

ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ СКАНИРОВАНИЯ В МИКРОВОЛНОВОЙ МИКРОСКОПИИ С РЕЗОНАТОРНЫМ МИКРОЗОНДОМ

Введение

В ближнеполевой микроволновой сканирующей микроскопии (МСМ) пространственная разрешающая способность метода определяется размерами зонда и его расстоянием от поверхности, а чувствительность – величиной коэффициента преобразования изменений электрофизических характеристик исследуемого материала в изменения характеристик резонатора и точностью измерения этих изменений [1, 2].

Основными измеряемыми характеристиками резонаторов являются резонансная частота и добротность. Исходя из диапазона измеряемых значений добротности, резонансной частоты и имеющихся технических возможностей можно выбрать наиболее подходящий способ измерения.

Применительно к МСМ необходимая измерительная информация содержится в изменениях резонансной частоты и добротности от первоначальных или заданных значений.

Целью работы является обоснование способов измерения сдвигов резонансной частоты и изменений добротности применительно к МСМ.

1 Постановка задачи

Непосредственное измерение энергии, накопленной и рассеиваемой в резонаторе и внешних цепях, технически реализовать довольно трудно, поэтому для определения величины добротности обычно пользуются косвенными методами [3-6]. При этом измеряются параметры резонансной системы, связанные с ее добротностью соответствующими соотношениями. В большинстве случаев величина добротности определяется по формуле:

$$Q_i = f_p / 2\Delta f_p, \quad (1)$$

где $2\Delta f_p$ – ширина полосы пропускания резонатора на уровне 0,5 по мощности или на уровне 0,707 по амплитуде сигнала, проходящего через резонатор (при включении на проход) или отраженного от него (при включении на отражение).

Следовательно, точность определения f_p , Q_n (δf_p , δQ_n) будет определяться точностью измерения частоты при соответствующих уровнях мощности или амплитуды сигналов на выходе резонансного измерительного преобразователя (РИП). Таким образом, погрешности измерений информационных параметров будут зависеть от погрешностей измерения значений частоты (определяется нестабильностью частоты измерительного генератора и точностью частотомера) и погрешностей измерения соответствующих уровней сигналов (точностью отсчета соответствующих уровней на резонансной кривой).

В общем случае можно записать:

$$\frac{\delta Q_i}{Q_i} = \frac{\delta f_p}{f_p} + \frac{\delta(2\Delta f_p)}{2\Delta f_p} = \frac{\delta f_p}{f_p} + \frac{Q_i \delta(2\Delta f_p)}{f_p} \approx \frac{Q_i \delta(2\Delta f_p)}{f_p}, \quad (2)$$

где δQ_n , δf_p , $\delta(2\Delta f_p)$ – абсолютные погрешности определения значений нагруженной добротности, резонансной частоты и полосы пропускания резонатора.

Из соотношения (2) следует, что для достижения одной и той же относительной погрешности $\delta Q_n/Q_n$ при измерении на какой-либо фиксированной частоте (если погрешностью измерения f_p пренебречь) необходимо, чтобы величина $Q_i \delta(2\Delta f_p)$ была постоянной, т.е. при увеличении добротности необходимо соответственно уменьшать абсолютную погрешность измерения $2\Delta f_p$.

Для измерения полосы пропускания резонансной системы существуют различные методы, и погрешность измерения зависит от факторов, характерных для каждого метода измерения. Обычно полюсу пропускания измеряют по резонансным кривым или их производным. При этом необходимо иметь калиброванный перестраиваемый измерительный генератор или перестраиваемый генератор и частотомер.

Минимально обнаруживаемые сдвиги резонансной частоты и изменения частот, связанных с уровнями, на которых измеряется полоса пропускания, не могут быть, во-первых, меньше абсолютной нестабильности частоты измерительного генератора за время измерения и, во-вторых, дополнительная погрешность будет связана с точностью определения соответствующих уровней сигналов (максимума при проходной схеме включения РИП или минимума при включении РИП по отражательной схеме, а также $k = 0,707$ по амплитуде или $k^2 = 0,5$ по мощности выходного сигнала).

