

Аш.

Схемы формирования пассивных датчиков.

3.1. Общие характеристики схем формирования сигналов

3.1.1. Основные типы схем

Вариации импеданса Z_c пассивного (параметрического) датчика, связанные с изменениями измеряемой величины m , могут быть преобразованы в электрический сигнал путем включения датчика с источником напряжения e_s или тока i_s в измерительную схему. При этом измерительная схема характеризуется собственным импедансом Z_k , а измеряемая величина преобразуется либо в напряжение выходного электрического сигнала

$$v_m = e_s F(Z_k, Z_c),$$

как в случае потенциометрических и мостовых схем, либо в изменение частоты

$$f_m = G(Z_k, Z_c),$$

как в генераторных схемах.

Потенциометрическая схема (рис. 3.1, а) привлекает своей простотой, но ее главным недостатком является чувствительность к паразитным помехам; то же справедливо и для реостатной схемы с источником тока (рис. 3.1, б), при $Z_1 \ll Z_c$. В мостовой схеме, содержащей два делителя, дифференциальным включением датчиков удается существенно снизить влияние внешних факторов.

Когда в таких схемах формирования сигналов используют источник синусоидального напряжения e_s , то выходной сигнал схемы является результатом модуляции питающего напряжения сигналом Z_c . При этом для извлечения информации необходимо продетектировать, а затем отфильтровать выходной сигнал. Для выполнения этих операций желательно, чтобы частота источника по меньшей мере в 5 раз превосходила максимальную частоту изменения измеряемой величины. Однако если частота питающего напряжения относительно высока, то на погрешность измерений начинают заметно влиять реактивные сопротивления паразитных емкостей и индуктивностей и их необходимо учитывать при измерениях. В измерительных схемах на постоянном токе, когда датчик является чисто активным сопротивлением,

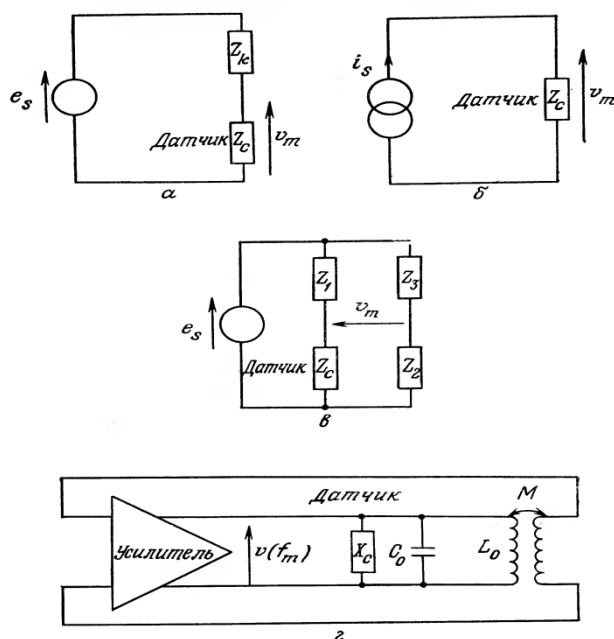


Рис. 3.1. Измерительные схемы с пассивными датчиками.

а — потенциометрическая; б — реостатная; в — мостовая; г — генераторная.

этот фактор несуществен, однако следует заботиться об устранении термо-э.д.с. и дрейфов.

Генераторы, используемые в схемах формирования сигналов датчиков, могут быть источниками синусоидальных (рис. 3.1, з) или прямоугольных сигналов; информация содержится в частоте этих сигналов, что обеспечивает хорошую защиту от паразитных влияний, особенно в случае телеизмерений. Кроме того, упрощается преобразование измеряемой величины в код, для чего достаточно подсчитать число периодов колебаний в единицу времени.

