3.4. Генераторные измерительные схемы

3.4.1. Схемы с генерированием синусоидальных колебаний

Частота синусоидальных колебаний генератора является вполне определенной и при соответствующих условиях может равняться резонансной частоте контура, состоящего из катушки с индуктивностью L_0 и конденсатора емкостью C_0, соединенных последовательно или параллельно. На резонансной частоте F_0 сопротивление контура оказывается чисто активным, и F_0 определяется выражениями:

а) для последовательного колебательного контура:

$$F_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}};$$

б) для параллельного колебательного контура:

$$F_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_0/C_0}}\sqrt{1-1/Q^2_L}.$$

Здесь Q_L — добротность катушки, $Q_L=L_0\Omega_0/R_s$, R_s — сопротивление катушки, $\Omega_0=2\pi F_0$, обычно $Q^2_L\gg 1$, так что для обоих контуров

$$F_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}}.$$

Когда индуктивный или емкостной датчик является элементом резонансного контура генератора, вариации его реактивного сопротивления вызывают соответствующие изменения частоты колебаний. В зависимости от типа датчика и в предположении, что амплитуда изменений его реактивного сопротивления невелика, для соответствующих изменений частот ΔF справедливы соотношения:

$$\frac{\Delta F}{F_0}=-\frac{\Delta L}{2L_0},\quad \text{или}\quad \frac{\Delta F}{F_0}=-\frac{\Delta C}{2C_0},$$

т. е. $\quad F=F_0(1-\Delta L/2L_0),\quad$ или $\quad F=F_0(1-\Delta C/2C_0).$

Если измеряемая величина изменяется относительно значения m_0 по гармоническому закону с амплитудой колебаний, при которой характеристику преобразования датчика можно считать линейной, а чувствительность равной S, то $m(t)=m_0+m_1\cos\omega t$, а ΔL или $\Delta C=Sm_1\cos\omega t$. Мгновенное значение частоты генератора при этом

$$F(t)=F_0(1-km_1\cos\omega t),$$

где $k=S/2L_0$ или $S/2C_0$ в зависимости от типа датчика.

Частота генератора модулируется по закону изменения измеряемой величины. В общем случае выходное напряжение генератора можно записать в виде $v_m=E\sin\varphi(t)$, где $\varphi(t)$ — мгновенное значение фазы.

3.4.2. Измерительные схемы релаксационного типа

Наиболее часто применяемой схемой такого вида является схема мультивибратора с самовозбуждением (рис. 3.25), представляющего собой генератор прямоугольных импульсов. Частота F этих импульсов связана с параметрами элементов схемы соотношением

$$F\sim\frac{a}{RC},$$

где константа a зависит от конкретной реализации схемы.

Емкость C или сопротивление R может быть переменной величиной соответствующего датчика:

$$C=C_0+\Delta C\quad \text{или}\quad R=R_0+\Delta R,$$

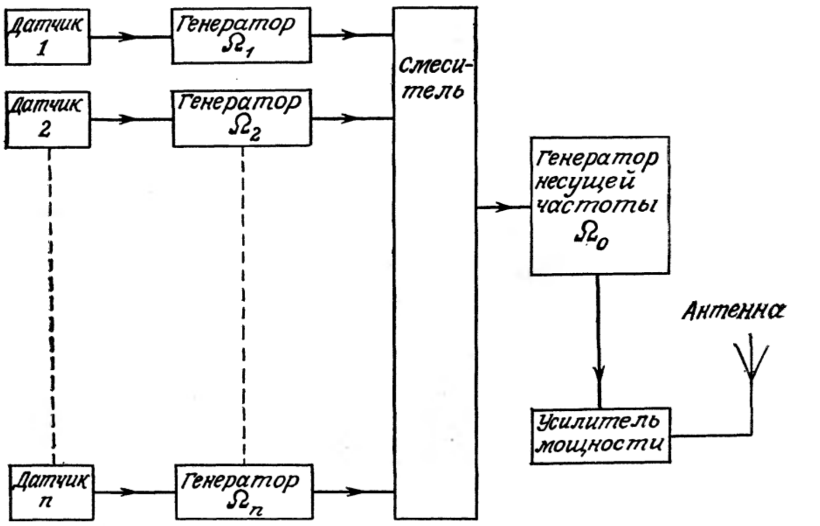


Рис. 3.24. Блок-схема многоканальной измерительной системы сбора и передачи частотно-модулированных сигналов.

