

Изобретение относится к измерительной технике и может быть использовано для измерения расстройки СВЧ резонатора, которая вызывается введением исследуемого материала или вещества в электромагнитное поле резонатора.

Известно устройство для измерения расстройки СВЧ резонатора, содержащее первый и второй СВЧ генераторы, выходы которых соединены соответственно, с первым и вторым входами управляемого СВЧ переключателя и первым и вторым входами двойного волноводного тройника, первый выход которого является выходом для подсоединения входа исследуемого СВЧ резонатора, последовательно соединенные балансный смеситель, полосовой фильтр, СВЧ детектор, функциональный преобразователь, избирательный усилитель, фазочувствительный выпрямитель и индикатор, причем второй вход балансного смесителя соединен с выходом СВЧ переключателя, первый вход является входом для подсоединения выхода исследуемого СВЧ резонатора, а управляющие входы фазочувствительного выпрямителя соединены с управляющими входами СВЧ-переключателя и подключены к выходам парафазного генератора прямоугольных импульсов.

Благодаря использованию одноканальной схемы сравнения сигналов первого и второго СВЧ-генераторов, в которой сравниваемые сигналы поочередно преобразуются одним смесителем, одним полосовым фильтром, одним амплитудным детектором и т.д., устройство-прототип должно иметь высокостабильный "нуль" при отсутствии расстройки резонатора. Однако реальный "нуль" одноканальной схемы сравнения нестабилен, особенно при высокой добротности резонатора. Это объясняется использованием двух независимых СВЧ-генераторов, обладающих невысокой стабильностью. Неизбежный уход частоты из двух генераторов воспринимается одноканальной схемой как расстройка исследуемого резонатора, что приводит к большим погрешностям. Зависимость выходного напряжения одноканальной схемы сравнения от добротности нагруженного резонатора также вызывает дополнительные погрешности в измерении расстройки резонатора. Неизбежная нестабильность функционального преобразователя с амплитудой логарифмической характеристикой также снижает точность устройства.

В основу заявляемого изобретения поставлена задача создать измеритель расстройки СВЧ-резонатора, в котором путем введения новых элементов и связей исключалось бы влияние нестабильности частоты сигналов боковых частот и нагрузки на результат измерения, что позволит повысить точность измерения расстройки.

Поставленная задача достигается тем, что в измерителе, содержащем СВЧ-генератор, управляемый СВЧ-переключатель, первый и второй входы которого соединены с соответствующими выходами двойного волноводного тройника, третий выход которого является выходом для подсоединения входа однорезонаторного датчика, и последовательно соединенные балансный смеситель, полосовой фильтр и амплитудный детектор, а также последовательно соединенные избирательный усилитель, фазочувствительный выпрямитель и индикатор, причем первый вход балансного смесителя является входом для подсоединения выхода СВЧ-резонатора, второй вход соединен с выходом управляемого СВЧ-переключателя, управляющие входы которого соединены с управляющими входами фазочувствительного выпрямителя, согласно изобретению, СВЧ-генератор выполнен кварцевым, введены последовательно соединенные умножитель частоты, вход которого соединен с выходом кварцевого СВЧ-генератора, СВЧ-балансный модулятор, выход которого через параллельно включенные СВЧ-фильтры нижних и верхних частот соединен с входами двойного волноводного тройника и входами управляемого СВЧ-переключателя, причем второй вход СВЧ-балансного модулятора через введенный первый делитель частоты соединен с выходами кварцевого СВЧ-генератора, а управляющие входы СВЧ-переключателя через введенный второй делитель частоты соединен с выходом первого делителя частоты, а также введены последовательно соединенные управляемый делитель напряжения и широкополосный усилитель, включенные между выходом амплитудного детектора и входом избирательного усилителя, дифференциальный усилитель, источник опорного напряжения и интегратор, выход которого соединен с управляющим входом управляемого делителя напряжения, первый вход дифференциального усилителя соединен с выходом широкополосного усилителя, второй вход - с выходом источника опорного напряжения, а выход дифференциального усилителя подключен к входу интегратора.

