

3.3. Мостовые схемы

Как отмечалось выше, мостовые схемы позволяют исключить постоянную составляющую измеряемого напряжения. Мостовая схема представляет собой двойной потенциометр с дифференциальным включением.

Рассмотрим вопросы линейризации характеристик мостовых схем и компенсации влияющих величин.

Преимущества мостовых схем — в большей, чем присущей потенциометрическим измерительным схемам, точности и меньшей чувствительности к шумам и дрейфу параметров источника питания. Эти основные достоинства мостов можно показать на примере резистивного моста (рис. 3.12).

С учетом флуктуаций Δe э.д.с. e_{s0} источника напряжения в точках A и B диагонали моста равны

$$v_A = e_{s0} \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_1 + R_{c0} + \Delta R_c} + \Delta e \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_1 + R_{c0} + \Delta R_c},$$

$$v_B = e_{s0} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \Delta e \frac{R_4}{R_3 + R_4}.$$

В положении равновесия моста

$$\frac{R_{c0}}{R_1 + R_{c0}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}, \quad v_A = v_B.$$

Выходное напряжение v_m , представляющее собой разность напряжений $v_A - v_B$, определяется выражением

$$v_m = e_{s0} \left(1 + \frac{\Delta e}{e_{s0}} \right) \frac{R_1 \Delta R_c}{(R_1 + R_{c0} + \Delta R_c)(R_1 + R_{c0})}.$$

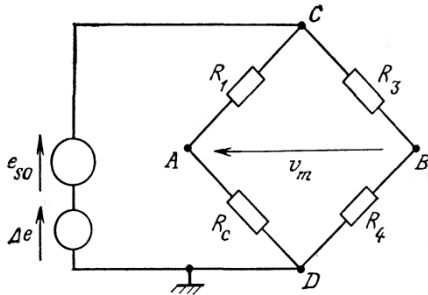


Рис. 3.12. Резистивный мост.

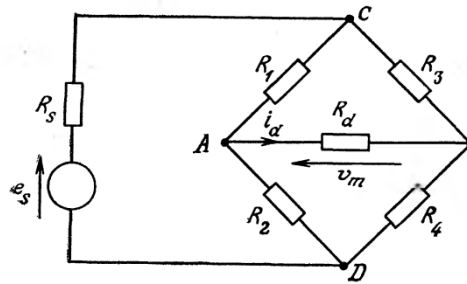


Рис. 3.13. Мост Уитстона.

Сравнение с потенциометрической схемой (разд. 3.2.3) показывает, что влияние флуктуаций Δe на выходное напряжение в мостовой схеме существенно уменьшается, если $\Delta R_c \ll R_{c0}$.

3.3.1. Измерение сопротивлений мостом Уитстона

Условия равновесия и разбаланса. Общая схема моста Уитстона показана на рис. 3.13. Э.д.с. $e_s = e_{s0} + \Delta e$, R_s — внутреннее сопротивление источника, R_d — входное сопротивление устройства, измеряющего ток или напряжение разбаланса в диагонали моста. По уравнениям Кирхгофа можно определить ток i_d в диагонали моста

$$i_d = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{\{R_1 R_4 (R_2 + R_3) + R_2 R_3 (R_1 + R_4) + R_s (R_1 + R_3) (R_2 + R_4) + R_d (R_1 + R_2) (R_3 + R_4) + R_s R_d (R_1 + R_2 + R_3 + R_4)\}}.$$

Мост находится в равновесии, когда $v_A = v_B$, при этом $i_d = 0$, что обусловлено соотношением

$$R_1 R_4 = R_2 R_3.$$

Условие равновесия зависит только от сопротивления плеч моста, оно не зависит от внутреннего сопротивления источника питания и входного сопротивления прибора, измеряющего ток или напряжение в диагонали.

Обычно мост питают источником, внутреннее сопротивление которого мало: $R_s \ll R_1, R_2, R_3, R_4, R_d$. В идеальном случае $R_s = 0$ выражение для i_d упрощается:

$$i_d = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 R_4 (R_2 + R_3) + R_2 R_3 (R_1 + R_4) + R_d (R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}.$$

Когда измерительное устройство (осциллограф, вольтметр или усилитель) имеет большое входное сопротивление $R_d \gg R_1, R_2, R_3, R_4$, имеем

$$i_d = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_d (R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}$$

и

$$v_m = R_d i_d = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}.$$

В последующем изложении материала будем исходить из этих соотношений.