В свою очередь, погрешность определения соответствующих уровней сигналов будет определяться погрешностями методик и погрешностями используемых преобразующих и измерительных приборов.

2 Прямые методы измерения

Функциональные схемы прямых методов измерения параметров РИП приведены на рис. 1. На рис. 1,а представлена проходная схема включения РИП, а на рис. 1,б – схема отражательного включения.

Сигнал измерительного генератора 1 через развязывающее устройство (вентиль 2 или циркулятор 8) подается на вход РИП 3. Затем сигнал с выхода РИП или отраженный от него поступает на детектор 4. При перестройке частоты измерительного генератора 1 по сигналу на выходе амплитудного детектора 4 определяют момент измерения частотомером 7 значения резонансной частоты (по максимуму сигнала при проходной схеме и минимуму сигнала при отражательном включении) и граничных частот полосы пропускания (по уровню 0,5 или 0,707 от максимального значения сигнала). Усилитель-измеритель 5 используется для усиления и последующего измерения, полученных с выхода детектора сигналов, а устройство контроля и управления 6 обеспечивает синхронизацию проводимых измерений, а при необходимости и предварительную их обработку.

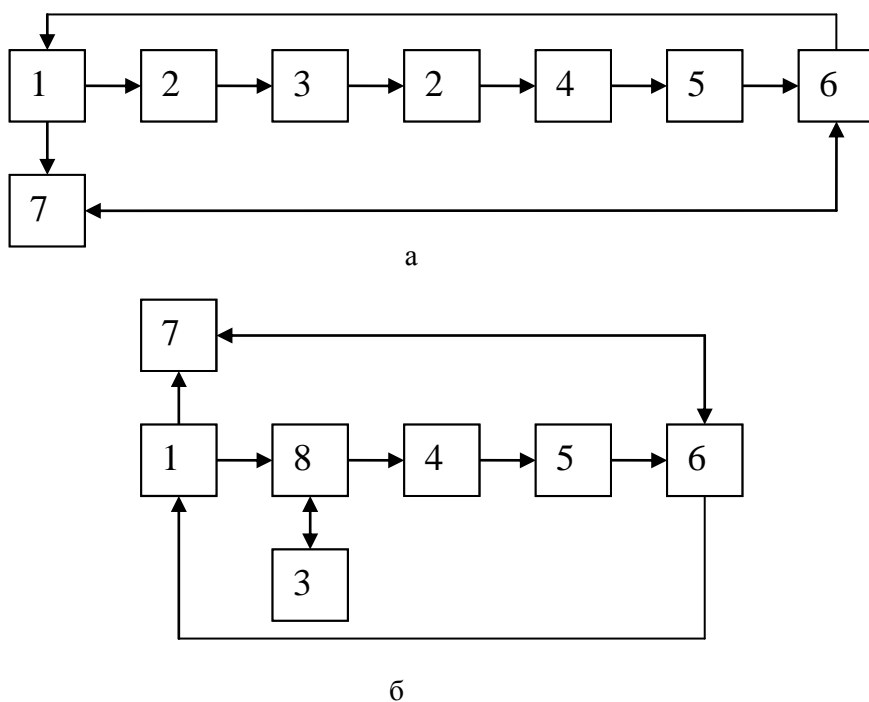


Рис.1 Функциональные схемы прямых методов измерения параметров РИП:
а – проходная схема включения; б – отражательная схема включения

Напряжение сигнала на детекторе может быть представлено соотношением

$$U_{\hat{a}} = D_{\hat{a}} \cdot \hat{E}_{\hat{n}} \cdot \hat{E}_{\hat{D}}^{n/2} \cdot S_{\hat{a}} \cdot R_{\hat{a}}, \quad (3)$$

где P_c – мощность измерительного СВЧ генератора; K_c – коэффициент передачи согласующих устройств; K_p – коэффициент передачи резонансного измерительного преобразователя (РИП); $S_{\hat{a}}$ –

коэффициент преобразования (чувствительность) детектора; R_D – сопротивление детекторного диода в рабочей точке; n – степень нелинейности характеристики детектора в рабочей точке.