Изобретение поясняется чертежом, на котором представлена структурная электрическая схема измерителя расстройки СВЧ-резонатора.

Измеритель расстройки содержит последовательно включенный высокочастотный кварцевый генератор 1, умножитель 2 частоты и СВЧ-балансный модулятор 3, к выходу которого через делитель мощности 4 подключены параллельно включенные фильтр 5 нижних частот и фильтр 6 верхних частот. Выходы фильтров 5 и 6 через делители мощности 7 и 8 соединены со входами двойного волноводного тройника 9 и входами плечей 10 и 11 СВЧ-переключателя. К выходу двойного волноводного тройника 9 подключен вход СВЧ-резонатора 12, выход которого соединен с первым входом балансного смесителя 13, второй вход которого через волноводный тройник 14 соединен с выходами плеч 10 и 11 СВЧ-переключателя. К выходу смесителя 13 подключены последовательно соединенные полосовой фильтр 15, амплитудный детектор 16, управляемый делитель 17 напряжения, широкополосный усилитель 18, избирательный усилитель 19, фазочувствительный выпрямитель 20 и индикатор 21. Выход широкополосного усилителя 18 соединен с первым входом дифференциального усилителя 22, второй вход - с источником 23 опорного напряжения, а выход дифференциального усилителя 22 через интегратор 24 соединен с управляющим входом делителя 17 напряжения. К кварцевому генератору 1 подключен также первый делитель 25 частоты, выход которого соединен со вторым входом балансного модулятора 3 и входом второго делителя 26 частоты, парафазные выходы которого соединены с управляющими входами плеч 10 и 11 СВЧ-переключателя и симметричными входами фазочувствительного выпрямителя 20.

Устройство работает следующим образом.

Частота ω_0 высокочастотного кварцевого генератора 1 умножается в m раз в умножителе 2 частоты до получения СВЧ-сигнала, на частоту $\omega_1 = m\omega_0$ которого первоначально настроен СВЧ-резонатор 12 (пустой или взаимодействующий с эталонным материалом). Одновременно частота ω_0 делится в n_1 раз делителем 25

частоты до получения низкой частоты $\Omega = \omega_0 / n_1$, равной половине полосы пропускания настроенного СВЧ-резонатора 12, при этом $\Omega = \Delta\omega_0 / 2$.

В балансном модуляторе 3 СВЧ-сигнал частоты ω_1 перемножается с модулирующим сигналом низкочастотным сигналом частоты. В результате этого образуется балансно-модулированный СВЧ-сигнал вида:

$$U_1(t) = \frac{S_1}{2} U_{m1} U_{m2} \{ \cos[(\omega_1 - \Omega)t + \varphi_1 - \varphi_2] + \cos[(\omega_1 + \Omega)t + \varphi_1 + \varphi_2] \}, \quad (1)$$

где S_1 - крутизна балансного смесителя 3;

U_{m1}, U_{m2} - амплитуды перемноженных сигналов;

φ_1, φ_2 - начальные фазы перемноженных сигналов.

Из балансно-модулированного сигнала (1) с помощью СВЧ-фильтра 5 нижних частот выделяют сигнал разностной частоты $\omega_2 = \omega_1 - \Omega$.

$$U_2(t) = \frac{S_1}{2} K_1 U_{m1} U_{m2} \times \cos(\omega_2 t + \varphi_1 - \varphi_2 - \Delta\varphi_1) \quad (2)$$

а с помощью СВЧ-фильтра 6 верхних частот - сигнал суммарной частоты $\omega_3 = \omega_1 + \Omega$.

$$U_3(t) = \frac{S_1}{2} K_2 U_{m1} U_{m2} \cos(\omega_3 t + \varphi_1 - \varphi_2 - \Delta\varphi_1) \quad (3)$$

где K_1, K_2 - коэффициенты передач соответственно фильтра 5 нижних и фильтра 6 верхних частот;

$\Delta\varphi_1, \Delta\varphi_2$ - фазовые сдвиги, вносимые фильтрами 5 и 6.