Мост Уитстона представляет собой двойной потенциометр; его чувствительность максимальна в положении равновесия, когда $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$.

Для упрощения измерений часто выбирают сопротивления плеч моста одинаковыми: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0$.

При одновременном изменении сопротивлений всех плеч моста

$$\begin{aligned} R_1 &= R_0 + \Delta R_1, & R_2 &= R_0 + \Delta R_2, \\ R_3 &= R_0 + \Delta R_3, & R_4 &= R_0 + \Delta R_4 \end{aligned}$$

напряжение разбаланса будет определяться соотношением

$$v_m = e_s \frac{R_0 (\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4) + \Delta R_2 \Delta R_3 - \Delta R_1 \Delta R_4}{4R_0^2 + 2R_0 (\Delta R_1 + \Delta R_2 + \Delta R_3 + \Delta R_4) + (\Delta R_1 + \Delta R_2) (\Delta R_3 + \Delta R_4)}.$$

В этом случае напряжение разбаланса является нелинейной функцией вызвавших его изменений сопротивлений плеч моста. Если переменным является только одно сопротивление, например, R_2 , то

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_2}{R_0} \frac{1}{1 + \Delta R_2 / 2R_0}.$$

На рис. 3.14, а представлена диаграмма отношения v_m/e_s в функции относительного изменения $\Delta R/R_0$ одного из сопротивлений моста, первоначально находившегося в положении равновесия. Эта зависимость линейна в относительно узком диапазоне изменения R_0 в обе стороны от положения равновесия (рис. 3.14, б). Когда сопротивление R_s того же порядка, что

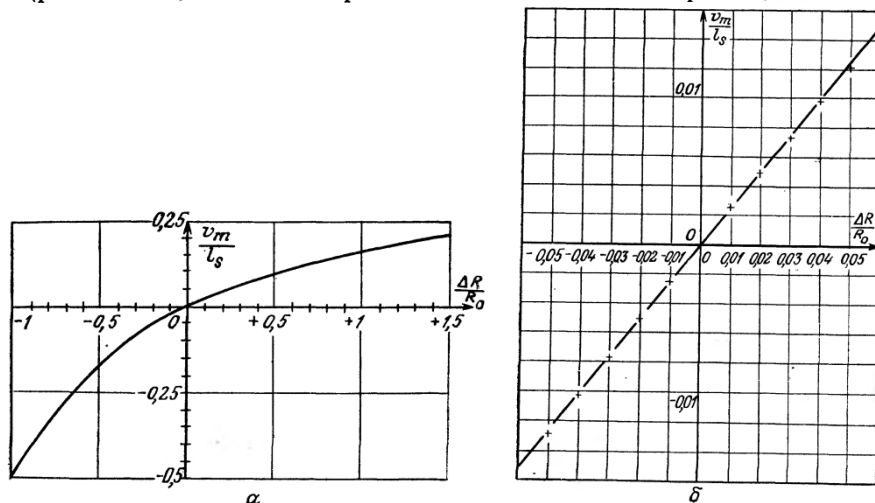


Рис. 3.14. Диаграммы зависимости напряжения разбаланса моста в функции относительных вариаций сопротивления одного из плеч.

В случае, когда мост питается источником тока, внутреннее сопротивление такого источника намного больше сопротивлений плеч моста. С учетом тока источника $i_s = e_s/R_s$ напряжение раз-

Если в мосте с источником тока изменяется только одно из сопротивлений, например, R_2 , имеем

$$v_m = \frac{i_s}{4} \Delta R_2 \frac{1}{1 + \Delta R_2/4R_0}.$$

Сравнение последнего выражения с выражением для напряжения разбаланса моста, питаемого источником напряжения, показывает преимущество питания источником тока, так как при этом уменьшается нелинейность характеристики преобразования схемы.