Коэффициент передачи РИП с учетом коэффициентов связи:

$$\hat{E}_D = \frac{4\beta_1\beta_2}{(1+\beta_1+\beta_2)^2} \frac{1}{1+a^2}, \quad (4)$$

где β_1, β_2 – коэффициенты связи ($\beta_i = Q_0/Q_{\hat{a}i} = \overline{P_{\hat{a}i}}/\overline{P_p}$); Q_0 – собственная добротность резонатора; $Q_{\text{вн}}$ – внешняя добротность; $\overline{P_{\hat{a}i}}$ – средняя мощность потерь в соответствующем элементе связи или мощность, излучаемая из резонатора через соответствующий элемент связи при выключенном источнике сигнала; $\overline{P_p}$ – средняя мощность потерь собственно в резонаторе; $a = Q_i(f/f_p - f_p/f) \approx 2\Delta f Q_i / f_p$ – обобщенная расстройка; f – частота измерительного генератора; Δf – отклонение частоты измерительного генератора f от резонансной частоты f_p .

Аналогично, для отражательного включения РИП (рис.1,б) с учетом того, что коэффициент отражения описывается формулой [7]:

$$R_p = 1 - \frac{4\beta_1(1+\beta_2)}{(1+\beta_1+\beta_2)^2} \frac{1}{1+a^2}, \quad (5)$$

соответственно:

$$R_p = 1 - \frac{4\beta}{(1+\beta)^2} \frac{1}{1+a^2} \quad (6)$$

или при связи, равной критической ($\beta = 1$):

$$R_p = \frac{a^2}{1+a^2}, \quad (7)$$

можно записать:

$$U_{\hat{a}} = \mathcal{D}_{\hat{a}} \cdot \hat{E}_{\hat{a}} \cdot S_{\hat{a}} \cdot R_{\hat{a}} \cdot \left(\frac{\hat{a}^2}{1+\hat{a}^2} \right)^{n/2} + \mathcal{D}_{\hat{a}} \cdot \hat{E}_{\hat{a}\hat{c}\hat{a}} \cdot S_{\hat{a}} \cdot R_{\hat{a}}, \quad (8)$$

где $K_{\text{разв}}$ – коэффициент развязки циркулятора (или направленного ответвителя).

Основным преимуществом прямых методов измерения является их схемотехническая простота и возможность работы с достаточно большими уровнями сигналов (за исключением режима измерения резонансной частоты и ее сдвигов в отражательной схеме включения РИП). В то же время, для обеспечения высокой точности и чувствительности в таких схемах необходимо применение высокостабильных перестраиваемых измерительных СВЧ генераторов и высокочувствительных маломощных измерителей амплитуд сигналов с выхода детекторов СВЧ. Некоторое повышение чувствительности может быть достигнуто за счет переноса информационного сигнала на промежуточную частоту с помощью высокостабильного гетеродина с последующим его узкополосным усилением и детектированием. Однако, в этом случае появляются дополнительные требования к гетеродину (стабильность частоты, собственные шумы), смесительному диоду (коэффициент преобразования, шумы), усилителю промежуточной частоты (полоса пропускания, коэффициент усиления, собственные шумы) и усложняется измерительная схема.

В настоящее время выпускаются универсальные измерительные приборы типа HP-8510C и Agilent 8753ES, Agilent NA-5230A, Agilent E8361A (векторные сетевые анализаторы), которые объединяют в себе элементы 1, 4, 5, 6, 7 (см. рис.1), обеспечивают компьютерную обработку полученных сигналов по заданной программе и позволяют за счет этого проводить прямые измерения информационных параметров с высокой точностью. Однако в силу их дороговизны такие приборы могут быть использованы только в единичных экспериментальных установках.

3 Методы измерения с АПЧ измерительного генератора

Системы автоподстройки частоты с использованием СВЧ дискриминаторов на основе объемных резонаторов, в качестве которых могут быть использованы резонансные измерительные преобразователи, представляются достаточно перспективными для создания на их основе систем формирования информационных сигналов δf_p и δQ_n .

Для этого используются различные схемы включения РИП в СВЧ тракт (на проход или отражение), а также различные способы выделения указанных изменений.

В ходе выполнения работы были апробированы 3 возможных варианта формирования сигналов сканирования, которые различаются функционированием СВЧ устройства МСМ и последетекторной обработкой.

