координатами точек перехода второй производной через нуль, что соответствует измеряемой добротности с избытком по сравнению с истинным значением, а линейная аппроксимация (9) вызывает отклонение искомой добротности с недостатком (полосы пропускания с избытком).

Действительно, ошибку, допущенную при переходе от зависимости (5) к (6) вблизи точек перехода через нуль второй производной, можно оценить следующим образом:

$$\delta_1 = \lim_{\omega \rightarrow \omega_{1,2}} \left[\frac{4Q^2(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2})^2 - 2}{3 - 5(\frac{\omega_0}{\omega})^2 + Q^2(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2})^2(3 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2})} - 1 \right] \quad (12)$$

При прямой подстановке значений частот $\frac{\omega_0}{\omega_{1,2}}$ в соответствии с соотношением (7), первое слагаемое правой части (12) при $Q \rightarrow \infty$ приводит к неопределенности вида $\frac{0}{0}$, и для ее раскрытия необходимо воспользоваться правилом Лопиталя

$$\delta_1 = \lim_{\omega \rightarrow \omega_{1,2}} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q}}} \left[\frac{8Q^2(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2})}{5 \cdot Q^2(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}) + 3 \frac{\omega_0^2}{\omega^2}} - 1 \right] = \frac{1}{1 + \frac{8\sqrt{2}}{7}Q} \quad (13)$$

Погрешность линеаризации, связанную с переходом от (8) к (9), представим в виде:

$$\delta_2 = \frac{\omega_0}{2\sqrt{2}(\omega_{1,2} - \omega_0)} / \frac{\omega_{1,2}^2}{\sqrt{2}(|\omega_{1,2}^2 - \omega_0^2|)} - 1 = \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_0}{\omega_{1,2}} + \frac{\omega_0^2}{\omega_{1,2}^2} \right) - 1 \quad (14)$$

Так как интерес представляет погрешность (14) вблизи точек перехода второй производственной через нуль, то следует учесть (7) и тогда

$$\delta_2 = \frac{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q}} - (1 + \frac{1}{\sqrt{2}Q})}{2} \approx \frac{3}{4\sqrt{2}Q} \quad (15)$$

Допущенное здесь приближение оценивается погрешностью

$$\delta_3 = (1 - \frac{1}{2\sqrt{2}Q}) / \sqrt{1 - \frac{1}{2Q}} - 1$$

которая для $Q = 2$ примерно равна $+2,4\%$ и при $Q = 10$ не превышает $+0,07\%$.

Результатирующую погрешность предлагаемого метода измерения параметров резонансных контуров, характеризующуюся по существу разностью значений функциональных зависимостей (13) и (15), можно достаточно точно описать следующим соотношением:

$$\delta = \delta_1 - \delta_2 = \frac{21}{64Q} - \frac{4\sqrt{2}}{28\sqrt{2}} \quad (16)$$

Как следует из (16), даже при малых Q методическая погрешность оказывается незначительной по величине, что определяет несомненные преимущества метода измерения параметров резонансных контуров по сравнению с известными.

Предлагаемое устройство, основанное на использовании рассмотренного метода измерения параметров резонансных контуров, осуществляет в соответствии с установленными взаимосвязями (9...11) определение резонансной частоты (10) как среднеарифметического частот (7), соответствующих координат точек перехода через нуль второй производной (3) от амплитудно-частотной характеристики (1) исследуемого контура, полосы пропускания (11) - как $\sqrt{2}$ разности этих частот, а добротности (9) - как отношение данных параметров, причем высокоточная фиксация указанных частот и результатов их обработки, реализуемая предлагаемой совокупностью признаков изобретения, обеспечивает по сравнению с известным существенное повышение точности измерения искомых параметров.

На фиг. 1 представлена структурная схема устройства для измерения параметров резонансных контуров; на фиг. 2 - структурная схема блока формирования модуля второй производной; на фиг. 3 - диаграммы, поясняющие принцип действия блока формирования модуля второй производной; на фиг. 4 - диаграммы, поясняющие принцип работы устройства.

Устройство (фиг. 1) для измерения параметров резонансных контуров включает ряд сложных функциональных систем. Первый генератор 1, перестраиваемый по частоте, частотный модулятор 2, преобразователь 3 напряжений и суммирующий блок 4 образуют систему формирования частотно-модулированного испытательного сигнала с большой девиацией и перестраиваемого в широком частотном диапазоне. Подобные системы являются составной частью известных измерителей амплитудно-частотных характеристик радиотехнических устройств. С помощью преобразователя 3 напряжений достигается необходимая девиация частоты и осуществляется развертка во времени изображения на экране осциллографического индикатора 5.

Управляемый аттенуатор 6, исследуемый резонансный контур 7, амплитудный демодулятор 8, второй пиковый детектор 9, второй сравнивающий блок 10 и блок 11 опорных напряжений функционально реализуют в соответствии с (1) систему нормирования амплитудно-частотной характеристики исследуемого контура.

Нормирующий усилитель 12, блок 13 формирования модуля второй производной, первый пиковый детектор 14 и первый сравнивающий блок 15 совместно с блоком 11 опорных напряжений образуют в соответствии с (3) систему нормирования характеристики второй производной.

Необходимость введения в состав предлагаемого устройства двух систем нормирования характеристик связана с тем, что динамический диапазон сигналов, действующих на выходах исследуемого контура 7 и блока 13 формирования модуля второй производной, исключительно велик. Как следует из (4), вторая производная на резонансной частоте пропорциональна добротности в третьей степени и в интервале измеряемых величин 2-1000 динамический диапазон сигналов превышает 160 дБ. Кроме этого, для достоверной оценки координат точек перехода второй производной через нуль с погрешностью не хуже $\pm 0,1\%$ динамический диапазон блока 13 формирования модуля второй производной дополнительно должен составлять не менее 60 дБ.

Использование логарифмирующих или других устройств для снижения динамического диапазона рассматриваемых сигналов в данном случае нецелесообразно, так как при этом искажается форма характеристик (в особенности модуля второй производной), что вызывает затруднения в определении истинного положения координат точек перехода второй производной через нуль на экране осциллографического индикатора 5.

Применение предлагаемых систем нормирования позволяет без искажения информации о виде характеристик заставить стабилизировать максимальные значения последних независимо от величины измеряемой добротности и привести с помощью пиковых детекторов 9 и 14 максимумы сигналов, действующих на выходах амплитудного демодулятора 8 и блока 13 формирования модуля второй производной, к неизменным уровням, определяемым величинами опорных напряжений блока 11, и, тем самым, существенно снизить требования по динамическому диапазону к названным структурным блокам 8 и 13.