Линеаризация характеристики преобразования и компенсация воздействия влияющих величин. Работа на малом участке характеристики. Мост из четырех одинаковых сопротивлений R_0 , вариации которых малы, $\Delta R_1, \Delta R_2, \Delta R_3, \Delta R_4 \ll R_0$, с точностью до величин второго порядка линеен близ положения равновесия:

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4}{R_0}.$$

Это соотношение отражает очень важное свойство моста, у которого все плечи в положении равновесия одинаковы: идентичные изменения сопротивлений в двух смежных плечах не приводят к разбалансу моста. Данное свойство позволяет компенсировать воздействия на результаты измерений влияющих величин, в том числе температурных изменений сопротивлений подводных проводов (трехпроводная схема).

Для этой цели используют два датчика, на один из которых воздействуют как измеряемая, так и влияющая величины, а второй, компенсационный, идентичный первому, подвергается воздействию только влияющей величины. Пусть $R_2 = R_0 + \Delta R_2$ — сопротивление измерительного датчика, причем $\Delta R_2 = S_g \Delta g + S \Delta m$, где S_g и S — чувствительности к влияющей и измеряемой величинам соответственно, определяемые как в разд. 3.2.1; R_1 — сопротивление компенсационного датчика, $R_1 = R_0 + \Delta R_1$, $\Delta R_1 = S_g \Delta g$, а R_3 и R_4 — постоянные сопротивления, равные R_0 . В этом случае выходное напряжение разбаланса

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{S \Delta m}{R_0}.$$

Как видно из формулы, v_m не зависит от влияющей величины g .

Чувствительность схемы может быть удвоена, если поместить одинаковые датчики в двух противолежащих ветвях:

$$R_2 = R_0 + \Delta R_2, \text{ где } \Delta R_2 = S_g \Delta g + S \Delta m,$$

$$R_3 = R_0 + \Delta R_3, \text{ где } \Delta R_3 = S_g \Delta g + S \Delta m,$$

и два идентичных компенсационных датчика в двух остальных плечах:

$$R_1 = R_0 + \Delta R_1, \text{ где } \Delta R_1 = S_g \Delta g,$$

$$R_4 = R_0 + \Delta R_4, \text{ где } \Delta R_4 = S_g \Delta g.$$

Напряжение разбаланса в этом случае определяется как

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{S \Delta m}{R_0}.$$

Дифференциальное включение датчиков. Если плечи моста образованы из четырех одинаковых датчиков, изменения сопротивлений которых в смежных плечах попарно противоположны,

$$\Delta R_1 = -\Delta R_2 \quad \text{и} \quad \Delta R_4 = -\Delta R_3,$$

то напряжение разбаланса строго линейно зависит от изменений этих сопротивлений:

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\Delta R_2 + \Delta R_3}{R_0},$$

и при $\Delta R_2 = \Delta R_3 = \Delta R_4$

$$v_m = e_s (\Delta R / R_0).$$

Если два плеча моста образованы резисторами с постоянными сопротивлениями $R_0 = R_3 = R_4$, а два других плеча содержат идентичные датчики, изменения сопротивлений которых равны и противоположны по знаку, т. е.

$$\Delta R_1 = -\Delta R_2 \quad \text{и} \quad \Delta R_3 = \Delta R_4 = 0$$

(последовательно-симметричный мост), то напряжение его разбаланса

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\Delta R_2}{R_0}.$$

Если применяемые датчики имеют нелинейные характеристики, то равные по величине и противоположные по знаку приращения измеряемой величины уже не вызовут равных по величине и противоположных по знаку изменений сопротивлений датчиков. Рассмотрим последовательно-симметричный мост, в котором оба датчика имеют квадратичную характеристику. Датчик с сопротивлением R_2 воспринимает приращение Δm измеряемой величины, вызывающее изменение его сопротивления ΔR_2 , причем

$$\Delta R_2 = \alpha \Delta m + \beta (\Delta m)^2.$$

Воздействие на датчик с сопротивлением R_1 приращения Δm измеряемой величины вызывает приращение ΔR_1

$$\Delta R_1 = \alpha (-\Delta m) + \beta (\Delta m)^2.$$

Напряжение разбаланса при использовании линейных датчиков, определяющееся выражением