Первый вариант, функциональная схема которого может быть представлена нижним каналом схемы, приведенной на рис. 2, носит название СВЧ система МСМ на основе генератора с АПЧ по РИП. Он используется во многих разработках МСМ с резонаторным микрозондом [8-10]. Формирование сигналов сканирования происходит следующим образом.

В качестве задающего СВЧ генератора в МСМ обычно используется твердотельный генератор с возможностью электрической перестройки и модуляцией частоты, который охвачен системой автоматической ее настройки на резонансную частоту РИП модуляционного типа (выделена на схеме пунктирной линией). Работает рассматриваемая система АПЧ следующим образом. С генератора модулирующей частоты 8 напряжение подается на элемент, управляющий частотой стабилизируемого генератора СВЧ 1 для осуществления неглубокой частотной модуляции. Частотно-модулированный сигнал через развязывающее устройство – ферритовый вентиль 3 поступает в резонатор 4, на выходе которого через ферритовый вентиль включен детектор 5. После детектора сигнал усиливается в усилителе модулирующей частоты 6 и поступает на фазовый детектор 7, куда в качестве опорного напряжения подается напряжение с генератора модулирующей частоты. После фазового детектора сигнал усиливается в усилителе 9, фильтруется в ФНЧ 10 и поступает на элемент, управляющий частотой стабилизируемого СВЧ генератора, и перестраивает его до тех пор, пока частота генератора не станет равной частоте резонатора. Ответви-

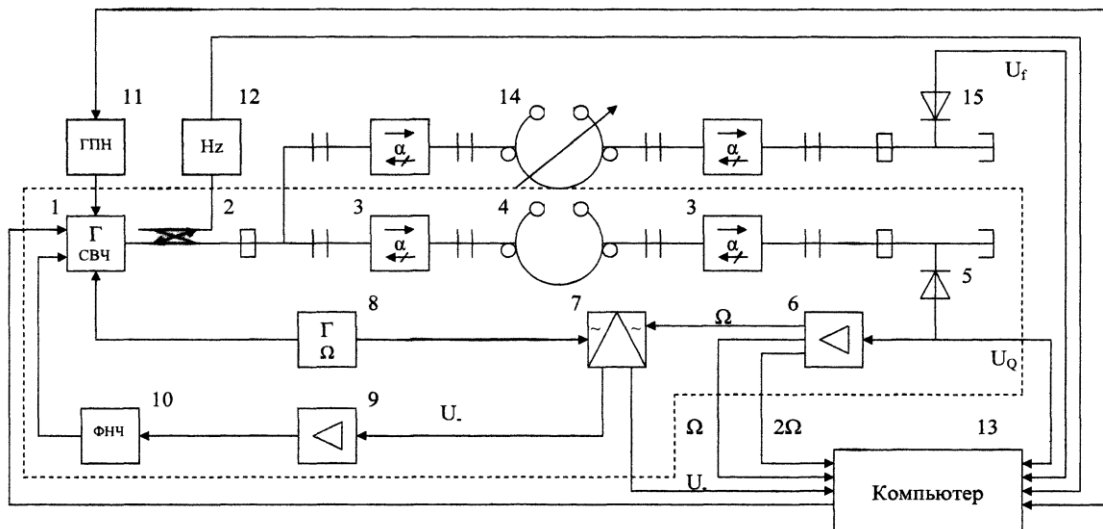


Рис.2. Функциональная схема СВЧ системы на основе генератора с АПЧ по РИП

При средней частоте генератора, равной резонансной частоте резонатора, напряжение ошибки на выходе детектора отсутствует. Чем больше разность частот генератора и резонатора (вблизи f_0), тем больше амплитуда напряжения модулирующей частоты. При увеличении Δf переменное напряжение достигает максимума, а затем уменьшается. Фаза напряжения промежуточной частоты зависит от знака Δf .