В двойном волноводном тройнике 9 суммируют сигналы разностной $U_2(t)$ и суммарной $U_3(t)$ частот, которыми возбуждают СВЧ-резонатор 12. Сигнал разностной частоты ω_2 представляет собой сигнал нижней боковой полосы резонатора, а сигнал суммарной частоты ω_3 - сигнал верхней боковой частоты.

Сигналы нижней и верхней боковых частот проходят через настроенный резонатор в пределах его полосы пропускания с одинаковыми небольшими ослаблениями, вызванными некоторой расстройкой резонатора с собственной частотой $\omega_p = \omega_1$.

Сигнал частоты ω_2 , прошедший резонатор с коэффициентом передачи K_3 на нижней границе полосы пропускания, принимает значение

$$U_4(t) = \frac{S_1}{2} K_1 K_2 U_{m1} U_{m2} \times \cos(\omega_2 t + \varphi_1 - \varphi_2 - \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2) \quad (4)$$

Здесь

$$K_3 = \frac{K_0}{\sqrt{1 + Q_0^2 \lambda_1^2}}, \quad (5)$$

где K_0 - коэффициент передачи СВЧ-резонатора 12 на собственной частоте;

$Q_0 = \frac{\omega_1}{\omega_3 - \omega_2}$ - добротность ненагруженного резонатора;

$\lambda_1 = \frac{2(\omega_2 - \omega_1)}{\omega_1}$ - относительная расстройка резонатора на частоте ω_2 ;

$\Delta\varphi_2 = \arctg Q_0 \lambda$ - фазовый сдвиг, вносимый резонатором на частоте ω_2 .

Сигнал частоты ω_3 прошедший резонатор с коэффициентом передачи K_4 на верхней границе полосы пропускания, принимает соответствующее значений

$$U_5(t) = \frac{S_1}{2} K_2 K_4 U_{m1} U_{m2} \times \\ \times \cos(\omega_2 t + \varphi_1 + \varphi_2 - \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2).$$

Здесь

$$K_4 = \frac{K_0}{\sqrt{1 + Q_0^2 \lambda_2^2}}, \quad (7)$$

где $\lambda_2 = \frac{2(\omega_3 - \omega_1)}{\omega_1}$ - относительная расстройка резонатора на частоте ω_3 ;

$\Delta\varphi_4 = \arctg Q_0 \lambda_2$ - фазовый сдвиг, вносимый резонатором на частоте ω_3 .

Ослабление СВЧ-резонатором 12 сигналы $U_4(t)$ и $U_5(t)$ поступают на первый вход СВЧ-балансного смесителя 13, на второй вход которого через плечи 10 и 11 СВЧ-переключателя поступают сигналы $U_2(t)$ и $U_3(t)$ с выходов фильтра 5 нижних и фильтра 6 верхних частот. Плечи 10 и 11 СВЧ-переключателя управляются выходными противофазными импульсами выходного напряжения делителя 26 частоты. Коэффициент деления n_2 второго делителя 26 частоты выбирают таким, чтобы частота Ω_K переключений была бы меньше частоты Ω модуляции в 100-200 раз

$$\Omega_K \leq \Omega / (10 - 200).$$

В результате смешивания сигнала $U_2(t)$ частоты ω_2 прошедшего через открытое плечо 10 СВЧ-переключателя, с ослабленным сигналом $U_5(t)$ частоты ω_3 образуется низкочастотный сигнал разностной частоты $\omega_3 - \omega_2 = 2\Omega$ и СВЧ-сигнал суммарной частоты $\omega_3 + \omega_2 = 2\omega_1$. Полосовой фильтр 15 с центральной частотой, равной удвоенному значению частоты модуляции 2Ω , выделяет низкочастотный сигнал

$$U_6(t) = \frac{S_1^2 \cdot S_2}{4} K_1 K_2 K_3 K_5 U_{m1}^2 U_{m2}^2 \times \\ \times \cos(2\Omega t + \varphi_2 + \varphi_1 - \Delta\varphi - \Delta\varphi_3), \quad (8)$$

где S_2 - крутизна балансного смесителя 13;

K_5 - коэффициент передачи полосового фильтра 15.

