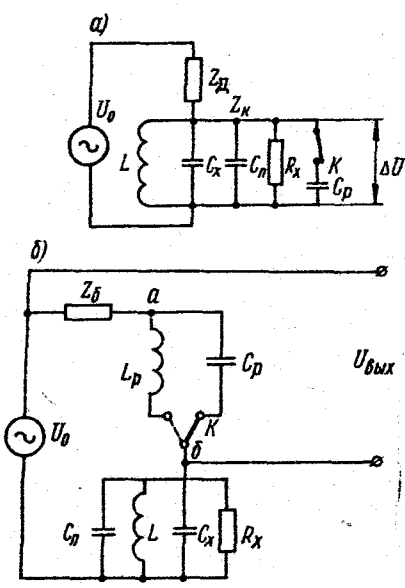
Записки Ленинградского ордена Ленина, ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени горного института им. Г.В.Плеханова, т. /XXУП, 1978 г.

ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОНТУРОВ С ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

В.Г.ВАЛЕЕВ, А.Ф.АВДЕЕВА



Измерительный узел

При контроле влажности материалов с большими диэлектрическими потерями обычно применяют схемы, позволяющие измерять составляющие комплексного сопротивления емкостного преобразователя. Наибольшей чувствительностью среди них отличаются мостовые измерители. Однако для установления баланса в них требуется регулирование величин двух элементов схемы, что усложняет устройство автоконтроля влажности. Поэтому представляют интерес схемы, измеряющие только реактивную составляющую сопротивления емкостного преобразователя с подстройкой одного элемента схемы.[x]

Измерительный узел (см.рисунок) представляет собой пассивный делитель напряжения. При манипуляции величины емкости в нижнем плече делителя модулируется величина амплитуды выходного напряжения циклической частоты ω . В момент баланса выполняется соотношение

$$\frac{1}{\omega L} - \omega\left(C_x + C_п + \frac{C_р}{2}\right) = 0 \ , \qquad (I)$$

а модуль сопротивления нижнего плеча делителя не зависит от положения ключа K . Состояние баланса согласно (I) сохраняется при любых значени-

[x] Л.В. Каменев, А.М. Левин, В.А. Митрофанов. Измерение емкости конденсаторов с большими потерями. – Измерительная техника, 1968, № 8.

Достижения и перспективы работы в области разработки приборов и методов измерения влажности твердых, жидких и газообразных веществ. Тезисы докладов У Всесоюзной научно-технической конференции. Кутаиси, СКБ „Проектприбор", 1973.

ях активной проводимости преобразователя $R_д$. На нижнем плече амплитуда огибающей высокочастотных колебаний

$$\Delta u_1 = \frac{u_0}{\left[\left(1+\frac{R_д}{R_x}-\frac{\omega C_р R_д}{2}\right)+j\left(\frac{\omega C_р R_д}{2}-\frac{x_д}{R_x}\right)\right]} - \frac{u_0}{\left[\left(1+\frac{R_д}{R_x}+\frac{\omega C_р x_д}{2}\right)+j\left(\frac{x_д}{R_д}-\frac{\omega C_р R_д}{2}\right)\right]}, \qquad (2)$$

где $Z_д = R_д + jx_д$; $x_д$ – реактивная проводимость преобразователя. Баланс схемы ($\Delta u_1 = 0$), как следует из (2), имеет место при $c_д = 0$. Чувствительность схемы

$$S_1 = \frac{\Delta u_1}{\Delta C_x} = \frac{u_0 \omega^2 C_р R_д^2}{\left[\left(1+\frac{R_д}{R_x}\right)^2+\left(\frac{R_д \omega C_р}{2}\right)^2\right]^{3/2}}. \qquad (3)$$

При модуляции индуктивности уравнение баланса имеет вид

$$\omega(C_x + C_п) - \frac{1}{2\omega L} = 0 .$$

Конденсатор в этом случае не требуется. Чувствительность определяется из соотношения

$$S_2 = \frac{\Delta u_2}{\Delta C_x} = \frac{u_0 R_д^2}{L\left[\left(1+\frac{R_д}{R_x}\right)^2+\left(\frac{R_д}{2\omega L}\right)^2\right]^{3/2}}. \qquad (4)$$

В случае модуляции частоты питающего напряжения баланс выполняется при

$$C_x - C_п - \frac{1}{\omega_1 \omega_2 L} = 0 ,$$

где ω_1 и ω_2 – значения циклической частоты питающего напряжения, последовательно во времени подаваемого на измерительный контур. Чувствительность

$$S_3 = \frac{\Delta u_3}{\Delta C_x} = \frac{2 u_0 R_д^2 (\omega_1 - \omega_2)^2}{\left[\left(1+\frac{R_д}{R_п}\right)^2+\frac{R_д^2(\omega_1-\omega_2)^2}{(\omega_1\omega_2 L)^2}\right]^{3/2}}. \qquad (5)$$

В результате сравнения чувствительностей рассмотренных схем видно, что (4) совпадает с (3) при $\omega C_р = 1/\omega L$, а (5) эквивалентно (3) при $\omega_1 C_р = 2/\omega_2 L$ и $\omega = \omega_1 - \omega_2$. Следовательно, принципиальных различий между этими схемами нет.

Оптимальные значения элементов измерительных схем можно получить из выражений (3)-(5), приравнивая нулю их производные от исследуемого параметра.

Амплитуда выходного сигнала меняется прямо пропорционально добротности контура в отличии от неоптимального режима, при котором выходной сигнал пропорционален квадрату добротности Q_x.

Для получения большей чувствительности при больших потерях в контуре необходимо, чтобы изменениям $R_д$ сопутствовала регулировка значений $C_р$.

При фиксированных $R_д$, $C_р$ вновь получаем квадратичную зависимость Δu от Q_x. Некоторое увеличение чувствительности можно получить, снимая выходное напряжение с сопротивления $R_д$.

Значительно большее увеличение обеспечивается в случае параметрической модуляции элементов, входящих в верхнее плечо делителя измерительной схемы (см.рисунок,б). При балансе схемы должно выполняться соотношение

$$\frac{\left|R_б + jx_б + j\omega L_р\right|}{\left|R_б + R_i + j\omega L_р + \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_x} + \dfrac{1}{j\omega L} + j\omega(C_п + C_x)}\right|} - \frac{\left|R_б - jx_б - j\dfrac{1}{\omega C}\right|}{\left|R_б + R_i - j\dfrac{1}{\omega C_р} + \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_x} + \dfrac{1}{j\omega L} + j\omega(C_п + C_x)}\right|} = 0, \qquad (6)$$

где R_i – внутреннее сопротивление источника питания $Z_б = R_б + jx_б$.

Из приведенного равенства следует необходимость выполнения соотношений:

$$\omega L_р = \frac{1}{\omega C_р} \; ; \quad x_б = 0 \; ; \quad \frac{1}{\omega L} = \omega (C_п + C_x) \; .$$

Сопротивление $R_б$ не влияет на состояние баланса схемы, чувствительность выше при $R_б = 0$. Если сигнал снимается с верхнего плеча делителя то чувствительность определяется по формуле

$$S = \frac{\Delta u}{\Delta C_x} = \frac{2Q^2\left(1 + \dfrac{C_п}{C_x}\right)k^2 u_0}{\left[k^2 + Q^2\left(1 - \dfrac{C_п}{C_x}\right)^2\right]^{3/2} C_x} \; , \qquad (7)$$

где $k = \dfrac{L_р}{L}$; $Q = \dfrac{1}{\operatorname{tg} б} = \omega C_x R_x$.

Максимальная чувствительность будет при выполнении равенства

$$k = \sqrt{2}\, Q \left(1 - \frac{C_п}{C_x}\right) .$$

Выражение (7) можно переписать в виде

$$S = \frac{\Delta u}{\Delta C_x} = \frac{4 u_0 Q}{3\sqrt{3}\, C_x} \; . \qquad (7^а)$$

При больших потерях в емкостном преобразователе точность измерения зависит от внутреннего сопротивления источника высокочастотного напряжения и величины R_x.

Для схемы, показанной на рисунке,а, когда $\dfrac{x_i}{x_р} \ll 1$, баланс выполняется при

$$\omega(C_п + C_x) - \frac{1}{\omega L_1} + \frac{\omega C_р}{2} + \frac{Z_i}{(R_e Z_д + R_i)R_x} = 0 ,$$

где x_i - реактивная составляющая комплексного сопротивления источника при последовательной эквивалентной схеме.

В уравнение баланса входит R_x , следовательно, при изменении потерь в преобразователе появится ошибка измерения ΔC_x . При изменении R_x от R_{x_0} до ∞ ошибка в измерении емкости

$$|\Delta C| = \frac{x_i}{\omega R_{x_0}(R_e Z_д + R_i)} .$$

Небольшие паразитные емкости могут приводить к большим ошибкам. Например, при $R_x = R_i = R_e Z_б = 100$ Ом, $f = 1{,}5 \cdot 10^6$ Гц и 50 пФ шунтирующей R_i паразитной емкости абсолютная ошибка измерения емкости преобразователя

$$\Delta C_x = \frac{1}{\omega^2 C(R_i + R_e Z_б)R_x} .$$

Для снижения влияния активных потерь емкостного преобразователя необходимо в цепь делителя включить последовательно компенсирующее реактивное сопротивление, знак которого противоположен знаку x_i .

Для схемы, приведенной на рисунке,а,уравнение баланса принимает вид

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega(C_п + C_x)} \pm 2x_i = 0 .$$

Зависимость от сопротивления преобразователя и внутреннего сопротивления источника, как видно, снимается. Однако обычно неизвестна величина x_i и расчет элементов измерительной схемы затруднен.

Из изложенного выше следует, что схема, показанная на рисунке,б,имеет сравнительно высокую чувствительность и меньшую зависимость от сопротивления источника высокочастотного напряжения и сопротивления преобразователя.

Однако индуктивность $L_р$ и емкость $C_р$ имеют разные добротности и, следовательно, модулируется также активное сопротивление в верхнем плече делителя измерительной схемы, что приводит к дополнительной погрешности влагомера.

Кроме того, при использовании для параметрической модуляции контактного вибропреобразователя в момент, когда якорь находится между электродами, формируются паразитные сигналы, амплитуда которых может во много раз превышать полезный сигнал.

В связи с этим целесообразно видоизменить традиционную электрическую схему верхнего плеча делителя между точками $а$ $б$, заменив ее на цепочку из последовательных индуктивности L_1 и коммутируемых емкостей C_1 , C_2 . При этом

$$L_p = L_1\left[1 - \frac{1}{\omega^2(C_1+C_2)L_1}\right]; \quad C_p = C_2\frac{1}{1-\omega^2 L_1 C_2}.$$

Использование такой цепочки во влагомере угольного отсева повысило точность измерения и значительно упростило его схему.