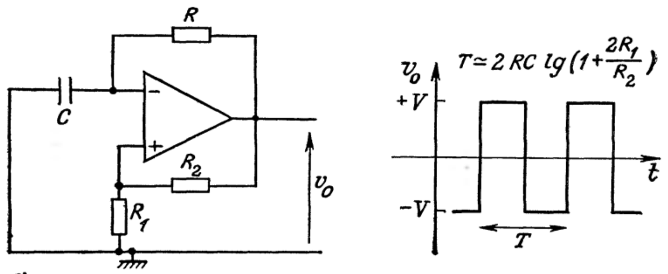
тогда

$$\frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta C}{C_0} \quad \text{или} \quad \frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta R}{R_0}$$

и, следовательно,

$$F = F_0(1 - \Delta C/C_0) \quad \text{или} \quad F = F_0(1 - \Delta R/R_0).$$

Как и в случае генератора синусоидальных колебаний, частота мультивибратора модулируется по закону изменения выходной переменной датчика.



б

Рис. 3.25. Схемы мультивибратора с самовозбуждением.
а — на двух транзисторах; б — на операционном усилителе.

4. УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО СИГНАЛА

4.1. Согласование датчика с измерительной схемой

Измерительная схема с пассивными датчиком эквивалентна генератору с некоторым внутренним сопротивлением, выдающему измерительный сигнал нагрузке. Чтобы получить на нагрузке оптимальную мощность сигнала, а также обеспечить оптимальную чувствительность схемы и ее стабильность к внешним воздействиям, нужно согласовать внутреннее сопротивление генератора с сопротивлением нагрузки.

Если эквивалентный генератор является источником э.д.с., включенным последовательно с импедансом Z_c (см. рис. 4.1, *а*), то импеданс нагрузки Z_i, с тем чтобы свести к минимуму влияние на измерительное напряжение v_m изменений Z_c, должен существенно превышать последний, т. е.

$$v_m = e_c \frac{Z_i}{Z_i + Z_c} \simeq e_c(m) \quad \text{при} \quad Z_i \gg Z_c.$$

Этому условию удовлетворяют операционные усилители с обратной связью, в том числе повторитель напряжения (рис. 4.1, *б* и *в*), дифференциальный усилитель с незаземленным входом (разд. 4.3.3), усилитель с гальванически разделенными каскадами (разд. 4.3.4) (рис. 4.1, *г*) и др.

Если эквивалентный генератор является источником тока $i_c(m)$ с внутренним импедансом Z_c (например, фотодиод или фотоумножитель, см. рис. 4.2, *а*), необходимо, чтобы импеданс Z_i нагрузки был много меньше импеданса Z_c; тогда ток i_m практически равен i_c и не зависит от Z_c, т. е.

$$i_m = i_c(m)\frac{Z_c}{Z_i + Z_c} \simeq i_c(m) \quad \text{при} \quad Z_i \ll Z_c.$$

Однако падение напряжения v_m на нагрузке может оказаться слишком малым. Использование в таком случае преобразователя ток — напряжение позволяет уменьшить влияние Z_c и усилить напряжение v_m (рис. 4.2, *б*).

Если эквивалентный генератор является источником заряда $q_c(m)$ с внутренним емкостным импедансом C_c (например, кристалл пьезоэлектрика), то, вследствие весьма малой выходной мощности подобного источника (датчика), к его выходу необходимо подключать усилитель с возможно бо́льшим входным сопротивлением (см. рис. 4.3, *а*). При этом необходимо учитывать паразитную емкость C_p, образуемую емкостью подводящего кабеля и входной емкостью усилителя. Для измерения заряда таких датчиков используют электрометрический усилитель (рис. 4.3, *б*), выходное напряжение которого пропорционально количеству заряда на его входе и не зависит от емкости датчика и паразитной емкости входа.

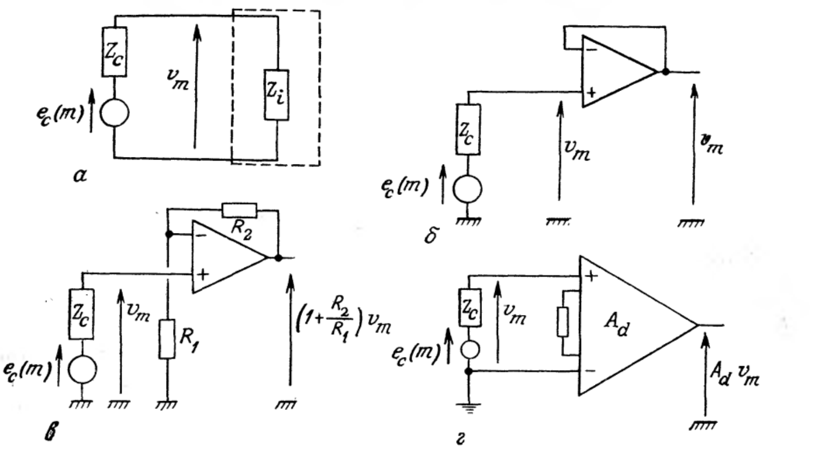


Рис. 4.1. Эквивалентные схемы согласования по напряжению датчика с измерительной цепью.

а — общая эквивалентная электрическая схема; *б* — с повторителем напряжения; *в* — с неинвертирующим усилителем; *г* — с измерительным усилителем.

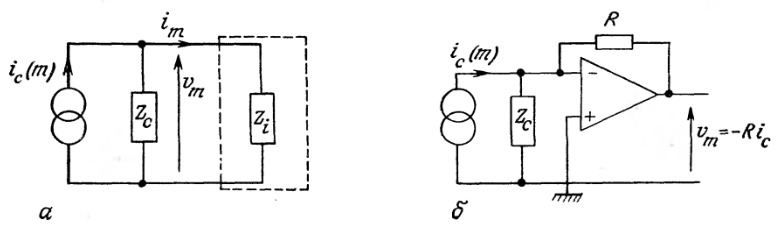


Рис. 4.2. Эквивалентные схемы согласования по току измерительной цепи с датчиком.

а — общая эквивалентная электрическая схема; *б* — схема с преобразователем ток — напряжение.

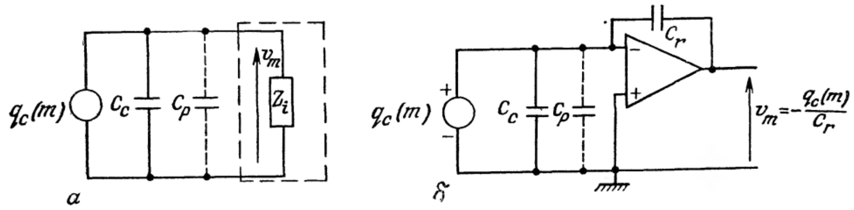


Рис. 4.3. Эквивалентные схемы согласования с измерительной цепью датчика, являющегося источником заряда.

а — общая эквивалентная электрическая схема; *б* — схема с электрометрическим усилителем.

4.2. Коррекция погрешности линейности

Существует ряд способов, позволяющих скорректировать нелинейность характеристики как самого датчика, так и измерительной схемы в целом, не допустив при этом отклонений от линейности преобразования в рабочем диапазоне изменения измеряемой величины, и в пределах допускаемой погрешности измерений полагать чувствительность неизменной.

Эти способы условно могут быть разбиты на две группы:

а) корректирующие характеристику датчика или схемы аппаратными средствами путем компенсации нелинейности;

б) корректирующие результаты измерений аналоговой или цифровой обработкой выходного сигнала аппаратными и (или) программными средствами.

4.2.1. Линеаризация характеристики преобразования

Коррекция нелинейности датчика. *Выбор линейного участка характеристики датчика.* Если градуировочная характеристика датчика имеет определенный линейный участок, а измеряемая величина изменяется относительно этого участка в таких же пределах, то, воздействуя на датчик определенным постоянным значением измеряемой величины, можно обеспечить изменения выходного сигнала датчика в границах данного линейного участка характеристики. Так, например, на модулированный световой поток $\Phi_1(t)$, воспринимаемый фототранзистором, может быть наложен постоянный световой поток Φ_0, который выбирают таким, чтобы преобразование сигналов происходило в зоне линейности характеристики фототранзистора. Однако этот метод применим лишь при отсутствии постоянной составляющей в измеряемой величине, содержащей полезную информацию.