При смешивании сигнала $U_3(t)$ частоты ω_3 , прошедшего через открытое плечо 11 СВЧ-переключателя, с ослабленным сигналом $U_4(t)$ частоты ω_2 также образуется низкочастотный сигнал удвоенной частоты модуляции

$$U_7(t) = \frac{S_1^2 \cdot S_2}{4} K_1 K_2 K_3 K_5 U_{m1}^2 U_{m2}^2 \times \\ \times \cos(2\Omega t + \varphi_2 - \varphi_1 + \Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_4). \quad (9)$$

В результате периодического переключателя плеч 10 и 11 СВЧ-переключателя через полосовой фильтр 15 проходят пакеты низкочастотных сигналов $U_6(t)$ и $U_7(t)$ одной и той же частотой 2Ω длительностью в полупериод $T_K/2$ коммутации $T_K = 2\pi / \Omega_K$.

В результате детектирования пакетов напряжения $U_6(t)$ и $U_7(t)$ амплитудным детектором 16 образуются видеопульсы с амплитудами:

$$U_8 = \frac{S_1^2 S_2 S_3}{8} K_1 K_2 K_3 K_5 U_{m1}^2 U_{m2}^2; \quad (10)$$

$$U_9 = \frac{S_1^2 S_2 S_3}{8} K_1 K_2 K_4 K_5 U_{m1}^2 U_{m2}^2, \quad (11)$$

где S_3 - крутизна амплитудного детектора 16.

Избирательным усилителем 19, настроенным на частоту коммутации Ω_K СВЧ-переключателя, усиливается напряжение огибающей видеопульсов. Усиленное напряжение выпрямляется фазочувствительным выпрямителем 20, управляющие входы которого соединены с управляющими входами плеч СВЧ-переключателя, и измеряется индикатором 21.

Измеряемое напряжение с учетом выражения (10) и (11) принимает вид:

$$U_{10} = K_6 = \frac{U_8 - U_9}{2} - \frac{S_1^2 S_2 S_3}{16} \times K_1 K_2 K_3 K_6 (K_3 - K_4), \quad (12)$$

где K_6 - коэффициент усиления избирательного усилителя 19.

В настроенном СВЧ-резонаторе 12 ($\omega_p = \omega_1$) квадраты относительных расстроек

по боковым частотам равны ($\lambda_1^2 = \lambda_2^2$). Поэтому индицируемое напряжение (12) равно нулю ($K_2 = K_4$ и $U_{10} = 0$).

Этим обеспечивается стабильный нуль измерительной схемы при отсутствии расстройки резонатора датчика при любых изменениях параметров его блоков ($K_1, K_2, K_3, K_6, S_1, S_2, S_3$) и добротности Q_0 .

Когда электромагнитное поле датчика 12 начинает взаимодействовать с исследуемым материалом или веществом, то его собственная частота ω_p уменьшается за счет вносимой реактивности ($\omega_p \leq \omega_1$) и происходит смещение полосы пропускания резонатора по оси частот вниз. При малых расстройках резонатора ($\lambda_p < \frac{\Delta\omega_0}{\omega_p}$) и смещения собственной частоты вниз разностная частота $\omega_2 = \omega_1 - \Omega$ попадает в полосу

пропускания резонатора, а суммарная частота $\omega_3 = \omega_1 + \Omega$ выходит за пределы полосы пропускания. В этом случае сигнал разностной частоты (4) принимает значение:

$$U_4'(t) = \frac{S_1}{2} K_1 K_3' U_{m1} U_{m2} \times \cos(\omega_2 t + \varphi_1 + \varphi_2 - \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_3') \quad (13)$$

где K_3' и $\Delta\varphi_3$ - коэффициент передачи и фазовый сдвиг расстроенного резонатора в пределах его полосы пропускания ($K_3' \approx K_3$).