После сравнения сигналов с выхода усилителя частоты модуляции и от опорного генератора модулирующей частоты в фазовом детекторе на его выходе будет присутствовать сигнал ошибки на постоянном токе, величина которого также будет определяться величиной отклонения частоты генератора от частоты резонатора, а полярность – знаком отклонения. После усиления в УПТ 9, фильтрации в ФНЧ 10 сигнал поступает на элемент, управляющий частотой стабилизируемого СВЧ генератора, и перестраивает его до тех пор, пока частота генератора не станет равной частоте резонатора. Ответви-

тель 2 предназначен для отвлечения части мощности генератора для измерения начального значения частоты с помощью частотомера 12. Генератор пилообразного напряжения 11 используется для предварительной настройки схемы.

При этом сигнал сканирования, связанный с $\delta f/f_0$, выделяется в виде сигнала ошибки после фазового детектора 7.

Величина его в общем случае определяется выражением

$$\frac{\delta f}{f_0} \cong \frac{\delta f_{\bar{a}}}{f_0} \cong \frac{\delta U(\delta f_0) \cdot S}{f_0}, \quad (9)$$

где $\delta U(\delta f_0)$ – напряжение сигнала ошибки, используемое для подстройки частоты измерительного генератора; S – крутизна перестройки частоты измерительного генератора.

Предлагается нормировать сигнал сканирования по величине $\Delta f/f$, измеряемой один раз в установочном эксперименте. В итоге

$$\frac{\delta U(\delta f)}{\Delta U(\Delta f)} = \frac{\delta f/f_0}{\Delta f/f_0}. \quad (10)$$

Сигнал сканирования, связанный с $\delta Q/Q$, выделяется в виде напряжения на СВЧ детекторе на частоте 2Ω , усиливается узкополосным усилителем и далее поступает на систему обработки.

Напряжение сигнала на СВЧ детекторе на частоте 2Ω будет описываться следующим выражением:

$$U_{\bar{a}}^{2\Omega} \approx \dot{A}_0 \cdot 2 \frac{Q_i^2 (\Delta\omega_d)^2}{\omega_0^2}, \quad (11)$$

где $\dot{A}_0 = \frac{4\beta_1\beta_2 \cdot J_0^2(m) \cdot P_{\bar{a}} \cdot \hat{E}_{\bar{n}} \cdot S_{\bar{a}} \cdot R_{\bar{a}}}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2}$; $J_0(m)$ – функция Бесселя первого рода от аргумента m ;

$m = \Delta\omega_d/\Omega$ – индекс частотной модуляции; $\Delta\omega_d$ – девиация частоты измерительного генератора; Ω – частота модуляции.

При изменении добротности РИП $\delta Q_i = Q_{i1} - Q_{i2}$:

$$\delta U_{\bar{a}}^{2\Omega} \approx \dot{A}_0 \cdot 2 \frac{(\Delta\omega_d)^2}{\omega_0^2} (Q_{i1}^2 - Q_{i2}^2) \quad (12)$$

и, соответственно,

$$\frac{\delta U_{\bar{a}}^{2\Omega}}{U_{\bar{a}}^{2\Omega}} \approx \frac{(Q_{i1}^2 - Q_{i2}^2)}{Q_{i1}^2}. \quad (13)$$

При $Q_{n1} \sim Q_{n2}$ или $\delta Q_n \ll Q_{n1}, Q_{n2}$

$$\frac{\delta U_{\bar{a}}^{2\Omega}}{U_{\bar{a}}^{2\Omega}} \approx \frac{2\delta Q_i}{Q_{i1}} \quad \text{или} \quad \frac{\delta Q_i}{Q_{i1}} \approx \frac{\delta U_{\bar{a}}^{2\Omega}}{2U_{\bar{a}}^{2\Omega}}. \quad (14)$$

Величину относительного изменения добротности также как для $\delta f/f_0$ (10) можно нормировать по калиброванному изменению добротности для эталонного объекта исследования.

Особенностью рассматриваемых схем формирования сигналов является то, что автоподстройка частоты измерительного СВЧ генератора и работа в режиме совмещения его частоты с резонансной частотой РИП позволяют снизить влияние на информационный сигнал шумов, обусловленных частотными флуктуациями генератора, использование информационного сигнала на частоте 2Ω позволяет уменьшить составляющую шума детектора, пропорциональную $1/f$, а селективное усиление – полосу усиливаемых шумов.