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_2 - \Delta R_1}{R_0} \frac{1}{1 + (\Delta R_1 + \Delta R_2) / 2R_0},$$

для этого частного случая запишется в виде

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\alpha \Delta m}{R_0} \frac{1}{1 + \beta (\Delta m)^2 / R_0}.$$

Или, если выполняется обычно легко выполняемое условие $\frac{\beta (\Delta m)^2}{R_0} \ll 1$, то

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\alpha \Delta m}{R_0}.$$

Напряжение разбаланса является квазилинейной функцией приращений измеряемой величины. Таким образом, дифференциальное включение датчиков позволяет линейаризовать характеристику преобразования мостовой схемы даже в случаях нелинейности характеристик датчиков. Однако при воздействии влияющих величин на дифференциально включенные датчики полная компенсация этих воздействий оказывается невозмож-

Линеаризация характеристики преобразования мостовой схемы выбором потенциометрического соотношения плеч. Мост строят, выбирая для каждого из образующих его ветви потенциометров соотношение сопротивлений $M > 1$. В состоянии равновесия схемы

$$R_1 = MR_0 \text{ и } R_2 = R_0, \\ R_3 = MR_0 \text{ и } R_4 = R_0.$$

Если сопротивление датчика, скажем R_2 , изменяется на ΔR , то измерительное напряжение разбаланса

$$v_m = \frac{M}{(M+1)^2} e_s \frac{\Delta R}{R_0} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{(M+1)R_0}}.$$

По сравнению с равноплечим мостом, где $M=1$, член соотношения, характеризующий нелинейность, уменьшился в $(M+1)/2$ раз; что же касается чувствительности, то она уменьшилась в $(M+1)^2/4M$ раз. Компенсацию воздействия влияющей величины можно осуществить включением компенсационного датчика с сопротивлением R_4 , идентичного измерительному датчику с сопротивлением R_2 в этой ветви.

Компенсация действия влияющих величин.

линейности характеристик датчиков. Однако при воздействии влияющих величин на дифференциально включенные датчики полная компенсация этих воздействий оказывается невозможной. В этом случае для схемы моста с четырьмя идентичными датчиками имеем

$$\Delta R_1 = -S \Delta m + S_g \Delta g, \quad \Delta R_2 = S \Delta m + S_g \Delta g, \\ \Delta R_3 = S \Delta m + S_g \Delta g, \quad \Delta R_4 = -S \Delta m + S_g \Delta g,$$

и общее выражение для v_m приводится к виду

$$v_m = e_s \frac{S \Delta m}{R_0} \frac{1}{1 + S_g \Delta g / R_0}.$$

Напряжение v_m пропорционально изменениям только измеряемой величины, но чувствительность S_a схемы ($S_a = v_m / \Delta m$) зависит от влияющей величины g из-за непостоянства чувствительности S_g датчика при воздействии величины g .

Чаще всего влияющей величиной является температура; при этом $\Delta g = \Delta T = T - T_0$, где T_0 — температура при равновесии моста, когда сопротивление каждого датчика равно R_0 , $S_g = \Delta R / \Delta T = \alpha_R R_0$, α_R — температурный коэффициент сопротивления датчика. В этом случае напряжение разбаланса

$$v_m(T) = e_s \frac{S(T) \Delta m}{R_0 (1 + \alpha_R \Delta T)} = e_s \frac{S(T)}{R(T)} \Delta m.$$

Минимизировать влияние температуры T на чувствительность схемы можно, включив последовательно с источником питания температурно-зависимые резисторы с сопротивлением $R_s/2$, вариации которых с температурой изменяют напряжение питания V моста таким образом, что чувствительность всей схемы остается постоянной (рис. 3.15, а). Если пренебречь сопротивлением источника, то, в соответствии с изложенным в разд. 3.3.1, напряжение v_m будет определяться выражением

$$v_m = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_s(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)},$$