Сигнал суммарной частоты (5), проходящий вне полосы пропускания расстроенного резонатора, становится равным

$$U_5(t) = \frac{S_1}{2} K_2 K_4' U_{m1} U_{m2} \times \cos(\omega_3 t + \varphi_1 + \varphi_2 - \Delta\varphi_2 - \Delta\varphi_4') \quad (14)$$

где K_4' и $\Delta\varphi_4$ - коэффициент передачи и фазовый сдвиг расстроенного резонатора за пределами его полосы пропускания ($K_4' \approx K_4$).

Измеряемое напряжение (12) с учетом выражений (13) и (14) принимает вид:

$$U_{10}' = \frac{S_1^2 S_2 S_3}{8} K_1 K_2 K_5 K_6 (K_2' - K_4'). \quad (15)$$

Из выражения (15) видно, что выходное напряжение пропорционально разности коэффициентов передач резонатора на разностной и суммарной частотах, которые определяются расстройкой резонатора на этих частотах.

Для исключения влияния непостоянства параметров большинства блоков устройства на результат измерения расстройки резонатора видеоимпульсы с выхода амплитудного детектора 16 на избирательный усилитель 19 поступают через управляемый делитель 17 и широкополосный усилитель 18. При этом на первый вход дифференциального усилителя 22 воздействует постоянная составляющая напряжения видеоимпульсов.

$$U_{11} = \frac{U_8 - U_9}{2} = \frac{S_1^2 S_2 S_3}{16} \times K_1 K_2 K_5 K_7 K_8 (K_3' + K_4') \quad (16)$$

где K_7 - коэффициент передачи управляемого делителя 17 напряжения;

K_8 - коэффициент усиления широкополосного усилителя 18.

На второй вход дифференциального усилителя 22 воздействует постоянное напряжение стабилизированного источника 23 опорного напряжения. На входе дифференциального усилителя 23 формируется разностное напряжение

$$U_{12} = K_9 (U_{11} - U_0), \quad (17)$$

где U_0 - опорное напряжение источника 23;

K_9 - коэффициент усиления дифференциального усилителя 22.

Усиленное разностное напряжение дифференциального усилителя 22 заряжает интегратор 24, выходное напряжение которого управляет коэффициентом передачи делителя 17 напряжения. Процесс регулирования коэффициента передачи делителя 17 напряжения прекращается при уравнивании входных напряжений дифференциального усилителя 22 ($U_{11} = U_0$). При этом коэффициент передачи делителя 17 напряжения принимает значение:

$$K_7 = \frac{16 U_0}{S_1^2 S_2 S_3 K_1 K_2 K_5 K_8 (K_3' - K_4')} \quad (18)$$

Переменная составляющая напряжения видеоимпульсов, которая в цепи регулирования усредняется интегратором 24, выделяется и усиливается избирательным усилителем 19. Напряжение (15) с учетом результируемого коэффициента передачи (18) делителя 17 напряжения и коэффициента усиления широкополосного усилителя 18 принимает значение:

$$U_{10}'' = \frac{2 U_0 (K_3' - K_4') K_6}{K_3' + K_4'} \quad (19)$$

При взаимодействии СВЧ-резонатора 12 с исследуемым материалом или веществом, как указывалось выше, его собственная частота ω_p' уменьшается ($\omega_p' < \omega_p$), а полоса пропускания $\Delta\omega_0'$ резонатора расширяется за счет вносимых потерь ($\Delta\omega_0' < \Delta\omega_0$). В результате этого возникает расстройка резонатора относительно частоты ω_1 возбуждающего сигнала

$$-\Delta\omega = \omega_p' - \omega_p = \omega_p - \omega_1, \quad (20)$$

а добротность натруженного резонатора уменьшается до значения $Q_n < Q_0$.

Коэффициенты передач K_3' и K_4' расстроенного резонатора на разностной ω_2 и суммарной ω_3 частотах в соответствии с выражением (5) и (7) принимают вид:

$$K_3' = \frac{K_0}{\sqrt{1 + Q_n^2 (\lambda_1')^2}}; \quad (21)$$

$$K_4' = \frac{K_0}{\sqrt{1 + Q_n^2 (\lambda_2')^2}}, \quad (22)$$

где $\lambda_1' = \frac{2(\omega_2 - \omega_1 + \Delta\omega)}{\omega_1 - \Delta\omega}$ - относительная расстройка натруженного резонатора на частоте;

$\lambda_2' = \frac{2(\omega_3 - \omega_1 + \Delta\omega)}{\omega_1 - \Delta\omega}$ - относительная расстройка натруженного резонатора на частоте.

Подставляя значения K_3' и K_4' в выражение (19), получаем

$$U_{10}'' = \frac{\sqrt{1 + Q_n^2 (\lambda_2')^2} - \sqrt{1 + Q_n^2 (\lambda_1')^2}}{\sqrt{1 + Q_n^2 (\lambda_2')^2} + \sqrt{1 + Q_n^2 (\lambda_1')^2}} \quad (23)$$

В высокودобротных расстроенных резонаторах $Q_n^2 \lambda^2 \gg 1$. Поэтому выражение (23) можно упростить

$$U_{10}'' = \frac{|\lambda_2'| / -|\lambda_1'|}{|\lambda_2'| / + |\lambda_1'|} \quad (24)$$

где $|\lambda|$ - абсолютные значения расстроек.

Подставляя в выражение (24) абсолютные значения относительных расстроек λ_1' и λ_2' , получаем

$$U_{10}'' = \frac{\omega_3 + \omega_2 - 2\omega_1 + 2\Delta\omega}{\omega_3 - \omega_2} \times 2K_6 U_0 \quad (25)$$

Так как $\omega_3 + \omega_2 - 2\omega_1 = 0$, $\omega_3 - \omega_2 = 2\Omega$ то окончательно получим

$$U_{10}'' = 2 \frac{\Delta\omega}{\Omega} K_0 \cdot U_0. \quad (26)$$

Если выразить абсолютную расстройку резонатора через его относительную расстройку

$$\lambda_b = 2 \Delta\omega/\omega_p = 2 \Delta\omega/\omega_1, \quad (27)$$

то выражение (26) примет вид:

$$U_{10}'' = \frac{\omega_1}{\Omega} K_6 U_0 \lambda_b = m n_1 K_6 U_0 \lambda_p \quad (28)$$

Таким образом, показания индикатора 21 пропорциональны относительной расстройке λ_p СВЧ-резонатора 12, а коэффициент пропорциональности определяется коэффициентом умножения m умножителя 2 частоты, коэффициентом деления n_1 делителя 25 частоты, величиной U_0 опорного напряжения стабилизированного источника 23 и коэффициентом усиления K_6 избирательного усилителя 19. С помощью последнего легко изменить пределы измерения в зависимости от ожидаемой расстройки СВЧ-резонатора.

Из выражения (18) видно, что результат измерения не зависит от вносимых потерь, изменяющих добротность Q_n резонатора.

Кроме того, в предложенной схеме измерителя расстройки резонатора отсутствует функциональный преобразователь с логарифмической характеристикой, что исключает погрешность от нестабильности параметров этого нелинейного блока. Не влияет также на результат измерения расстройки непостоянство амплитуд сигналов U_{m1} и U_{m2} , формируемых другими нелинейными блоками (умножителем 2 частоты и делителем 25 частоты).

Таким образом, использование настоящего изобретения в качестве измерителя диэлектрических параметров ε и $\tan\delta$ диэлектриков с большими потерями по сравнению с прототипом позволит существенно (не менее чем в 3-5 раз) повысить точность измерения расстройки СВЧ-резонаторов, используемых для исследования материалов и веществ.