Необходимость применения в измерительном устройстве (фиг. 1) блока 13 формирования модуля второй производной, обеспечивающего требуемую точность измерения искомых параметров, обусловлена тем, что именно модуль характеристики второй производной (3) позволяет получить на экране осциллографического индикатора 5 в естественном виде достаточно точную, неподверженную влиянию дрейфовых и

шумовых составляющих, информацию и рационально использовать метод вилочного отсчета для определения местоположения точек перехода второй производной через нуль (7).

Данный блок 13 в устройстве выполняет две взаимосвязанные функции: вырабатывает синусоидальное модулирующее напряжение для системы формирования частотно-модулированного испытательного сигнала (операция частотной модуляции с малой девиацией частоты реализуется путем подачи сигнала с второго выхода блока 13 на второй вход суммирующего блока 4) и осуществляет синхронную селекцию второй гармонической составляющей данного модулирующего сигнала независимо от его фазы, образуемой в результате взаимодействия частотно-модулированного испытательного сигнала в исследуемом контуре 7 и амплитудном демодуляторе 8. Рассматриваемая вторая гармоническая составляющая без учета фазы, как известно, пропорциональна модулю второй производной от амплитудно-частотной характеристики резонансного контура.

Получение высокой точности измерений связано также и с применением в устройстве эффективной системы формирования яркостно-частотных меток, в состав которой входят преобразователь 16 частоты с третьим генератором 17, перестраиваемым по частоте, частотно-фазовый компаратор 18 с вторым генератором 19, перестраиваемым по частоте, и делителем 20 частоты с переменным коэффициентом деления, импульсный дифференциатор 21, парафазный усилитель 22, первый 23 и второй 24 ограничители импульсов и элемент ИЛИ 25.

Эта система с помощью третьего 17 и второго 19 генераторов, перестраиваемых по частоте, позволяет на экране осциллографического индикатора 5 исключительно точно совместить формируемые яркостно-частотные метки с подчеркнута заостренными минимумами характеристики модуля второй производной, соответствующими координатам точек перехода второй производной через нуль, и тем самым автоматически выполнить условия (10) и (11), необходимые для оценки искомых параметров. Выполнение данных условий стало возможным благодаря использованию в составе рассматриваемой системы преобразователя 16 частоты и частотно-фазового компаратора 18, а также делителя 20 частоты с переменным коэффициентом деления, позволяющего привести частоту второго генератора 19 в точности равной полосе пропускания исследуемого контура на уровне 0,707.

Действительно, представляя (10) в виде эквивалентного равенства

$$\omega_2 - \omega_0 = \omega_0 - \omega_1$$

и замечая, что оно удовлетворяет режиму преобразования частоты в преобразователе 16, можем записать

$$\omega_2 - \omega_0 = \omega_0 - \omega_1 = \Omega_0$$

где Ω_0 - промежуточная частота, образуемая на выходе преобразователя 16 при соблюдении условия равенства частоты $\omega_{Г3}$, формируемой третьим генератором 17, резонансной частоте ω_0 (10).

Отсюда

$$\Omega_0 = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} \quad (17)$$

Исходной информацией для формирования яркостно-частотных меток являются перепады напряжений, имеющие место на выходе частотно-фазового компаратора 18 при совпадении с точностью до фазы частот на его входах. Следовательно, частота, действующая на выходе делителя 20 частоты с переменным коэффициентом деления, должна соответствовать (17)

$$\Omega_{\text{ДЛКА}} = \Omega_0 \quad (18)$$

Требуемый коэффициент деления делителя 20 $K_{\text{ДЛКА}}$ можно получить из условия равенства частоты второго генератора 19 $\Omega_{Г2}$ полосе пропускания (11) исследуемого контура, упрощающего регистрацию данного параметра

$$\Omega_{0,707} = \Omega_{Г2} = K_{\text{ДЛКА}} \Omega_{\text{ДЛКА}} \quad (19)$$

Отсюда, с учетом соотношения (18),

$$K_{\text{ДЛКА}} = \frac{\Omega_{0,707}}{\Omega_{\text{ДЛКА}}} = \frac{\Omega_{0,707}}{\Omega_0} \quad (20)$$

Принимая во внимание (11) и (17), окончательно получаем

$$K_{\text{ДЛКА}} = 2\sqrt{2} \quad (21)$$

При желании $K_{\text{ДЛКА}}$ может быть выбран отличным от (21). В этом случае возможен отсчет полосы пропускания на разных уровнях амплитудно-частотной характеристики исследуемого контура, что представляет интерес для практики.

На основании (1) нетрудно показать, что полоса пропускания на произвольном уровне γ Π_γ связана с полосой пропускания на уровне 0,707 $\Pi_{0,707}$ (11) следующим соотношением:

$$\frac{\Pi_\gamma}{\Pi_{0,707}} = \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1},$$

или с учетом (20)

$$\Pi_\gamma = K_{\text{ДЛКА}} \Omega_0 \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} \quad (22)$$

С другой стороны, полосу пропускания на произвольном уровне можно представить по аналогии с (19) и (20) в следующем виде:

$$\Pi_\gamma = K_{\text{ДЛКА}} \gamma \Omega_0 \quad (23)$$

где $K_{\text{ДЛКА}} \gamma$ - коэффициент деления делителя 20, удовлетворяющий требованиям непосредственного отсчета полосы пропускания исследуемого контура на уровне γ с помощью частоты $\Omega_{Г2}$ второго генератора 19.

Приравнявая правые части (22) и (23) и учитывая (21), получаем

$$K_{\text{ДЛКА}} \gamma = K_{\text{ДЛКА}} \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1} = 2 \sqrt{\frac{2}{\gamma^2} - 2} \quad (24)$$

Таким образом, выполняя в процессе измерений изложенные требования, автоматически получаем необходимую информацию для отсчета измеряемых параметров. Сформированная информация для резонансной частоты (10) и полосы пропускания на определенном уровне (11), (19), (23) в виде соответствующих частот третьего 17 и второго 19 генераторов, перестраиваемых по частоте, регистрируется частотомером 26. Для оценки добротности исследуемого резонансного контура служит блок 27 вычисления отношения частот, где из частот генераторов 17 и 19 при заданном значении коэффициента деления (21) делителя 20 образуется необходимая информация, которая также регистрируется частотомером 26.