Линеаризация изменений импеданса датчика. Метод, в его наиболее простом виде, состоит в подключении параллельно датчику с сопротивлением $R_c(m)$ резистора с сопротивлением R, не зависящим от измеряемой величины, таким образом, чтобы суммарное сопротивление R_d изменялось квазилинейно в ограниченном диапазоне изменений измеряемой величины. Этот метод, часто применяемый к термисторам (резистивным датчикам температуры), подробно рассмотрен в разд. 6.3.2.

Дифференциальное включение двух нелинейных датчиков. В качестве иллюстрации этого метода рассмотрим одинаковые резистивные датчики, чувствительные к одной и той же измеряемой величине m, но изготовленные из разных материалов, так что зависимость их сопротивлений от измеряемой величины m описывается выражениями

$$R_1(m) = R_{01}(1 + A_1 m + B_1 m^2),$$
$$R_2(m) = R_{02}(1 + A_2 m + B_2 m^2).$$

Встречное включение двух таких датчиков образует сопротивление, изменяющееся в функции m линейно:

$$R(m) = (R_{01} + R_{02})\left\{1 + \frac{R_{01}A_1 + R_{02}A_2}{R_{01} + R_{02}}\, m\right\}$$

при условии, что

$$R_{01}/R_{02} = B_2/B_1.$$

Этот метод находит применение, например, при работе с металлическими термометрами сопротивления (см. разд. 6.3.2).

Линеаризация характеристики преобразования для дифференциального включения двух одинаковых датчиков с нелинейной характеристикой в смежные ветви моста, при воздействии на них одинаковых, но противоположных по знаку значений измеряемой величины рассмотрена выше, в разд. 3.3.1 и 3.3.2.

Коррекция нелинейности характеристики измерительной схемы с пассивными датчиками. Некоторые методы, используемые для линеаризации характеристик мостовых и потенциометрических схем с пассивными датчиками, уже рассматривались выше, в разд. 3.3.1 и 3.3.2. Ниже рассмотрены методы, основанные на использовании обратных связей.

Линеаризация характеристики мостовой схемы путем использования отрицательной обратной связи, воздействующей на напряжение разбаланса (рис. 4.4). Датчик включается в цепь обратной связи усилителя. При начальном значении измеряемой величины m_0 сопротивление датчика равно R_{c0}, а остальные сопротивления моста равны ему, т. е. $R_1=R_2=R_3=R_{c0}$.

Когда измеряемая величина изменяется, сопротивление датчика становится $R_c=R_{c0}+\Delta R_c$, а напряжение разбаланса

$$v_d=v_B-v_A,$$

где $$v_B=\frac{E_s}{2},\quad v_A=\frac{R_c}{R_{c0}+R_c}E_s+\frac{R_{c0}}{R_{c0}+R_c}v_m,$$

v_m — напряжение на выходе усилителя.

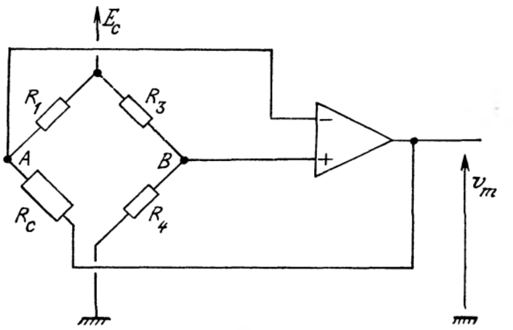


Рис. 4.4. Схема моста Уитстона с линеаризацией характеристики путем применения отрицательной обратной связи.

Так как усилитель с отрицательной обратной связью поддерживает равной нулю разность потенциалов между точками диагонали моста, т. е. $v_A=v_B$, то

$$v_m=-\frac{E_s}{2}\frac{\Delta R_c}{R_{c0}}.$$

С точностью до малых второго порядка значимости можно обеспечить компенсацию влияющей на результаты измерения величины, если использовать в качестве R_1 датчик, идентичный основному измерительному датчику и подвергающийся такому же воздействию этой влияющей величины.