или

$$v_m = V \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}.$$

После преобразований получим

$$V = e_s R_{\text{эКВ}} / (R_s + R_{\text{эКВ}}),$$

где $R_{\text{эКВ}}$ — эквивалентное сопротивление моста,

$$R_{\text{эКВ}} = \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}.$$

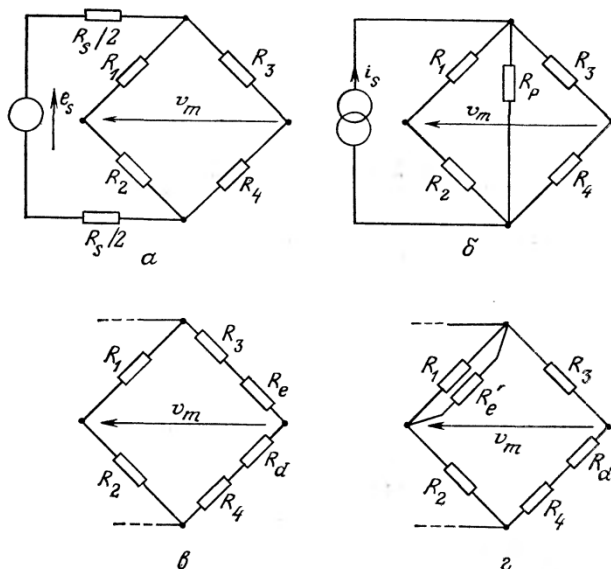


Рис. 3.15. Мостовые схемы с коррекцией влияния температуры.

При питании моста источником тока влияние температурных изменений компенсируют температурно-зависимым резистором с сопротивлением R_p , включаемым в параллель диагонали с источником питания (рис. 3.15, б).

Менее точную компенсацию обеспечивает включение резисторов R_s и R_p , сопротивления которых не зависят от температуры.

Сопротивления выбирают такими, чтобы чувствительность схемы не изменялась в заданном температурном диапазоне.

Статические (в отсутствие внешних воздействий) сопротивления датчиков в четырех плечах моста, так же, как и их температурные коэффициенты, никогда не оказываются строго идентичными. Поэтому даже в отсутствие измеряемой величины наблюдается отличное от нуля напряжение разбаланса, изменяющееся в функции температуры, которое именуют как сдвиг (или дрейф) нуля. Когда измеряемая величина изменяется, этот сдвиг алгебраически суммируется с напряжением разбаланса, обусловленным воздействием измеряемой величины.

Коррекция дрейфа нуля, в том числе обусловленного температурой, осуществляется с помощью двух резисторов, включаемых в два плеча моста (рис. 3.15, в и г):

а) резистор с сопротивлением R_d , зависящим от T , включают последовательно, и его температурные отклонения противоположны по знаку рабочим отклонениям температур;

б) резистор с сопротивлением R_e , не зависящим от температуры, включают последовательно, или резистор R_e' , включаемый параллельно, предназначены для начального уравновешивания моста при температуре T_0 .

Более простой, но менее точный способ коррекции состоит в использовании двух постоянных резисторов R_e и R_d ; их сопротивления выбирают такими, чтобы скомпенсировать сдвиг нуля при температурах T_1 и T_2 , представляющих собой границы рабочего температурного диапазона.

Устранение влияния соединительных проводов. Когда датчик расположен на значительном расстоянии от мостовой схемы, то его подключают к ней двумя проводами, сопротивлениями R_f которых нельзя пренебречь по сравнению с сопротивлением R_c датчика. При первоначальном (до начала измерений) уравнивании моста проблем не возникает. Однако, так как оба провода составляют часть той же ветви моста, что и датчик, вариации их сопротивления ΔR_f , обусловленные, например, изменением температуры, накладываются на приращения ΔR_c датчика, что приводит к погрешности измерений.

Чтобы напряжение разбаланса моста оставалось с точностью до малых второго порядка независимым от вариаций сопротивления соединительных проводов, датчик к мосту подключают через три одинаковых провода, с равными сопротивлениями R_f , и располагают их один относительно другого так, чтобы вариации ΔR_f были одинаковы. При этом каждый провод включают в смежные ветви моста, с тем чтобы вариации сопротивления проводов были противоположны изменениям напряжения разбаланса.

При трехпроводной схеме включения датчика в мост третий провод подключают либо к источнику (рис. 3.16, а), либо к измерителю напряжения разбаланса (рис. 3.16, б).