Для упрощения процесса измерений искоемых параметров управляющие органы третьего 17 и первого 1 генераторов, перестраиваемых по частоте, сопряжены между собой. Это позволяет исключить расхождение между характеристикой модуля второй производной и формируемыми яркостно-частотными методами при перестройке средней частоты первого генератора 1, осуществляемой с целью поиска требуемого изображения на экране осциллографического индикатора 5. Для точного совмещения формируемых яркостно-частотных меток с координатами точек перехода второй производной через нуль третий генератор 17 снабжен дополнительным органом плавной перестройки

частоты, который позволяет перемещать метки относительно характеристики модуля второй производной вдоль частотной оси. Предусмотренный управляющий орган второго генератора 19 предназначен для регулировки расстояния между формируемыми метками на экране осциллографического индикатора 5, т.е. изменения индицируемой полосы пропускания исследуемого контура.

Из охарактеризованных структурных блоков предлагаемого устройства единственным блоком, назначение и содержание которого не соответствует рубрикам международной классификации изобретений, является блок формирования модуля второй производной. Выполнение этого блока, с одной стороны, носит не стандартный характер, а с другой - его функциональное назначение имеет смысл лишь применительно к данному устройству. В связи с этим рассмотрим реализацию данного блока более подробно.

Блок 13 формирования модуля второй производной (фиг. 2) включает две основные взаимосвязанные системы. Первая система синхронной фазочувствительной селекции второй гармонической составляющей модулирующего сигнала образована первым 28 и вторым 29 сумматорами, первым 30 и вторым 31 полосовыми фильтрами, а также двумя каналами преобразования и обработки квадратурных сигналов, в состав одного из которых входят первый 32 и третий 33 синхронные коммутаторы и первый фильтр 34 нижних частот, а в состав второго - второй 35 и четвертый 36 синхронные коммутаторы и второй фильтр 37 нижних частот.

Синхронные коммутаторы 32, 33, 35 и 36 представляют собой последовательно-параллельные ключи, управляемые парафазными сигналами, получаемыми с помощью первого 38 и второго 39 делителей частоты на два, а также автоколебательного генератора 40 импульсов, которые входят в состав второй системы формирования квадратурных импульсных и модулирующих синусоидальных сигналов.

Получение синусоидального модулирующего напряжения для системы формирования частотно-модулированного испытательного сигнала измерительного устройства осуществляется путем понижения частоты одного из квадратурных импульсных сигналов с помощью третьего делителя 41 частоты на два с последующей фильтрацией третьим полосовым фильтром 42.

Преобразователь 43 переменного напряжения в постоянное предназначен для получения выпрямленного напряже-

ния, пропорционального модулю второй производной.

Используемые в рассматриваемом блоке 13 второй 31 и третий 42 полосовые фильтры имеют в своем составе активные фильтры нижних частот высшего (не ниже третьего) порядка, основное назначение которых - обеспечение подавления высших гармонических составляющих с целью получения требуемой степени чистоты синусоидальных колебаний соответствующих частот. Назначение первого полосового фильтра 30 состоит в усилении анализируемого сигнала и защите от перегрузок синхронных коммутаторов 32 и 35 сильными мешающими сигналами, в основном первой гармонической составляющей модулирующего сигнала, пропорциональной первой производной от амплитудно-частотной характеристики исследуемого контура, которая оказывается наибольшей в интересующих точках перехода второй производной через нуль.

Работу устройства целесообразно рассмотреть с принципа действия блока 13 формирования модуля второй производной.

Принцип работы системы синхронной фазочувствительной селекции блока 13 (фиг. 2) может быть описан следующей системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} (U_{\text{вх}13} + U_{\text{вх}31}) K_{29} &= -U_{\text{вх}29} \\ U_{\text{вх}31} &= K_{30-31} U_{\text{вх}29} \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

где $U_{\text{вх}13}$ - входное напряжение блока 13 формирования модуля второй производной, соответствующее напряжению, действующему на втором входе второго сумматора 29; $U_{\text{вх}31}$, $U_{\text{вх}29}$ - напряжения, действующие на выходах соответственно второго полосового фильтра 31 и второго сумматора 29; K_{29} - коэффициент передачи второго сумматора 29; K_{30-31} - коэффициент передачи от входа первого полосового фильтра 30 до выхода второго полосового фильтра 31.

На основании (25) определяем коэффициент передачи упомянутой системы селекции

$$K_{\text{св}} = \frac{U_{\text{вх}31}}{U_{\text{вх}13}} = -K_{29} K_{30-31} (1 + K_{\text{св}})$$

Или

$$K_{\text{св}} = -\frac{K_{29-31}}{1 + K_{29-31}} \quad (26)$$

где $K_{29-31} = K_{29} K_{30-31}$.

Для того, чтобы на коэффициент передачи (26) не оказывали влияния структурные блоки системы селекции необходимо коэффициент K_{29-31} для полезного сигнала реализовать достаточно большим, причем необходимо осуществить инверсию, так как при $K_{29-31} \rightarrow \infty$, $K_{св}$ стремится к -1. Кроме этого, для реализации функции синхронной фазонечувствительной селекции остальные структурные блоки, входящие в рассматриваемую систему, должны быть наделены соответствующими свойствами.

Операции, производимые в каналах преобразования и обработки квадратурных сигналов системы селекции, математически можно представить в виде функций перемножения анализируемого сигнала

$$U_c(t) = U_{mc} \sin(\omega_c t + \varphi) \quad (27)$$

на первые гармонические составляющие

$$U_{038}(t) = U_{m0} \sin \omega_0 t \quad (28)$$

и

$$U_{039}(t) = U_{m0} \cos \omega_0 t \quad (29)$$

опорных напряжений, получаемых с помощью первого 38 и второго 39 делителей частоты системы формирования квадратурных импульсных и модулирующих сигналов. В формулах (27)-(29) приняты следующие обозначения: t - время; U_{m0} , ω_c и φ - амплитуда, частота и начальная фаза анализируемого сигнала; U_{m0} и ω_0 - амплитуда и частота первых гармонических составляющих опорных напряжений. Влиянием высших гармонических составляющих опорных напряжений в известной мере можно пренебречь, так как они подавляются соответствующими фильтрами системы селекции.

Таким образом, для первых гармонических составляющих напряжений, действующих на выходах первого 32 и второго 35 синхронных коммутаторов с учетом (27) и коммутационного влияния опорных напряжений (28) и (29), равного единице, можно записать

$$U_{вых 32}(t) = U_0(t) U_{038}(t) = \frac{K_{32} U_{m0}}{2} \{ \cos[\omega_c - \omega_0 t + \varphi] - \cos[(\omega_c + \omega_0)t + \varphi] \}; \quad (30)$$

$$U_{вых 35}(t) = U_0(t) U_{039}(t) = \frac{K_{35} U_{m0}}{2} \{ \sin[(\omega_c - \omega_0)t + \varphi] + \sin[(\omega_c + \omega_0)t + \varphi] \}; \quad (31)$$

где K_{32} и K_{35} - коэффициенты передачи синхронных коммутаторов 32 и 35

соответственно, которые близки к единице благодаря полному управляющему действию опорных напряжений и пренебрежимо малым остаточным параметрам самих коммутаторов.

Для отыскания выходных напряжений первого 34 и второго 37 фильтров воспользуемся известными аппроксимациями амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик фильтра нижних частот первого порядка

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{в.с.}}\right)^2}}; \quad (32)$$

$$\psi(\omega) = \alpha + \text{ctg} \frac{\omega}{\omega_{в.с.}}; \quad (33)$$

где ω - текущая частота; $\omega_{в.с.}$ - частота верхнего среза фильтра нижних частот.

В данном случае под текущей частотой ω следует понимать разностные частоты $(\omega_c - \omega_0)$, входящие в (30) и (31), так как составляющие с частотами $(\omega_c + \omega_0)$, удовлетворяющие условию $(\omega_c + \omega_0) \gg (\omega_c - \omega_0)$, подавляются и в расчет могут не приниматься.

В связи с этим напряжения, действующие на выходах первого 34 и второго 37 фильтров нижних частот, с учетом (32) и (33) имеют вид

$$U_{вых 34}(t) = \frac{K_{32} K_{34} U_{mc} K(\omega)}{2} \cos[(\omega_c - \omega_0)t + \varphi + \psi(\omega)]; \quad (34)$$

$$U_{вых 37}(t) = \frac{K_{35} K_{37} U_{mc} K(\omega)}{2} \sin[(\omega_c - \omega_0)t + \varphi + \psi(\omega)]; \quad (35)$$

где K_{34} и K_{37} - коэффициенты передачи на разностной частоте $(\omega_c - \omega_0)$ фильтров 34 и 37 соответственно.

После перемножения сигналов (34) и (35) с опорными (28) и (29) на выходах третьего 33 и четвертого 35 синхронных коммутаторов получим напряжения

$$U_{вых 33}(t) = U_{вых 34}(t) U_{038}(t) = \frac{K_{32} K_{34} K_{33} U_{mc} K(\omega)}{4} \{ \sin[(2\omega_0 - \omega_c)t - \varphi - \psi(\omega)] + \sin[\omega_c t + \varphi + \psi(\omega)] \}; \quad (36)$$

$$U_{вых 35}(t) = U_{вых 37}(t) U_{039}(t) = \frac{K_{35} K_{37} K_{35} U_{mc} K(\omega)}{4} \{ \sin[(\omega_c - 2\omega_0)t + \varphi + \psi(\omega)] + \sin[\omega_c t + \varphi + \psi(\omega)] \}; \quad (37)$$

где K_{33} и K_{36} - коэффициенты передачи синхронных коммутаторов 33 и 35

соответственно, которые также (как и коммутаторов 32 и 35) близки к единице.

Выходное напряжение первого сумматора 28, образуемое в результате суммирования сигналов (36) и (37) с инвертированием, при условии $K_{32} = K_{35} = K_{33} = K_{36} = 1$ и $K_{34} = K_{37} = K_{34,37}$

$$U_{\text{вых } 28}(t) = -[U_{\text{вых } 33}(t) + U_{\text{вых } 35}(t)] = -\frac{K_{34,37} K_{28} U_{\text{мг}} K(\omega)}{2} \sin[\omega_c t + \varphi + \psi(\omega)], \quad (38)$$

где K_{28} — коэффициент передачи первого сумматора 28.

Как видно из (38), при малых фазовых сдвигах $\psi(\omega)$, вносимых фильтрами 34 и 37 нижних частот на разностных частотах $(\omega_c - \omega_0)$, на выходе первого сумматора 28 в соответствии с фазой анализируемого сигнала (27) формируется с точностью до масштабного коэффициента копия этого сигнала, что позволяет после усиления во втором полосовом фильтре 31 с коэффициентом передачи K_{31} произвести во втором сумматоре 29 сравнение рассматриваемых сигналов и, следовательно, получить на выходе второго полосового фильтра 31 синусоидальное напряжение, пропорциональное второй производной.

Следует отметить, что наличие исключительно глубокой отрицательной обратной связи, реализуемой при $K_{29,31} \gg 1$ (26), позволяет системе селекции работать при разностных сигналах $(\omega_c - \omega_0)$ близких к нулю и, тем самым, обеспечить фазовый сдвиг $\psi(\omega) \approx 0$ даже при весьма малых (в несколько герц) частотах верхнего среза фильтров 34 и 37, а также реализовать высокую селективность данной системы, которая определяется в основном амплитудно-частотной характеристикой используемых фильтров 34 и 37 нижних частот и не зависит от частоты анализируемого сигнала.

С физической точки зрения работу блока 13 формирования модуля второй производной (фиг. 2) можно проследить с помощью диаграмм, представленных на фиг. 3. Формирование квадратурных импульсных и модулирующих синусоидальных сигналов, осуществляемое с помощью соответствующей системы, происходит следующим образом.

Парафазные импульсные напряжения (одно из них показано на фиг. 3а), вырабатываемые автоколебательным генератором 40, поступают на информационные входы первого 38 и второго 39 делителей частоты, которые формируют каждый в отдельности парафазные, а по отношению один к другому квадратурные (сдвинутые одно относи-

тельно другого на четверть периода) импульсные напряжения (фиг. 3б, в) с пониженной в два раза частотой. Образующие парафазные напряжения с выходов первого делителя 38 частоты воздействуют на соответствующие управляющие входы первого 32 и третьего 33 синхронных коммутаторов, а с выходов второго делителя 39 частоты — на соответствующие управляющие входы второго 35 и четвертого 36 синхронных коммутаторов. Импульсное напряжение (фиг. 3в) с одного из выходов первого делителя 38 частоты, воздействуя также на информационный вход третьего делителя 41 частоты, образует на его выходе снова импульсное напряжение (фиг. 3г) с пониженной в два раза частотой. Из этого напряжения с помощью третьего полосового фильтра 42 формируется той же частоты синусоидальное колебание с определенной начальной фазой (фиг. 3д). Полученное таким образом синусоидальное колебание используется в дальнейшем для модуляции системы формирования частотно-модулированного испытательного сигнала измерительного устройства.

Система синхронной фазочувствительной селекции второй гармонической составляющей модулирующего сигнала производит обработку и преобразование информации в следующем порядке. Подлежащая анализу полная информация, поступающая на вход блока 13 формирования модуля второй производной, содержится в ряду с другими и полезную компоненту в виде второй гармонической составляющей модулирующего сигнала, фаза которой относительно исходного колебания (фиг. 3д) может быть произвольной (27). Эта информация через второй сумматор 29 проходит первоначально беспрепятственно на вход первого полосового фильтра 30, в котором подвергается частичному ослаблению ее неинформативных компонент (в основном первой и высших гармонических составляющих) и в виде отфильтрованной полезной второй гармонической составляющей с произвольной фазой (фиг. 3е) передается для последующей селекции в каналы преобразования и обработки квадратурных сигналов.

Под влиянием квадратурных импульсных сигналов (фиг. 3б, в), поступающих с выходов первого 38 и второго 39 делителей частоты, в первом 32 и втором 35 синхронных коммутаторах анализируемое напряжение второй гармонической составляющей (фиг. 3е) превращается в последовательности промодулированных по амплитуде импульсов (фиг. 3ж, з), постоянные составляющие которых, образуемые на

выходах соответственно первого 34 и второго 37 фильтров нижних частот (уровни, ограниченные штриховыми линиями на фиг. 3ж, з), оказываются пропорциональными квадратурным (соответственно синусным и косинусным) составляющим анализируемого сигнала, что эквивалентно операциям перемножения и фильтрации в соответствии с (32)-(35) сигналов (27)-(29).

Постоянные составляющие с выходов первого 34 и второго 37 фильтров нижних частот, в свою очередь, с помощью синхронных коммутаторов 33 и 35, управляемых теми же квадратурными импульсными сигналами (фиг. 3б, в), что и синхронные коммутаторы 32 и 35, преобразуются раздельно в последовательности прямоугольных импульсов, которые после операции суммирования в первом сумматоре 28 приобретают вид последовательности прямоугольных разнополярных импульсов (фиг. 3и) с различной амплитудой и длительностью в зависимости от амплитудных и фазовых соотношений анализируемого сигнала (фиг. 3е), причем, происходящие при этом процессы эквивалентны операциям перемножения и суммирования в соответствии с (36)-(38). Первая гармоническая составляющая (фиг. 3к) данной последовательности импульсов (фиг. 3и), выделяемая с помощью второго полосового фильтра 32, в точности соответствующая начальной фазе с учетом инверсии и пропорциональная амплитуде анализируемого сигнала (фиг. 3е), поступает на преобразователь 43 переменного напряжения в постоянное и на первый вход второго сумматора 29, и, по существу, замыкает по сигналу цепь отрицательной обратной связи системы селекции.

Сформированный инвертированный синусоидальный сигнал (фиг. 3ж) с выхода системы селекции сравнивается во втором сумматоре 29 с исследуемым сигналом (фиг. 3е) с образованием разностного напряжения весьма малой величины, что снимает возможную перегрузку в последующих структурных блоках, существовавшую в первоначальный момент времени. Получаемое разностное напряжение подлежит непрерывной обработке и преобразованию в соответствии с рассмотренным выше алгоритмом работы системы селекции.

По истечению вполне определенного, предельно короткого интервала времени, достаточного для установления переходных процессов, система селекции приходит в уравновешенное состояние и на ее выходе образуется достаточно точная инвертированная с сохранением фазовых сдвигов копия второй гармонической составляющей ана-

лизируемого сигнала. Реализуемая относительно малая инерционность системы селекции позволяет в процессе работы измерительного устройства в целом с высокой степенью точности следить за изменением во времени полезной компоненты, которая, подвергаясь операции выпрямления в преобразователе 43 переменного напряжения в постоянное, теряет фазовую составляющую и превращается в постоянное напряжение, пропорциональное искомому модулю второй производной.

Устройство для измерения параметров резонансных контуров работает следующим образом.

В исходном состоянии при отключенном исследуемом объекте, в результате непрерывной работы блока 13 формирования модуля второй производной, на его выходе образуется, как указано выше, модулирующее синусоидальное относительно высокочастотное напряжение, которое, суммируясь в суммирующем блоке 4 с относительно низкочастотным напряжением преобразователя 3, создает сложное колебание (фиг. 4а). Это колебание, взаимодействуя в частотном модуляторе 2 с сигналом первого генератора 1, перестраиваемого по частоте, приводит в действие систему формирования частотно-модулированного испытательного сигнала, способную перестраиваться в широком диапазоне частот путем изменения частоты первого генератора 1. Образованное на выходе частотного модулятора 2 частотно-модулированное напряжение со сложным спектром (большая девиация частоты обусловлена относительно медленно изменяющимся напряжением преобразователя 3, а малая - относительно высокочастотным напряжением блока 13, взаимодействующими одновременно) воздействует на информационный вход управляемого аттенюатора 6 и второй вход преобразователя 16 частоты.

Вследствие отключения исследуемого резонансного контура 7 цепи отрицательных обратных связей систем нормирования амплитудно-частотной характеристики и характеристики второй производной оказываются разомкнутыми и под влиянием больших разностных сигналов, образуемых в первом 15 и втором 10 сравнивающих блоках за счет действия опорных напряжений блока 11 и отсутствия напряжений на выходах первого 14 и второго 9 пиковых детекторов, коэффициенты передачи управляемого аттенюатора 6 и нормирующего усилителя 12 становятся максимально возможными, что в дальнейшем способствует работе исследуемого резонансного контура 7, амплитудно-

го демодулятора 8 и блока 13 формирования модуля второй производной.

Одновременно с этим, независимо от того подключен или не подключен исследуемый резонансный контур 7, частотно-модулированный испытательный сигнал с выхода частотного модулятора 2, приводя в действие систему формирования яркостно-частотных меток, взаимодействует с сигналом третьего генератора 17, перестраиваемого по частоте, в преобразователе 16 частоты, образуя на его выходе постоянного уровня напряжение с разностной (промежуточной) частотой, периодически изменяющейся во времени от нулевого до максимального значения, согласованного с девиацией частоты системы формирования частотно-модулированного испытательного сигнала и полосой пропускания фильтра нижних частот, входящего в состав преобразователя 16.