В подобной схеме датчики необходимо изолировать от массы, что часто оказывается невозможным.

4.2.2. Коррекция погрешности линейности обработкой электрического сигнала — результата измерений

Нелинейное преобразование сигнала. Выходное напряжение моста Уитстона или потенциометрической схемы с симметричным питанием является нелинейной функцией изменений сопротивления датчика и определяется выражением

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

Схема, представленная на рис. 4.6, позволяет нелинейным преобразованием напряжения v_m получить напряжение v_l, которое является линейной функцией ΔR_c. Напряжение на выходе умножителя напряжений

$$v_0 = V_X V_Y / E_r = v_m v_l / E_r.$$

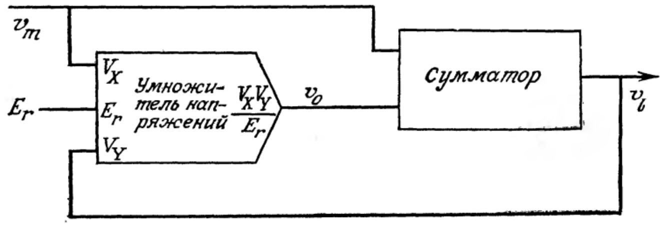


Рис. 4.6. Схема нелинейного преобразования измерительного сигнала с помощью умножителя напряжений.

Здесь E_r — опорное напряжение. Коэффициенты усиления каналов умножителя равны соответственно a и b. Выходное напряжение сумматора, осуществляющего суммирование с учетом весовых коэффициентов, равно

$$v_l = av_m + bv_0 = av_m + b\,(v_m v_l / E_r),$$

откуда

$$v_l = \frac{av_m}{1 - bv_m/E_r}.$$

Подставляя выражение v_m, получим

$$v_l = \frac{aE_s}{4}\,\frac{\Delta R_c}{R_{c0}}\,\frac{1}{1 + \dfrac{\Delta R_c}{2R_{c0}}\left\{2 - \dfrac{b}{2}\,\dfrac{E_s}{E_r}\right\}}.$$

Напряжение v_l становится линейной функцией ΔR_c при равенстве единице третьего сомножителя, что достигается выбором соответствующего коэффициента b, а именно: $b = 2E_r/E_s$.

Цифровые методы линеаризации. Их использование, очевидно, требует, чтобы измеряемое напряжение v_m было предварительно преобразовано в цифровую форму.

Цифровая система обработки данных (например микро-ЭВМ) позволяет осуществить линеаризацию градуировочной характеристики по программе с приемлемой быстротой. Характеристику $v_l = f(v_m)$ разбивают на определенное число участков (рис. 4.11), и абсциссы их границ записывают в память машины. Измеряемое напряжение v_m сравнивается с этим набором абсцисс: $v_{mi} < v_m < v_{mi+1}$. Когда определяется таким образом номер i участка, запускается программа для расчета v_l по алгоритму[1]:

$$v_l = \frac{v_{li+1} - v_{li}}{v_{mi+1} - v_{mi}}(v_m - v_{mi}) + v_{li}.$$

Постоянные коэффициенты $\dfrac{v_{li+1} - v_{li}}{v_{mi+1} - v_{mi}}$, определяющие наклон прямых каждого из участков, должны также храниться в памяти. При такой последовательной обработке данных необходимо учитывать время проведения операций, позволяющее получать результаты с требуемой быстротой.

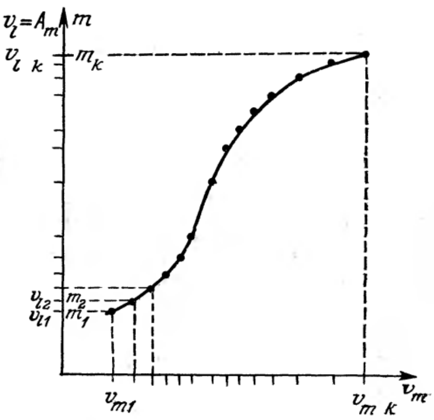


Рис. 4.11. Кусочно-линейная аппроксимация функции при использовании цифрового метода обработки данных.