В обоих случаях в равновесном состоянии

$$R_1 = R_0, \quad R_3 = R_0,$$

$$R_2 = R_4 = R_{c0} + R_{f0}, \quad R_4 = R'_{f0} + R_{f0},$$

причем $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$. Здесь R_c — сопротивление датчика.

В первой из схем (рис. 3.16, а) паразитная э.д.с. e_p самоиндукции, наводимая в проводе, прибавляется к э.д.с. e_s источника. Она не изменяет равновесия моста и не создает существенных помех измерениям при условии $e_p \ll e_s$.

Однако сопротивление R'_f провода прибавляется к сопротивлению R_s источника $R'_s = R_s + R'_f$, что может привести к снижению чувствительности моста, если R'_s не будет пренебрежимо мало по сравнению с R_0 (см. выше). Поэтому R'_f должно быть как можно меньшим, что достигается применением медных проводов.

Во второй схеме (рис. 3.16, б) сопротивление R'_f обычно мало по сравнению с входным сопротивлением измерительного прибора R_d , и при этом условии третий провод не влияет на чувствительность моста.

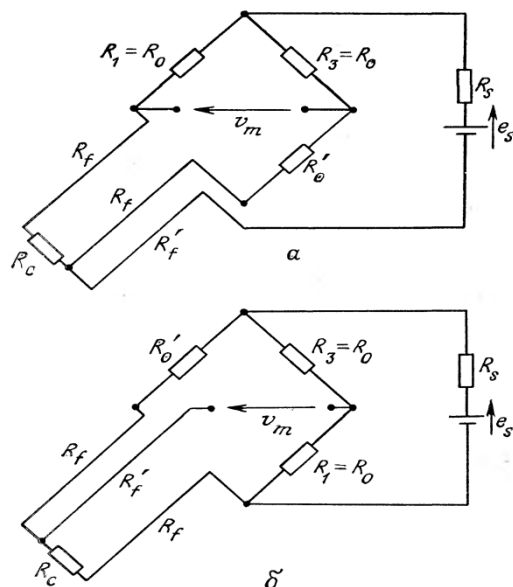


Рис. 3.16. Схемы трехпроводного включения датчика в мост.

Однако паразитная э.д.с. e_p самоиндукции в проводе создает на нем напряжение, которое прибавляется к измеряемому напряжению v_m разбаланса и создает погрешность измерений, если e_p не слишком мало по сравнению с v_m . По этой причине третий провод предпочитают присоединять к источнику питания либо используют компенсационную схему с двумя парами соединительных проводов (рис. 3.17). В последней датчик и два провода образуют плечо моста $R_2 = R_c + 2R_f$.

Другое плечо — R_4 — состоит из постоянного сопротивления R_0'' и двух одинаковых проводов, расположенных рядом друг с другом, при этом $R_4 = R_0'' + 2R_f$. В равновесном состоянии сопротивления плеч моста выбирают равными друг другу, и изменения ΔR_f сопротивлений всех соединительных проводов с точностью до малых второго порядка не влияют на v_m .

В схеме с тремя соединительными проводами сопротивление датчика точно известно только в случае, когда сопротивления проводов R_f и их вариации абсолютно идентичны. В этом случае значение входной измеряемой величины можно определить так называемым нулевым методом путем уравнивания

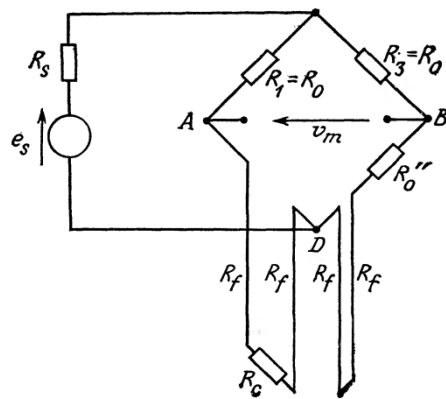


Рис. 3.17. Схема включения датчика в мост с двумя парами подводящих проводов.

Мостовые схемы формирования для емкостных и индуктивных датчиков.

3.3.2. Измерение импеданса датчиков и его параметров

Для измерения импеданса датчиков и его параметров — активного и реактивных сопротивлений и соответственно R , L и C — используют мосты переменного тока.

Электрическую схему замещения датчика, характеризуемого импедансом, можно представить двухполюсником с последовательным или параллельным соединением активного и реактивных сопротивлений, как это показано на рис. 3.19. Основные соотношения, которыми характеризуются двухполюсники, приведены на рис. 3.19, а и 3.19, б. Та или иная схема замещения выбирается в зависимости от вида рассеиваемой (теряемой) мощности на элементах двухполюсника. Если эти потери пропорциональны квадрату протекающего через двухполюсник тока I , что имеет место при наличии преобладающего активного сопротивления провода катушки индуктивности или утечки тока через конденсатор, т. е. теряется активная мощность на нагрев катушки или конденсатора, то датчик замещают последовательными схемами. Если потери пропорциональны квадрату напряжения на двухполюснике, что имеет место в случае диэлектрических потерь в конденсаторе или большой индуктивности катушки

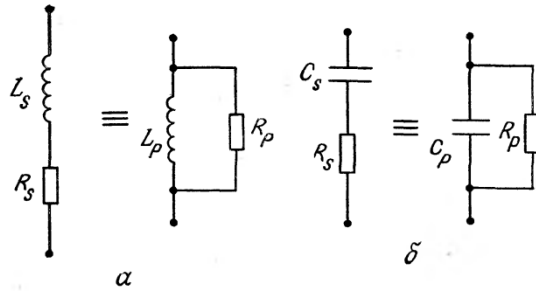


Рис. 3.19. Эквивалентные электрические схемы замещения датчиков.

α — индуктивный двухполюсник: $R_p = R_s(1+Q^2)$, $L_p = L_s(1+1/Q^2)$, $Q = \frac{L_s\omega}{R_s} = \frac{R_p}{L_p\omega}$ (Q — добротность катушки); δ — емкостной двухполюсник: $R_p = R_s \left(1 + \frac{1}{\text{tg}^2 \delta}\right)$, $C_p = C_s \frac{1}{1 + \text{tg}^2 \delta}$, $\text{tg} \delta = R_s C_s \omega = \frac{1}{R_p C_p \omega}$ (δ — угол диэлектрических потерь).

(потери реактивной мощности), то выбирают параллельную схему замещения.

Измерение параметров емкостного датчика. Диэлектрические потери в конденсаторе можно представить резистором с сопротивлением R_c , включенным параллельно с конденсатором емкостью C_c .

Принципиальная схема измерений с емкостным датчиком представляет собой так называемый мост Нернста (рис. 3.20). Импеданс датчика равен

$$Z_c = \frac{R_c}{1 + jR_c C_c \omega},$$

импеданс уравнивающего плеча определяется выражением

$$Z_e = \frac{R_e}{1 + jR_e C_e \omega}.$$

Условие равновесия моста: $Z_e = KZ_c$, т. е. $R_c = R_e/K$ и $C_c = KC_e$. Мост уравнивают при значении измеряемой величины m_0 , принимаемом за начальное. Когда m_0 изменяется на Δm , импеданс датчика меняется от Z_{c0} до $Z_{c0} + \Delta Z_c$. Тогда между точками A и B

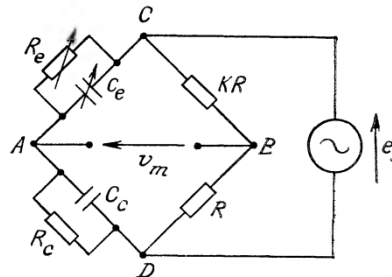


Рис. 3.20. Схема моста Нернста для измерения емкостного сопротивления.

в диагонали моста появляется напряжение разбаланса

$$v_m = e_s \frac{K}{(K+1)^2} \frac{\Delta Z_c}{Z_{c0}} \frac{1}{1 + \frac{\Delta Z_c}{(K+1)Z_{c0}}},$$

и если $\Delta Z_c \ll (K+1)Z_{c0}$, то с точностью до малых второго порядка

$$v_m = e_s \frac{K}{(K+1)^2} \frac{\Delta Z_c}{Z_{c0}}.$$

Выбирая $K=1$, получают максимальную чувствительность схемы. Кроме того, благодаря симметрии моста легче скомпенсировать воздействие влияющих величин. При этих условиях

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta Z_c}{Z_{c0}}.$$

Если датчик представляет собой конденсатор с воздушным диэлектриком, то потери пренебрежимо малы, и импеданс датчика носит емкостной характер. В этом случае резистор R_e для уравнивания моста можно не использовать. В таком мосте, известном как мост Саути (рис. 3.21), напряжение разбаланса равно

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{C_e - C_c}{C_e + C_c}.$$

Мост уравнивают при значении m_0 , принимаемом за начальное значение измеряемой величины, и устанавливают $C_e = C_{c0}$. Тогда при $m = m_0 + \Delta m$

$$C_e = C_{c0} + \Delta C \quad \text{и} \quad v_m = -\frac{e_s}{4} \frac{\Delta C}{C_{c0} (1 + \Delta C / 2C_{c0})}.$$

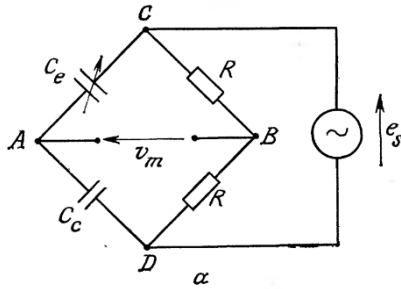


Рис. 3.21. Мост Саути.

Если $\Delta C / C_{c0} \ll 1$, то $v_m = -\frac{e_s}{4} \frac{\Delta C}{C_{c0}}$ с точностью до малых второго порядка.

Измерение параметров индуктивного датчика. В зависимости от того, как лучше представить потери в катушке датчика — последовательным или параллельным сопротивлением соответствующей схеме замещения, используют соответственно мост Максвелла (рис. 3.22, а) или мост Гэя (рис. 3.22, б).

Условие равновесия для обеих мостовых схем одно и то же:

$$Z_c Z_e = KR^2.$$

Для моста Максвелла

$$Z_c = R_c + jL_c\omega, \quad \text{а} \quad Z_e = R_e / (1 + jR_e C_e \omega),$$

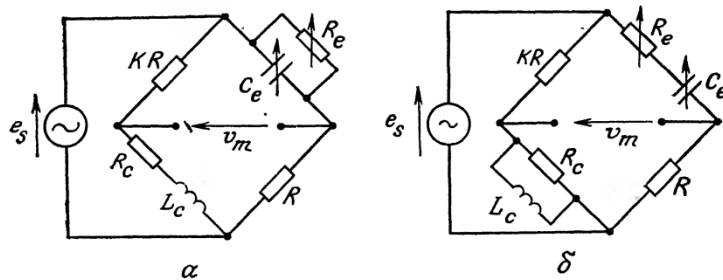


Рис. 3.22. Мостовые схемы для измерения индуктивных сопротивлений. а — мост Максвелла; б — мост Гэя.

а для моста Гэя

$$Z_c = \frac{jL_c R_c \omega}{R_c + jL_c \omega}, \quad Z_e = \frac{1 + jR_e C_e \omega}{jC_e \omega}.$$

Сопротивление и индуктивность датчика в функции значений параметров элементов моста определяются в обеих мостовых схемах как

$$R_c = KR^2 / R_e \quad \text{и} \quad L_c = KR^2 C_e.$$

Напряжение разбаланса в обеих схемах определяется выражением

$$v_m = e_s \frac{KR \Delta Z_c}{(KR + Z_{c0})^2} \frac{1}{1 + \Delta Z_c / (KR + Z_{c0})},$$

и если $|Z| \ll |KR + Z_{c0}|$, то с точностью до малых второго порядка

$$v_m = e_s \frac{KR \Delta Z_c}{(KR + Z_{c0})^2}.$$

Чувствительность указанных мостовых схем максимальна при $|Z_{c0}| = KR$, и, принимая $K=1$ и $R = |Z_{c0}|$, получим

$$v_m = e_s \frac{R \Delta Z_c}{(R + Z_{c0})^2}.$$

Если выбрать $KR \gg |Z_{c0}|$, то

$$v_m = \frac{e_s}{KR} \Delta Z_c.$$