Оценим величины сигналов на детекторе, соответствующие измеряемым значениям δf и δQ для рассмотренной схемы.

При $\beta = \beta_1 = \beta_2 = 0,5$; $P_c \approx 1$ мВт; $K_c \approx 0,9$; $J_0^2(m) \approx 0,96$ (при $m = 0,3$); $S_0 \sim 1$ мА/мВт; $R_0 \sim 10^3$ Ом для амплитудного коэффициента A_0 (3), (4) получим соответственно $\sim 0,215$ В.

Сигнал ошибки на постоянном токе, связанный с величиной δf , будет пропорционален $(2Q_i \Delta\omega_d / \omega_0)^2$. Оценивая эту величину при $Q_n \sim 10^3$, $\omega_0 \approx 2\pi \cdot 10^{10}$, $\Delta\omega_d \approx 2\pi \cdot 5 \cdot 10^3$ получим $\delta U_f \sim 2,0 \cdot 10^{-7}$ В.

Такого же порядка величину можно получить для U_Q (12), а для δU_Q соответственно $U_Q(\Delta Q/Q)$ В (14) на частоте 2Ω .

Видно, что сигналы $\delta U^{2\Omega}$ при сканировании недостаточно велики для обеспечения высокой чувствительности по неоднородности $\text{tg}\delta$ и связанных с ним других параметров объекта (фотопроводимость, время жизни носителей и т.п.). Увеличение их возможно при увеличении девиации частоты (12), но это, в свою очередь, ведет к нежелательным искажениям информационных сигналов за счет увеличения шумов, обусловленных частотными флуктуациями сигнала генератора, ухудшению спектра ЧМ сигнала и разбалансировке системы АПЧ.

Оставляя схему, приведенную на рис.2 (нижний канал), практически неизменной можно величину $\delta f/f$ по-прежнему определять по величине сигнала подстройки частоты генератора с учетом формулы (9), а формирование сигнала $\delta Q/Q$ осуществлять по изменению коэффициента передачи РИП в резонансе.

При этом система АПЧ по РИП используется для поддержания равенства частот измерительного генератора и РИП, а информационный сигнал сканирования получается из вариации амплитуды сигнала, проходящего через РИП и детектируемого детектором 5.

Для сигнала на выходе с учетом (4) и равенства коэффициентов связи ($\beta = \beta_1 = \beta_2$) можно записать

$$U_0 = A_0 \left(\frac{2\beta}{1+2\beta} \right)^2 \frac{P_{\dot{a}\ddot{o}} - \mathcal{D}_{i\dot{i}\ddot{o}. \delta}}{\mathcal{D}_{\dot{a}\ddot{o}}}, \quad (15)$$

где $P_{\text{вх}}$ – мощность входного сигнала; $P_{\text{ном.р}}$ – мощность потерь в резонаторе (РИП).

В случае появления дополнительных потерь, связанных со сканируемым образцом $\Delta P_{\text{обр}}$, выражение (15) можно переписать в виде

$$U_1 = A_0 \left(\frac{2\beta}{1+2\beta} \right)^2 \frac{P_{\dot{a}\ddot{o}} - (\mathcal{D}_{i\dot{i}\ddot{o}. \delta} + \Delta \mathcal{D}_{i\dot{i}\ddot{o}})}{\mathcal{D}_{\dot{a}\ddot{o}}}. \quad (16)$$

Используя выражения (15) и (16) можно получить

$$\frac{\Delta U}{U_0} = \frac{U_0 - U_1}{U_0} = \frac{(\mathcal{D}_{i\dot{i}\ddot{o}. \delta} + \Delta \mathcal{D}_{i\dot{i}\ddot{o}}) - \mathcal{D}_{i\dot{i}\ddot{o}. \delta}}{\mathcal{D}_{i\dot{i}\ddot{o}. \delta}} = \frac{Q_0 - Q_1}{Q_1} = \frac{\Delta Q}{Q_1}, \quad (17)$$

где Q_0 , Q_1 – соответствующие добротности РИП.