3.1.2. Параметры схем формирования

Чувствительность и линейность. Изменению Δm измеряемой величины соответствует изменение ΔZ_c импеданса датчика, которое в зависимости от типа схемы вызывает изменение либо амплитуды, либо частоты измеряемого напряжения. Общая чувствительность S_a измерительной схемы равна

$$S_a = \frac{\Delta v_m}{\Delta m}, \text{ т. е. } S_a = \frac{\Delta v_m}{\Delta Z_c} \frac{\Delta Z_c}{\Delta m} \text{ (амплитуда),}$$

$$S_a = \frac{\Delta f_m}{\Delta m}, \text{ т. е. } S_a = \frac{\Delta f_m}{\Delta Z_c} \frac{\Delta Z_c}{\Delta m} \text{ (частота).}$$

В этих выражениях чувствительность собственно схемы формирования равна соответственно:

$$\frac{\Delta v_m}{\Delta Z_c} \text{ и } \frac{\Delta f_m}{\Delta Z_c}.$$

а чувствительность датчика

$$S = \frac{\Delta Z_c}{\Delta m}.$$

Для получения хорошей чувствительности схемы формирования важен соответствующий выбор Z_k .

Передаточная характеристика схемы линейна, если чувствительность схемы не зависит от Z_c ; соединение линейной схемы формирования с линейным датчиком обеспечивает пропорциональность сигнала измеряемой величине. Если схема формирования нелинейна, то ее можно линеаризовать, заменяя один из ее компонентов вторым датчиком (дифференциальное включение), имеющим обратную первому характеристику.

Линеаризация характеристики преобразования схем формирования и компенсация действия влияющих величин на схемы формирования в общем виде. (иллюстрация используемого подхода).

Общие положения.

Рассмотрим, не нарушая общности выводов, пример резистивного датчика с импедансом R_c и схемы формирования сигнала, состоящей из резисторов R_k , чувствительных к измеряемой величине; тогда можно написать

$$v_m = e_s F(R_k, R_c),$$

$$dv_m = \left(\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \frac{\partial R_k}{\partial m} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \frac{\partial R_c}{\partial m} \right) dm.$$

Характеристика такой схемы с датчиком линейна при условии

$$\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \frac{\partial R_k}{\partial m} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \frac{\partial R_c}{\partial m} = \text{const.}$$

Пример для потенциметрической схемы формирования. рис.3.1.а.

В простейшем случае, когда потенциометр состоит из сопротивления R_1 и резистивного датчика R_c , имеем

$$v_m = e_s \frac{R_c}{R_1 + R_c},$$

$$\frac{\partial v_m}{\partial R_1} = e_s \frac{-R_c}{(R_1 + R_c)^2}, \quad \frac{\partial v_m}{\partial R_c} = e_s \frac{R_1}{(R_1 + R_c)^2},$$

и чувствительность равна

$$S_a = \frac{e_s}{(R_1 + R_c)^2} \left(R_1 \frac{dR_c}{dm} - R_c \frac{dR_1}{dm} \right).$$

Выбирая в качестве R_1 датчик, подобный R_c , но такой, в котором воздействие измеряемой величины вызывает обратное по знаку приращение сопротивления:

$$\frac{dR_c}{dm} = -\frac{dR_1}{dm} = S,$$

получаем

$$\frac{dR_c}{dm} + \frac{dR_1}{dm} = 0, \text{ следовательно, } R_1 + R_c = 2R_{c0} = \text{const.}$$

Общая чувствительность измерительной схемы в этом случае равна

$$S_a = \frac{e_s}{2R_{c0}} S$$

и постоянна. Поскольку линеен каждый из датчиков, линейна и вся схема. Если датчик сам по себе нелинеен, иногда удается компенсировать его нелинейность направленной в обратную сторону нелинейностью характеристики схемы формирования; тогда вся совокупность (датчик — схема формирования) оказывается квазилинейной по крайней мере в ограниченном диапазоне изменения измеряемой величины.

Компенсация воздействия влияющих величин. Если датчик чувствителен к какой-либо из влияющих величин, например, температуре или излучению, необходимо по возможности устранить это влияние на выходной сигнал датчика.

Рассмотрим резистивный датчик с соответствующей схемой формирования, для которой выполняется условие

$$v_m = e_s F(R_k, R_c).$$

Влияющая величина амплитуды g может воздействовать на определенные компоненты схемы формирования и на сам датчик; при этом ее приращения dg вызывают вариации dv_m измеряемого напряжения

$$dv_m = \left(\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \frac{\partial R_k}{\partial g} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \frac{\partial R_c}{\partial g} \right) dg.$$

Изменения величины g не оказывают влияния на выходное напряжение, когда выполняется условие

$$\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \frac{\partial R_k}{\partial g} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \frac{\partial R_c}{\partial g} = 0.$$

Если, например, влиянию величины g подвержены только собственно резистивные элементы схемы, но их изменения при этом идентичны изменениям сопротивления R_c датчика:

$$\frac{\partial R_k}{\partial g} = \frac{\partial R_c}{\partial g},$$

то компенсация вариаций величины g будет достигаться при условии

$$\frac{\partial v_m}{\partial R_k} = -\frac{\partial v_m}{\partial R_c}.$$

Для потенциометрической схемы, рассмотренной выше, этому условию удовлетворяет равенство абсолютных приращений сопротивлений $R_1 = R_c$.

3.2. Потенциометрические схемы

3.2.1. Схемы с резистивными датчиками

Датчик с изменяющимся сопротивлением R_c , включенный последовательно с резистором постоянного сопротивления R_1 , питается источником с внутренним сопротивлением R_s , э.д.с. e_s которого постоянна или переменна (рис. 3.2). Выходное напряжение v_m , измеряемое на выходе датчика прибором с входным сопротивлением R_d , равно

$$v_m = e_s \frac{R_c R_d}{R_c (R_s + R_1) + R_d (R_s + R_1 + R_c)}.$$

Напряжение на выходе датчика не зависит от используемого измерительного прибора при $R_d \gg R_c$; в этом случае оно равно

$$v_m = e_s \frac{R_c}{R_c + R_1 + R_s}$$

и является нелинейной функцией R_c .

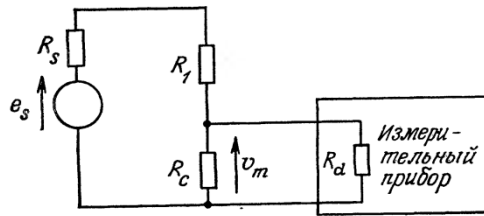


Рис. 3.2. Потенциометрическая схема с вторичным измерительным прибором.

Линеаризация измерений. Желательно, чтобы вариации Δv_m измеряемого напряжения были пропорциональны вариациям ΔR_c сопротивления датчика.

Работа на малом участке характеристики. Сопротивление датчика меняется от R_{c0} до $R_{c0} + \Delta R_c$, вызывая изменения напряжения v_m от v_{m0} до $v_{m0} + \Delta v_m$:

$$v_{m0} + \Delta v_m = e_s \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_{c0} + R_1 + R_s} \frac{1}{1 + \Delta R_c / (R_{c0} + R_1 + R_s)}.$$

При условии $\Delta R_c \ll R_{c0} + R_1 + R_s$ с точностью до малых величин второго порядка имеем

$$\Delta v_m = e_s \frac{(R_s + R_1) \Delta R_c}{(R_{c0} + R_1 + R_s)^2}.$$

Чувствительность схемы формирования $\Delta v_m / \Delta R_c$ максимальна, если выбрать $R_s + R_1 = R_{c0}$; в этом случае

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}.$$

Если внутреннее сопротивление источника R_s мало, то чувствительность максимальна на относительно большом участке характеристики, что подтверждается предыдущей формулой, поскольку в этом случае с хорошим приближением можно полагать, что $R_1 \approx R_{c0}$.

Питание схемы источником тока. Внутреннее сопротивление источника R_s очень велико: $R_s \gg R_{c0} + R_1$. В этом случае должно выполняться условие $R_c \ll R_{c0} + R_1 + R_s$. Подставляя $i_s = e_s / R_s$, получим $\Delta v_m = i_s \Delta R_c$.

Схема рис.3.1.б.

Дифференциальное включение датчиков. Заменяя постоянное сопротивление R_1 (см. рис. 3.2) вторым датчиком, идентичным первому, но с вариациями сопротивления обратного знака $R_1 = R_{c0} - \Delta R_c$, получим при включении этих двух датчиков навстречу друг другу так называемую двухтактную схему. Это могут быть, например, два одинаковых тензометрических датчика, подвергающихся одинаковым, но противоположным по знаку деформациям.

Тогда

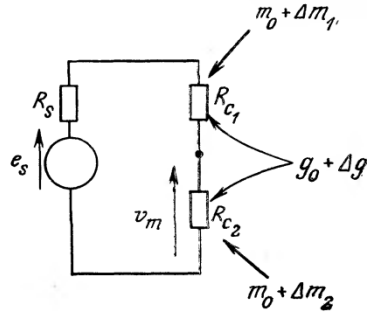
$$v_{m0} + \Delta v_m = e_s \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_{c0} + \Delta R_c + R_s + R_{c0} - \Delta R_c},$$

откуда

$$\Delta v_m = e_s \frac{\Delta R_c}{2R_{c0} + R_s}.$$

Компенсация воздействия влияющих величин. Их влияние, как отмечалось выше, может быть скомпенсировано дифферен-

Рис. 3.3. Потенциометрическая схема с дифференциальным включением датчиков.



циальным включением датчиков (см. рис. 3.3) с текущими сопротивлениями R_{c1} и R_{c2} , приращения которых вызывают соответствующие приращения Δm_1 и Δm_2 измеряемой величины, g — величина влияющего фактора, а Δg — ее приращение, одинаковое для двух датчиков.

До воздействия измеряемой величины

$$m = m_0, \quad g = g_0, \\ R_{c1} = R_{c2} = R_{c0}, \quad v_m = v_{m0} = e_s/2.$$

После воздействия измеряемой величины имеем:

$$R_{c1} = R_{c0} + \Delta R_{c1}, \quad \text{где} \quad \Delta R_{c1} = S_g \Delta g + S \Delta m_1, \\ R_{c2} = R_{c0} + \Delta R_{c2}, \quad \text{где} \quad \Delta R_{c2} = S_g \Delta g + S \Delta m_2.$$

Здесь $R_g = \Delta R_c / \Delta g$ — чувствительность каждого датчика к влияющей величине, $S = \Delta R_c / \Delta m$ — чувствительность датчиков к измеряемой величине. Выходное напряжение равно $v_m = v_{m0} + \Delta v_m$. Полагая $R_s \ll R_{c0}$, получим:

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4R_{c0}} \frac{\Delta R_{c2} - \Delta R_{c1}}{1 + (\Delta R_{c1} + \Delta R_{c2})/2R_{c0}}.$$

Если первый из датчиков не подвергается воздействию измеряемой величины ($\Delta m_1 = 0$), то

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4R_{c0}} \frac{S \Delta m_2}{1 + S_g \Delta g / R_{c0}}$$

при условии, что $S \Delta m_2 \ll R_{c0}$.

При совместных измерениях, когда $\Delta m = \Delta m_2 = -\Delta m_1$, имеем:

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{2R_{c0}} \frac{S \Delta m}{1 + S_g \Delta g / R_{c0}}.$$

В обоих случаях приращение сигнала Δv_m пропорционально только вариациям измеряемой величины, а общая чувстви-

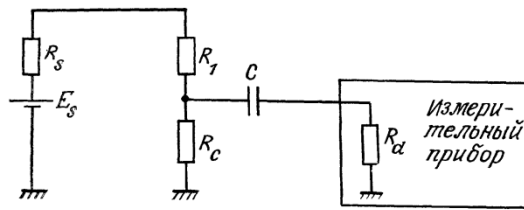


Рис. 3.4. Потенциометрическая схема с устранением постоянной составляющей.

ность схемы с датчиками $S_a = \Delta v_m / \Delta t$ от приращения влияющей величины g зависит слабо (влияние только члена $S_g \Delta g / R_{c0}$).

Исключение постоянной составляющей из выходного сигнала. Недостатком рассмотренной потенциометрической схемы является наличие в выходном сигнале постоянной составляющей, не содержащей полезной информации. Относительно большое значение этой составляющей требует использования вольтметров с неоправданно широким диапазоном измерений. Нередко это приводит к увеличению погрешности измерений и, во всяком случае, к неэффективному использованию измерительных средств.

Для выделения полезной (переменной) составляющей сигнала можно использовать емкостную связь между датчиком и вольтметром, как это показано на рис. 3.4. Конденсатор C и внутреннее сопротивление R_d вольтметра образуют фильтр верхних частот.

Если v_{m0} — постоянная составляющая напряжения на выходе схемы, то фильтр верхних частот позволяет отделить переменную составляющую Δv_m от v_{m0} . Необходимо лишь, чтобы нижняя граничная частота фильтра $f_c = 1/2\pi R_d C$ была меньше самой низкой частотной составляющей измеряемой величины.

Потенциометрические схемы с симметричным питанием представлены на рис. 3.6.

Выходное напряжение v_m , измеряемое относительно массы, определяется выражением

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{R_c - R_1}{R_c + R_1 + R_s}.$$

Выбирая R_1 равным сопротивлению датчика R_{c0} при $t = t_0$, т.е. до начала воздействия измеряемой величины, и полагая $R_s \ll R_{c0}$, при $R_c = R_{c0} + \Delta R_c$ получим

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \frac{1}{1 + \Delta R_c / 2R_{c0}},$$

т.е. выходное напряжение не содержит постоянной составляющей.

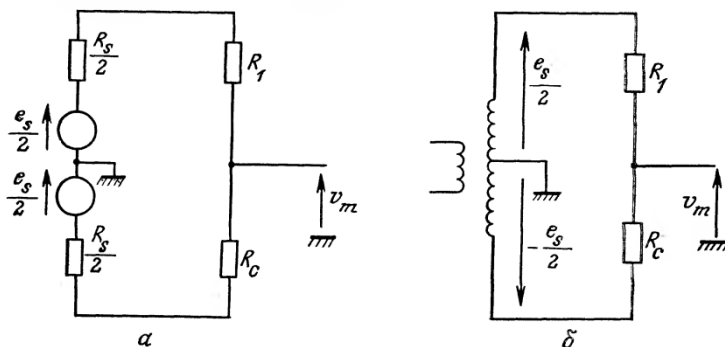


Рис. 3.6. Потенциометрические схемы с симметричным питанием.

Влияние нестабильности напряжения питания. Это влияние сказывается на изменении чувствительности потенциметрических схем. В схеме с несимметричным питанием (см. рис. 3.7, а) флуктуации Δe напряжения e_{s0} приводят в процессе измерений

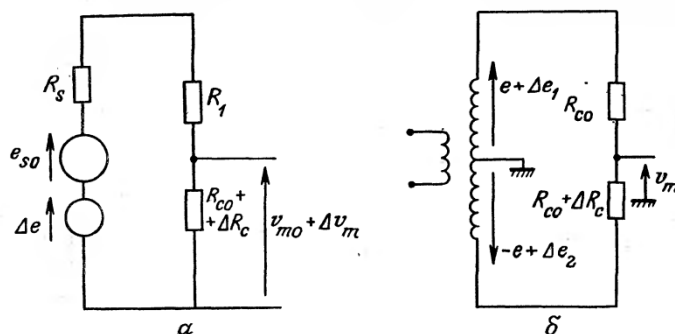


Рис. 3.7. Потенциметрические схемы с компенсацией влияния нестабильности питающего напряжения.

а — с несимметричным питанием; б — с симметричным питанием.

к приращениям выходного сигнала (с погрешностью до величины второго порядка значимости)

$$\Delta v_m = e_{s0} \frac{R_s + R_1}{(R_s + R_1 + R_{c0})^2} \Delta R_c + \frac{R_{c0}}{R_s + R_1 + R_{c0}} \Delta e.$$

При этом трудно выделить приращения, обусловленные отдельно изменениями ΔR_c и Δe .

В схеме с симметричным питанием (рис. 3.7, б) следует учитывать два влияющих воздействия — Δe_1 и Δe_2 — на приращения измерительного сигнала напряжения (с точностью до малых второго порядка)

$$\Delta v_m = \frac{e}{2} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} + \frac{\Delta e_1 + \Delta e_2}{2}.$$

Кроме частного случая, когда $\Delta e_1 = -\Delta e_2$, невозможно выделить полезную составляющую выходного сигнала, связанную только с изменением ΔR_c .

3.2.2. Измерительные схемы с индуктивными и емкостными датчиками

Пусть датчик с импедансом $Z_c = R_c + jX_c$ включен последовательно с импедансом $Z_1 = R_1 + jX_1$ в цепь с источником синусоидальной э.д.с. e_s , внутренний импеданс источника предполагается пренебрежимо малым. Рассмотрим особенности измерительных схем в зависимости от соотношений X_1 и X_c .

1. $X_1 = 0$. В этом случае импеданс Z_1 представляет собой постоянное активное сопротивление R_1 (рис. 3.8, а). Когда импе-

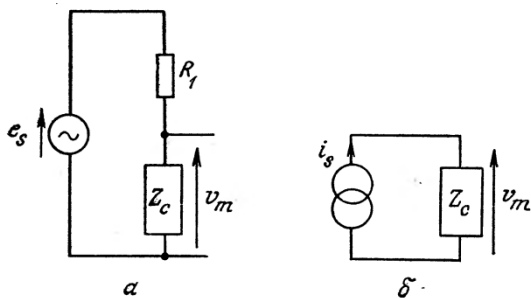


Рис. 3.8. Измерительные схемы импеданса датчиков.

а — с источником напряжения, питающего потенциметрическую схему; б — с источником тока в реостатной схеме.

данс датчика изменяется от Z_{c0} до $Z_{c0} + \Delta Z_c$, напряжение на его клеммах меняется на Δv_m :

$$\Delta v_m = e_s \frac{R_1 \Delta Z_c}{(Z_{c0} + R_1)^2} \frac{1}{1 + \Delta Z_c / (Z_{c0} + R_1)}.$$

При выборе $R_1 \gg |Z_{c0}|$ предыдущее выражение упрощается, т. е.

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{R_1} \Delta Z_c,$$

и через импеданс Z_c протекает постоянный ток $i = e_s / R_1$.

Это означает возможность замены источника напряжения e_s источником тока i_s и отказ от сопротивления R_1 (рис. 3.8, б); тогда вариации выходного напряжения составят $\Delta v_m = i_s \Delta Z_c$.

2. X_1 и X_c изменяются в одном направлении. Рассмотрим схему на рис. 3.9, а, образованную двумя датчиками Z_1 и Z_c .

В отсутствие измеряемой и влияющей величин импедансы датчиков равны Z_{c0} .

При воздействиях этих величин импедансы датчиков изменяются, причем

$$Z_1 = Z_{c0} + \Delta Z_1, \quad Z_c = Z_{c0} + \Delta Z_c,$$

где $\Delta Z_1 = S_g \Delta g$ и $\Delta Z_c = S_g \Delta g + S \Delta m$.

Здесь S_g — чувствительность, характеризующая воздействие на Z_1 и Z_c влияющей величины при изменении ее на Δg ; S_1 и S — чувствительности соответствующих датчиков при изменениях измеряемой величины соответственно на Δm_1 и Δm .

Выходное напряжение при этом равно

$$v_m = e_s \frac{Z_{c0} + \Delta Z_c}{2Z_{c0} + \Delta Z_1 + \Delta Z_c},$$

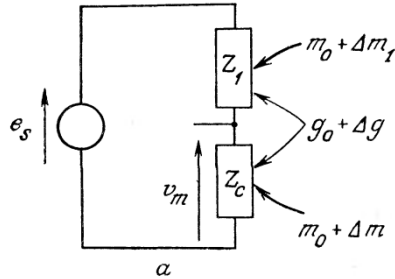


Рис. 3.9. Потенциометрические схемы с дифференциальным включением идентичных датчиков.

а — принципиальная схема; б — датчик расстояния, использующий токи Фуко с ком- а его изменение относительно начального значения $e_s/2$ составляет

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta Z_c - \Delta Z_1}{Z_{c0}} \frac{1}{1 + (\Delta Z_1 + \Delta Z_c) / 2Z_{c0}}.$$

Если датчик с импедансом Z_1 играет только роль компенсатора влияющей величины, то

$$S_1 \Delta m_1 = 0, \text{ а } \Delta v_m = \frac{e_s}{4} \frac{S \Delta m}{Z_{c0}} \frac{1}{1 + (2S_g \Delta g + S \Delta m) / 2Z_{c0}}.$$

Когда $S_g \Delta g$ и $S \Delta m$ оказываются существенно меньше Z_{c0} , то с точностью до малых величин второго порядка можно записать, что

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

Для случая взаимно обратных реакций датчиков на одно и то же воздействие измеряемой величины

$$S_1 \Delta m_1 = -S \Delta m$$

имеем

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{2} \frac{S \Delta m}{Z_{c0}} \frac{1}{1 + S_g \Delta g / Z_{c0}}.$$

Сигнал Δv_m в этом случае дифференциального включения датчиков является линейной функцией приращения измеряемой величины, и когда $S_g \Delta g \ll |Z_{c0}|$, то

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{2} \frac{S \Delta m}{Z_{c0}},$$

т. е. исключается также и влияющее воздействие. Такое вклю-

3. X_1 и X_c имеют противоположные знаки. Пусть X_1 — емкостное сопротивление конденсатора C_1 переменной емкости с воздушным диэлектриком (рис. 3.11, а). Напряжение на конденсаторе в этом случае определяется как

$$v_m = e_s \frac{-j}{C_1 \omega} \frac{1}{R_c + j \left(L_c \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right)}.$$

При изменении емкости переменного конденсатора C_1 возникает резонанс, при котором максимальная амплитуда напряжения на конденсаторе равна

$$v_{m \text{ макс}} = E_s \frac{1}{R_c C_1 \omega}.$$

Здесь E_s — амплитуда источника; отсюда следует, что

$$L_c = \frac{1}{C_1 \omega^2}, \quad R_c = \frac{E_s}{v_{m \text{ макс}}} \frac{1}{C_1 \omega}.$$

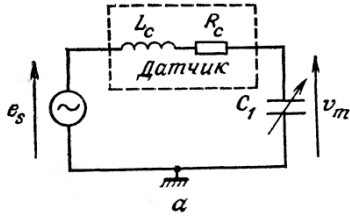


Рис. 3.11. Частотно-задающие контуры с индуктивными датчиками.

а — последовательная схема; б — параллельный контур (Electro-Corporation). I — уп-

3.2.3. Недостатки потенциметрической схемы

Основные трудности использования потенциметрической схемы связаны с опасностью изменения чувствительности из-за дрейфа источников питания и паразитных влияний.