Получаемое напряжение с разностной частотой, воздействуя на первый вход частотно-фазового компаратора 18, сравнивается в нем с опорным сигналом, поступающим непрерывно на его второй вход через делитель 20 частоты с переменным коэффициентом деления от второго генератора 19, перестраиваемого на частоте. При совпадении с точностью до фазы частот рассматриваемых сигналов частотно-фазовый компаратор 18 срабатывает, образуя каждый раз на своем выходе прямоугольные импульсные напряжения (фиг. 4г), если только частота опорного сигнала превышает разностную частоту сигнала с выхода преобразователя 16.

В дальнейшем импульсы напряжения с выхода частотно-фазового компаратора 18 подвергаются операциям дифференцирования в импульсном дифференциаторе 21, усиления в парафазном усилителе 22, ограничения снизу раздельно в первом 23 и втором 24 ограничителях и логического суммирования в элементе 25 ИЛИ. В результате отмеченных преобразований на выходе системы формирования яркостно-частотных меток образуются однополярные отстроконечные импульсы (фиг. 4д), местоположение во времени которых соответствует моментам срабатывания частотно-фазового компаратора 18. Эти импульсы, воздействуя на модулятор, осуществляют модуляцию электронного луча и на экране осциллографического индикатора 5 создают две ярко очерченные метки, располагаемые в центральной части горизонтальной линии (оси), которая образуется одновременно с формированием частотно-модулированного испытательного сигнала под влиянием напряжения преобра-

зователя 3, подаваемого на вход горизонтального отклонения, что в итоге обеспечивает устойчивую синхронизацию работы всех функциональных систем измерительного устройства.

Следует отметить, что формируемые яркостно-частотные метки, находящиеся в центре экрана осциллографического индикатора, остаются практически неподвижными и при перестройке первого 1 и третьего 17 генераторов, если только обеспечено точное согласование частот этих генераторов с помощью соответствующих органов управления. Возможная неточность сопряжения в широком интервале перестройки рабочих частот может быть скорректирована с помощью специально введенного дополнительного органа плавной перестройки частоты третьего генератора 17, обеспечивающего смещение формируемых яркостно-частотных меток вдоль горизонтально оси осциллографического индикатора 5.

При подключении к измерительному устройству исследуемого резонансного контура 7 к входу последнего прикладывается максимально возможный уровень частотно-модулированного испытательного сигнала, существующего на выходе управляемого аттенюатора 6. Если резонансная частота контура 7 находится в пределах девиации формируемого частотно-модулированного сигнала (в противном случае осуществляют перестройку средней частоты генератора 1 до тех пор, пока не будет выполнено это условие) на его выходе образуется амплитудно-модулированный сигнал с изменяющейся во времени частотой несущей, который и воздействует на амплитудный демодулятор 8.

В результате происходящих амплитудных изменений частотно-модулированного испытательного сигнала в резонансном контуре 7 и осуществляемых преобразований в амплитудном демодуляторе 8 на выходах последнего возникают соответственно два вида сигналов, один из которых пропорционален амплитудно-частотной характеристике исследуемого контура, а второй - в виде ряда гармонических составляющих модулирующего сигнала, включая вторую, пропорциональную второй производной. Первый сигнал с второго выхода амплитудного демодулятора 8 поступает непосредственно на вход второго пикового детектора 9, а второй с первого выхода - через нормирующий усилитель 12, обладающий максимально возможным коэффициентом передачи, поступает на вход блока 13 формирования модуля второй производной. На первом выходе последнего блока в соответствии с изложенным выше алгорит-

мом образуется напряжение, пропорциональное модулю второй производной, которое поступает на вход вертикального отклонения осциллографического индикатора 5 и вход первого пикового детектора 14.

Появление напряжений на выходах первого 14 и второго 9 пиковых детекторов приводит в действие системы нормирования характеристик. При этом, данные напряжения, преодолевая соответственно в первом 15 и втором 19 сравнивающих блоках опорные напряжения блока 11, образуют управляющие напряжения, которые стремятся разделить изменить коэффициенты передачи нормирующего усилителя 12 и управляемого аттенюатора 6 таким образом, чтобы уровни напряжений, действующих на втором выходе амплитудного демодулятора 8 и первом выходе блока 13 формирования модуля второй производной и накапливаемых во втором и первом пиковых детекторах 9 и 14 соответственно в виде максимальных значений, реализуемых при достижении экстремальных точек исследуемых характеристик, привести к величинам опорных напряжений блока 11 независимо от закона изменения получаемых напряжений в пределах периода развертывающего напряжения преобразователя 3.

Спустя несколько периодов (не более десяти) развертывающего напряжения преобразователя 3 рассматриваемые системы нормирования уравниваются с заданной степенью точности и в дальнейшем следят за сохранением условий нормирования характеристик, независимо от влияния различного рода факторов. При таких условиях выходные напряжения данных систем в точности соответствуют нормированным амплитудно-частотной характеристике $U(\omega)$ и характеристике модуля второй производной $\left| \frac{d^2 u}{d\omega^2}(\omega) \right|$ (фиг. 4а). Последняя характеристика наблюдается на экране осциллографического индикатора 5.

При отключении исследуемого резонансного контура 7 от измерительного устройства системы нормирования характеристик возвращаются в исходное состояние, создавая на выходе управляемого аттенюатора 6 максимально возможный уровень частотно-модулированного сигнала и переводя нормирующий усилитель 12 в режим максимального коэффициента передачи.

Процесс измерения параметров резонансных контуров на данном устройстве сводится к следующему. Первоначально, при подключенном исследуемом резонансном контуре, с помощью сопряженных управляющих органов первого 1 и третьего 17 генераторов осу-

ществляют перестройку по частоте данных генераторов таким образом, чтобы получить в центре экрана осциллографического индикатора 5 нормированную характеристику модуля второй производной (первая кривая на фиг. 4в), не обращая внимания на расположение на этой характеристике яркостно-частотных меток, которые, как правило, не совпадают с координатами точек перехода второй производной через нуль (точки ω_1 и ω_2 на фиг. 4а).

В случае измерения добротности и полосы пропускания на уровне 0,707 коэффициент деления $K_{\text{длпк}}$ делителя 20 частоты с переменным коэффициентом деления устанавливается равным $2\sqrt{2}$ (21). Затем с помощью дополнительного органа плавной перестройки частоты третьего генератора 17 и управляющего органа второго генератора 19 совмещают обе яркостно-частотные метки с минимумами характеристики модуля второй производной, соответствующими координатам точек перехода второй производной через нуль (соответствующие фазы перемещения и совмещения яркостно-частотных меток показано на фиг. 4в).

Для повышения точности сомещения указанных меток в основном при измерениях весьма низких значений добротности, когда минимумы характеристик модуля второй производной оказываются несколько уплощенными, причем не исключено появление шумовой компоненты, целесообразно воспользоваться общеизвестным методом вилочного отсчета.

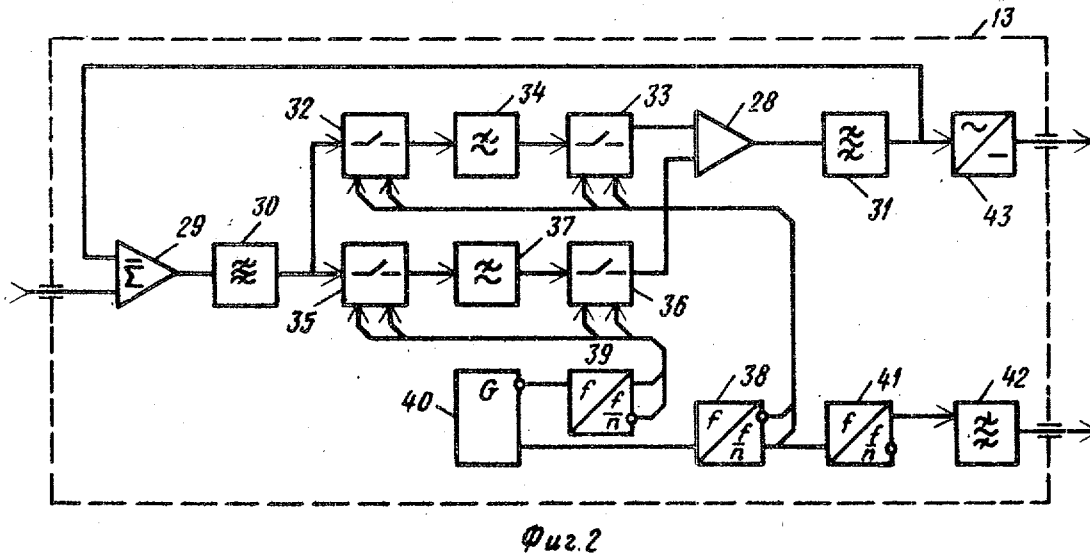
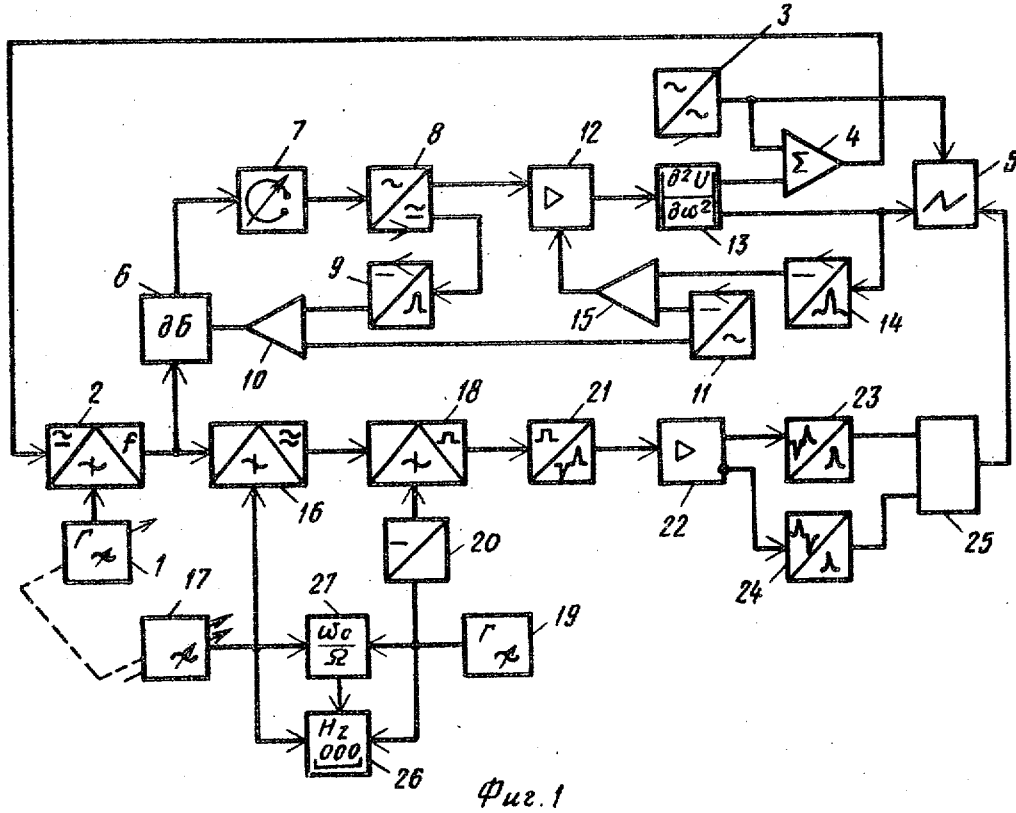
После выполнения данных условий отсчет измеряемых параметров производят с помощью частотомера 26, на соответствующие входы которого подается информация о резонансной частоте и полосе пропускания в виде непрерывных частот сигналов с выходов третьего 17 и второго 19 генераторов, а о добротности - в виде частотного частот данных сигналов с выхода блока 27 вычисления отношения частот.