Из выражения (17) можно получить следующие соотношения:

$$\frac{\Delta U + \delta U}{U_0} = \frac{\Delta U}{U_0} \left(1 + \frac{\delta U}{\Delta U} \right) = \frac{\Delta Q + \delta Q}{Q_1} = \frac{\Delta Q}{Q_1} \left(1 + \frac{\delta Q}{\Delta Q} \right), \quad (18)$$

$$\frac{\delta U}{\Delta U} = \frac{\delta Q}{\Delta Q}, \quad (19)$$

где ΔU – изменение амплитуды выходного сигнала, соответствующее заданному изменению добротности ΔQ ; δU – изменение амплитуды выходного сигнала, соответствующее изменению величины добротности РИП δQ при сканировании.

Видно, что в этом варианте измерительной системы информационный сигнал, связанный с величиной δQ , будет значительно больше, чем в первом случае.

Третий вариант формирования сигналов сканирования $\delta f/f$ и $\delta Q/Q$ реализуется на основе схемы, приведенной на рис. 2.

Оставив в качестве задающего СВЧ генератор с системой АПЧ по РИП, предлагается использовать формирование сигнала $\delta Q/Q$ по изменению напряжения удвоенной частоты модуляции при настройке на частоту резонанса РИП, а $\delta f/f$ определять по изменению коэффициента передачи дополнительного высокодобротного резонатора, используемого как дискриминатор. Для этого его рабочая точка должна находиться в точке максимальной крутизны АЧХ.

Определение величины δQ осуществляется с помощью одного из каналов схемы, который представляет собой фактически измеритель, описанный выше.

Второй канал используется для преобразования изменений частоты генератора, происходящих при отслеживании системой АПЧ изменений частоты РИП, в пропорциональные изменения амплитуды, которые фиксируются с помощью детектора 15. Для этого в канал включается настраиваемый высокодобротный резонатор 14.

Значение частоты, соответствующей максимальному преобразованию изменений частоты в изменения амплитуды, можно определить для АЧХ настраиваемого резонатора при анализе первой и второй производных его передаточной функции по обобщенной расстройке. Экспериментально настройка на рабочую точку резонатора 14 осуществляется по максимальной величине сигнала на частоте модуляции системы АПЧ, фиксируемой с помощью детектора 15.

Для второго канала измерительной схемы в случае настройки дополнительного резонатора 14 на максимальное преобразование изменений частоты в изменения амплитуды (выполняется при $a = 1$) можно получить

$$U_{\dot{a}} \cong \dot{A} \frac{4}{\left[1 + \left(1 \pm \frac{2Q_i \Delta\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^{3/2}} \left(1 \pm \frac{2Q_i \Delta\omega}{\omega_0}\right), \quad (20)$$

где ω_0 – значение резонансной частоты настраиваемого резонатора; $\Delta\omega$ – изменение частоты измерительного генератора в результате срабатывания системы АПЧ на изменение частоты РИП.

При $\Delta\omega \ll \omega_0$ из (20) можно получить

$$U_{\dot{a}} \cong \frac{\dot{A}}{2} \left(1 \mp \frac{4Q_i \Delta\omega}{\omega_0}\right). \quad (21)$$

Соответственно

$$\frac{\delta U_{\dot{a}}}{U_{\dot{a}}} = \frac{\delta\omega}{\Delta\omega} = \frac{\delta f}{\Delta f}. \quad (22)$$

Оценим величины сигналов на детекторе, соответствующие измеряемым значениям δf и δQ для рассмотренных схем.

Для второго варианта измерительной схемы при тех же технических параметрах, что и в первом случае, получим также $\delta U_f \sim 2,0 \cdot 10^{-7}$ В, $\delta U_Q \sim 5 \cdot 10^{-2} \cdot (\Delta Q/Q)$ В (15-17).

В третьем варианте измерительной схемы сигнал, пропорциональный δU_Q , будет порядка $2,0 \cdot 10^{-7}$ В при использовании для анализа сигнала удвоенной частоты модуляции (как в первом варианте) и $\sim 5 \cdot 10^{-2} \cdot (\Delta Q/Q)$ В при анализе изменения величины коэффициента передачи (второй вариант измерительной схемы), а сигнал $\delta f \sim 0,4 \cdot 10^{-4}$ В (21).