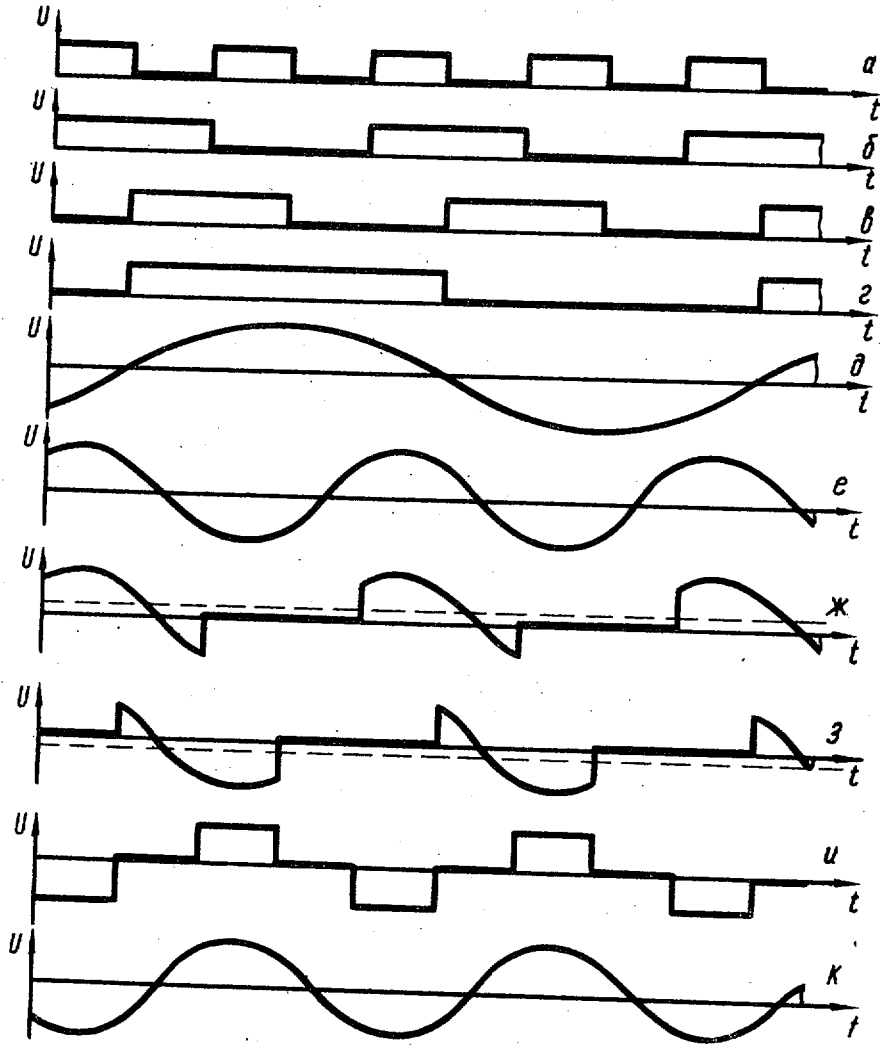
При измерениях полосы пропускания исследуемого резонансного контура 7в на произвольных уровнях δ устанавливают соответствующий коэффициент деления $K_{\text{длпк}} \delta$ (24) делителя 20 и описанным способом снова совмещают яркостно-частотные метки с минимумами характеристик модуля второй производной. Отсчет производят с помощью частотомера 26, регистрирующего частоту второго генератора 19, которая при данных условиях в точности равна измеряемой полосе пропускания на произвольном уровне δ .

Предлагаемое устройство выгодно отличается повышенной точностью изме-

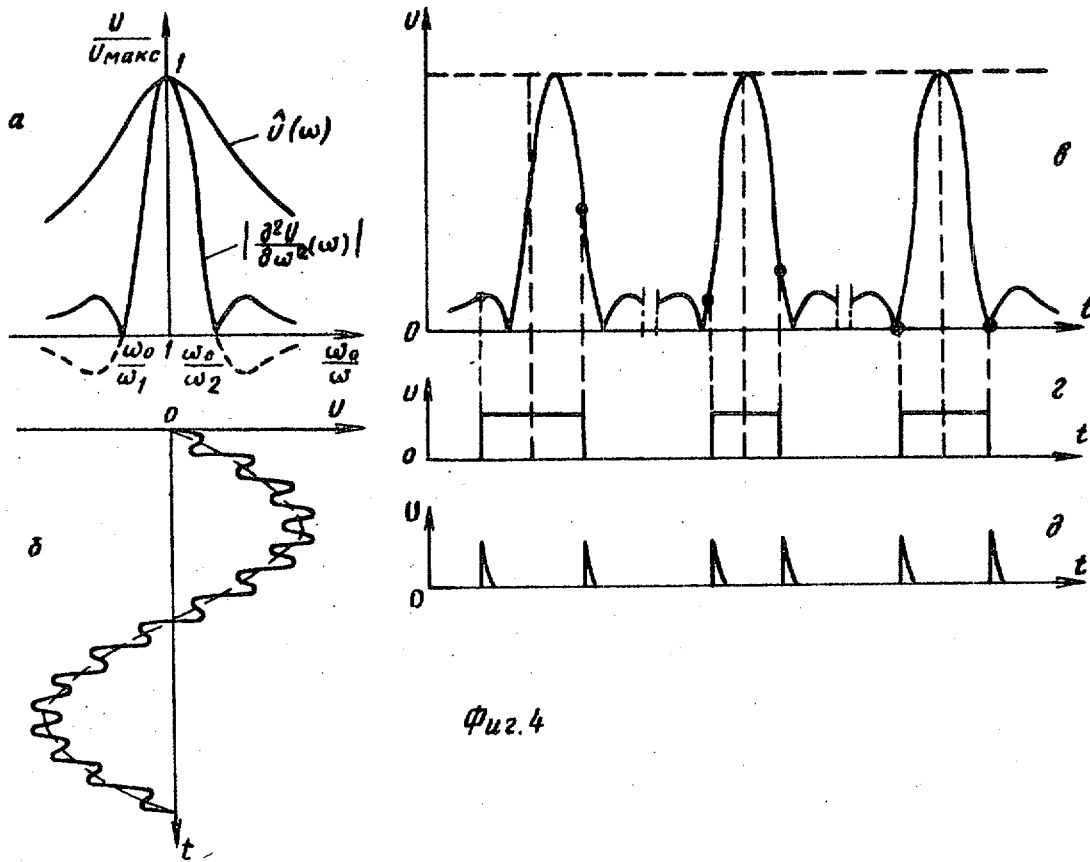
рений от лучших известных технических решений, в том числе и от устройства [2], которое в настоящее время является лучшим спроектированным образцом и которое в связи с этим принимаем за базовый объект сравнения. 5
Повышение точности измерений, обеспечивается, прежде всего, использованием изложенного метода определения параметров резонансных контуров, позволяющего существенно снизить адди-

тивные составляющие погрешности, которые присущи известным методам и являются преобладающими при измерениях параметров в основном низкочастотных контуров, достигая десятков процентов, а также реализацией соответствующего алгоритма работы устройства, позволяющего одновременно измерять все искомые параметры с минимально возможными погрешностями, ускоряя тем самым процесс измерений 10





0123



Фиг. 4

Редактор Н. Джуган Составитель Л. Сорокина Корректор В. Гирняк
 Техред А. Бабинец

Заказ 116/37 Тираж 711 Подписное
 ВНИПИ Государственного комитета СССР
 по делам изобретений и открытий
 113035, Москва, Ж-35, Раушская наб., д. 4/5

Филиал ППП "Патент", г. Ужгород, ул. Проектная, 4