Работоспособность рассмотренных схем с использованием системы АПЧ измерительного генератора по РИП проверялась на макете микроволнового микроскопа с РИП трехсантиметрового диапазона. Были получены значения амплитуд информационных сигналов от 10^{-7} В до 10^{-5} В в зависимости от изменений резонансной частоты и добротности РИП и применяемой схемы измерения, что соответствует проведенным оценкам. Система АПЧ устойчиво работала при изменениях резонансной частоты РИП до 10 МГц.

Выводы

Таким образом, видно, что третья схема позволяет получать на детекторе амплитуды сигналов, значительно превышающие аналогичные сигналы в первой схеме и сигнал, соответствующий δf в первой и второй. Однако реализация такой схемы требует включения дополнительных элементов (разветвитель на два канала, согласующие устройства, дополнительный настраиваемый резонатор, детектор). Кроме того, поскольку информационные сигналы формируются на постоянном токе, на них будут дополнительно накладываться собственные $1/f$ шумы детектора, а для их усиления необходимо использование усилителей постоянного тока, также добавляющих шумы, усиливаемые в полосе частот, в полезный сигнал.

Использование информационных сигналов на частотах модуляции позволяет уменьшить вклад шумов за счет селективного усиления и выбора частоты модуляции. Амплитуда информационных сигналов на частотах модуляции может быть повышена на два-три порядка за счет увеличения девиации частоты, однако это, в свою очередь, может привести к ухудшению спектральных характеристик сигнала измерительного генератора за счет увеличения индекса ЧМ.

Особенностью всех трех схем является также то, что информационные сигналы сканирования будут индицироваться на детекторе при одновременном присутствии сигнала постоянной составляющей порядка 0,2 В, которая, в свою очередь, будет определять положение рабочей точки детектора и может регулироваться изменением мощности измерительного генератора с помощью аттенуаторов.

Список литературы: 1. Microwave Electronics. Measurements and Materials Characterization / L.F. Chen, C.K. Ong, C.P. Neo et al. – John Wiley & Sons, Ltd., 2004. - 537p. 2. Rosner B. High-frequency near-field microscopy / B. Rosner, D.V. Van der Weide // Review of Scientific Instruments. – 2002. – v.73, N7. – P. 2505–2525. 3. Менде Ф.Ф. Сверхпроводящие и охлаждаемые резонансные системы / Ф.Ф. Менде, И.Н. Бондаренко, А.В. Трубицын – К.: Наукова думка, 1976. – 272с. 4. Масолов В. Методы и средства измерения добротности СВЧ резонаторов / В. Масолов, В. Константинов // Образцовые и высокоточные средства измерений., Обз. инф. – Госкомитет СССР по управлению качеством – 1990. –№2 – С. 1–48. 5. Кудряшов С.А. Панорамный метод измерения добротности резонаторов / С.А. Кудряшов, А.А. Никитин // Электронная техника, сер. Электроника СВЧ. – 1991. – вып. 1 (435). – С. 54–55. 6. Petersan P.J. Measurement of resonant frequency and quality factor of microwave resonators: Comparison of methods. / P.J. Petersan, M. Anlage // Journal of Applied Physics. – 1998. – v. 84, N6 – P. 3392–3402. 7. Альтман Дж. Устройства СВЧ / Дж. Альтман. – М.: Мир., 1968. – 487с. 8. Steinhauer D.E. Quantitative imaging of sheet resistance with a scanning near-field microwave microscope / D.E. Steinhauer, C.P. Vlahacos, S.K. Dutta et al. // Appl. Phys. Lett. – 1998. – v. 72, N7. – P. 861–863. 9. Anlage S.M. Superconducting material diagnostics using a scanning near-field microwave microscope / S.M. Anlage, D.E. Steinhauer, C.P. Vlahacos et al. // IEEE Trans. on Appl. Superconductivity. – 1999, – v. 9, N2. – P. 4127–4132. 10. Imtiaz Atif. Effect of tip geometry on contrast and spatial resolution of near-field microwave microscope / Atif Imtiaz, S.M. Anlage // Journ. of Appl. Phys. – 2006. – 100, 044304.

Харьковский национальный

университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию