

а относительная погрешность δt_{Π} получения интервала времени t_{τ} обусловленная нестабильностью $\pm \Delta U_{\Pi}$ напряжения ИОН, —

$$\delta t_{\Pi} = 1 - \frac{\ln \left[1 - \frac{U_{\text{оп}}}{U_{\Pi} \pm \Delta U_{\Pi}} \cdot \frac{1 + a_R \pm m_R}{1 \pm m_R} \right]}{\ln \left[1 - \frac{U_{\text{оп}}}{U_{\Pi}} \cdot \frac{1 + a_R \pm m_R}{1 \pm m_R} \right]} \quad (8)$$

Учитывая, что емкость соединительных жгутов Сж подключается параллельно контролируемой цепи, относительная погрешность получения интервала времени t_{τ} , обусловленная влиянием этой емкости, определится следующим образом:

$$\delta t_{\text{Сж}} = \frac{R_0 (C_K + C_{\text{ж}}) \frac{R_K}{R_0 + R_K}}{R_0 C_K \frac{R_K}{R_0 + R_K}} - 1 = \frac{C_{\text{ж}}}{C_K}$$

Очевидно, что параметры и других часто встречающихся цепей (последовательное соединение R_K и C_K , последовательное и параллельное соединение R_K и катушки индуктивности L_K) можно проконтролировать по вышеописанной методике.

При практической реализации такого устройства контроля целесообразно с точки зрения его упрощения преобразовывать в интервал времени t_U установившееся значение напряжения $U_{\text{Ку}}$, а затем последовательно производить допусковую оценку интервалов времени t_{τ} и t_U .

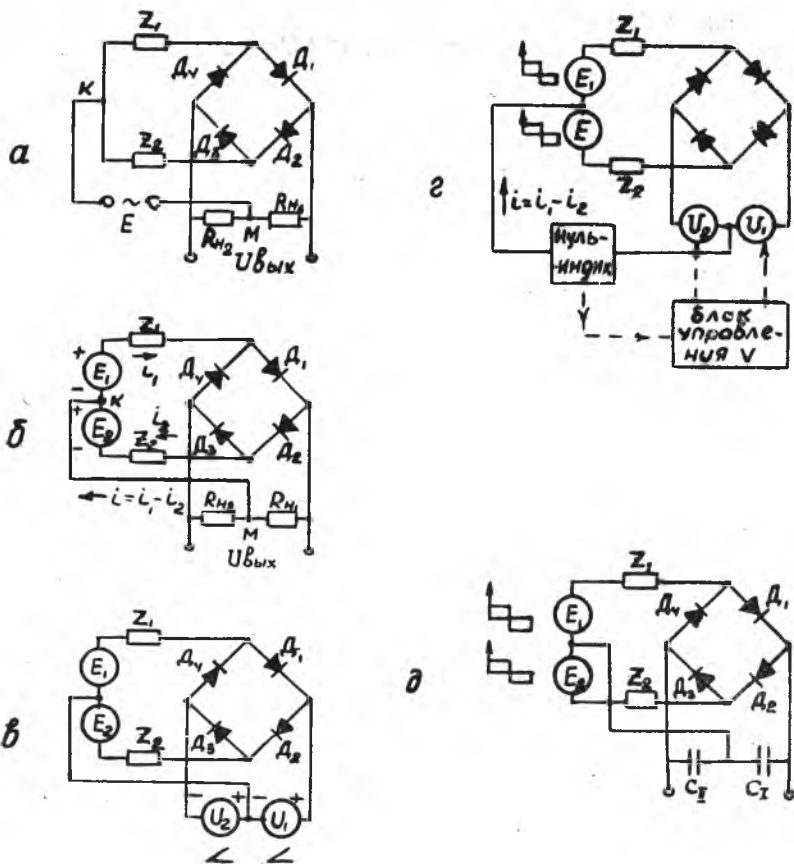
ЛИТЕРАТУРА

1. Теумин И. И. Справочник по переходным электрическим процессам. Изд. «Связь», 1952.

А. А. БОЛТЯНСКИЙ, М. Г. ТОЛСТОНОГОВА, А. А. КОНДОРОВ

ИНТЕГРИРУЮЩИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С КОЛЬЦЕВЫМ ДИОДНЫМ КОММУТАТОРОМ

Схемы кольцевого детектора, обладая относительным постоянством входного сопротивления, отсутствием подмагничивания в трансформаторах, хорошей термостабильностью, нашли широкое применение в измерительных преобразователях в качестве структурных элементов таких устройств, как двухполюсный переключатель, амплитудный модулятор, амплитудно-фазовый



Р и с. 1. Измерительные мосты с кольцевым детектором

детектор, умножитель, управляемый выпрямитель и др. [1—4]. На рис. 1, а и б показаны схемы измерительных мостов с кольцевым детектором, с одним и двумя источниками питания [2], в которых сопротивлением Z_1 и Z_2 являются плечами дифференциального параметрического датчика.

Вентили кольцевого детектора включены в плечи моста и работают при большом токе. Это повышает эффективность выпрямления и дает увеличение к. п. д. выходной мощности, коэффициента отдачи схемы.

Характеристика преобразования такого моста линейна в широком диапазоне изменения измеряемой разности параметров, причем выходное напряжение изменяет полярность при изменении направления разбаланса. Однако чувствительность моста с кольцевым детектором остается низкой.

Авторы предлагают использовать в качестве измерительных преобразователей схемы, работающие в режиме равенства средних значений токов плеч с сопротивлениями Z_1 и Z_2 . При этом уравнивание достигается соответствующим изменением напряжения источников постоянной э. д. с., включенных на выходе схемы вместо сопротивлений $R_{н1}$ и $R_{н2}$ (рис. 1, в). Изменяя напряжение источников, можно добиться режима, в котором

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_1 dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_2 dt,$$

где i_1 и i_2 мгновенные значения токов плеч моста с Z_1 и Z_2 ; T — период напряжения питания измерительной цепи.

Для фиксации момента уравнивания необходимо ввести между точками К и М нуль — индикатор среднего значения тока.

Напряжение $U = U_{1(0)} + U_{2(0)}$, соответствующее уравнивленному режиму, является выходным параметром измерительного преобразователя.

В режиме автоматического уравнивания нуль-индикатор в момент срабатывания прекращает изменение напряжения источников U_1 и U_2 . При определенном законе изменения напряжения источников U_1 и U_2 появляется возможность преобразования разности параметров в цифровой эквивалент.

Рассмотрим работу схемы с индуктивным дифференциальным датчиком при разбалансе

$$L_1 = L_0 - \Delta L \quad Z_1 = r + j\omega L_1$$

$$L_2 = L_0 + \Delta L \quad Z_2 = r + j\omega L_2.$$

E_1 и E_2 представляют собой идентичные источники переменного напряжения прямоугольной формы с амплитудой E и периодом T . Токи i_1 и i_2 являются соответственно функциями L_1 и L_2 .

Пусть вместо диодов в кольцевом коммутаторе установлены идеальные ключи, которые открываются и закрываются синхронно с изменением полярности E . При действии положительного импульса, $+E$, когда открыты ключи D_1 и D_3 , среднее за $\frac{T}{2}$ значение разностного тока — в цепи с нуль-органом.

$$I^1 = I_1^1 - I_2^1 = \frac{2}{T} \left[\int_0^{\frac{T}{2}} i_1 dt - \int_0^{\frac{T}{2}} i_2 dt \right] =$$

$$= \frac{2}{T} \left[\int_0^{\frac{T}{2}} \frac{E - V_{(0)}}{r} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) dt - \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{E + V_{(0)}}{r} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) dt \right],$$

где $\tau_1 = \frac{L_1}{2} = \tau_0 - \Delta\tau$, I_1^1 — средний ток через \bar{Z}_1

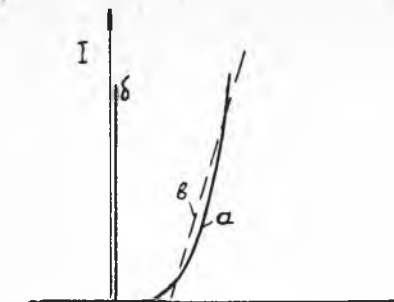


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики ключевых элементов

$$\tau_2 = \frac{L_2}{r} = \tau_0 + \Delta\tau,$$

I_2' — средний ток через \bar{Z}_2 .

В течение второй половины периода, когда полярность E изменилась, открыты ключи D_2 и D_4 ; среднее за $\frac{T}{2}$ значение разностного тока

$$I'' = I_1'' = I_2'' = \frac{2}{T} \left[\int_0^{\frac{T}{2}} \frac{-E - V_{(1)}}{r} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) dt - \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{-E + V_{(0)}}{r} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) dt \right].$$

Условие уравнивания запишется как равенство

$$\int_0^{\frac{T}{2}} \frac{E - V_{(0)}}{r} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) dt = \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{E + V_{(0)}}{r} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) dt.$$

В уравнивленном режиме заданному разбалансу ΔL соответствует определенное напряжение выхода

$$U_{\text{вых}} = U_{1(0)} + U_{2(0)} = 2U_{(0)}, \quad \text{при } U_1 = U_2.$$

В реальных преобразователях диоды переключаются не в момент изменения полярности питающего напряжения E , а несколько позже, так как вследствие реактивности цепи невозможны скачки тока в ней.

На рис. 3 приведены временные диаграммы токов в схеме при уравнивленном режиме.

В случае реальных диодов условие уравнивания запишется

$$\int_0^{\theta_1} i_1 dt + \int_0^{\theta_2} i_1^1 dt = \int_0^{\theta_3} i_2 dt + \int_0^{\theta_4} i_2^1 dt$$

или

$$\int_0^{\theta_1} \frac{E^0 - U_{(0)}}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) dt + \int_0^{\theta_2} \frac{-E - U_{(0)}}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) dt = \int_0^{\theta_3} \frac{E + U_{(0)}}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) dt + \int_0^{\theta_4} \frac{-E + U_{(0)}}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) dt, \quad (1)$$

где $R = r + R_d$; R_d — сопротивление диода в проводящем состоянии;

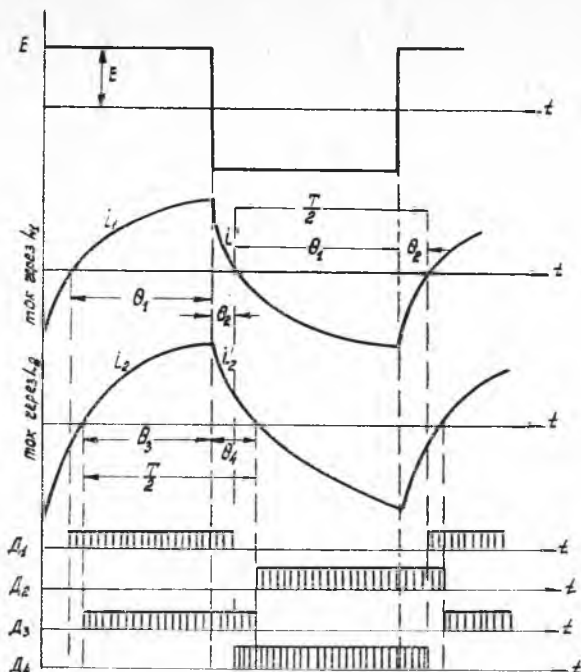


Рис. 3. Временные диаграммы уравновешенного режима

кроме того,

$$\theta_1 + \theta_2 = \frac{T}{2}; \quad \theta_3 + \theta_4 = \frac{T}{2} \quad (2)$$

и

$$i_{1(\theta_2)} = 0; \quad i_{2(\theta_4)} = 0. \quad (3)$$

Пользуясь зависимостями (2) и (3), из уравнения (1) можно установить функциональную зависимость между $U_{(0)}$ и ΔL . Эта зависимость получается линейной в довольно широком диапазоне изменений ΔL . В принудительной вариации величинами E , θ_1 , θ_2 , θ_3 и θ_4 заложена возможность увеличения чувствительности преобразователя. Чувствительность преобразователей с кольцевым детектором при уравновешивании средних токов плеч в $50 \div 100$ раз превышает чувствительность мостовых схем, работающих в обычном режиме. Она соизмерима с чувствительностью резонансных схем, но по сравнению с последними рассматриваемый преобразователь не требует жестких ограничений по частоте.

Величина выходного напряжения $U_{\text{вых}} = 2U_{(0)}$ ограничена величиной $2U_D$, т. е. $U_{\text{вых}} \leq 2U_D$, где U_D — минимальный уровень

напряжения, резко уменьшающий сопротивление диода в проводящем направлении (рис. 2).

Основная сложность описанного преобразователя заключается в фиксировании момента уравнивания, так как при этом необходимо усреднять разность токов. Наиболее просто такое усреднение выполняется в схемах, где вместо источников U поставлены накопительные конденсаторы $C_1=C_2=C$ с достаточно большой емкостью.

В этих схемах установление выходного уравнивающего напряжения $U_{\text{вых}}=f(\Delta L)$ и соответствующих углов коммутации происходит автоматически по истечении времени переходного режима $T_{\text{пер}}$, в ходе которого накопительные конденсаторы заряжаются разностным током. Рассмотрим подробнее этот процесс.

Примем следующие допущения:

1. Первичный преобразователь — дифференциальный индуктивный датчик.

2. Направление разбаланса ΔL соответствует

$$L_1=L_0-\Delta L; L_2=L_0+\Delta L.$$

3. Сопротивление источника питания $R_{\text{вн}}=0$.

4. Нелинейные характеристики диодов кольцевого коммутатора аппроксимируются отрезками прямых (рис. 2, кривая v).

5. До момента включения источника напряжения на емкостях и токи в схеме равны нулю.

6. Емкость накопительных конденсаторов достаточно велика $C \gg \frac{4L}{R}$, чтобы считать контур R, L, C в течение времени T аperiodическим, т. е.

$$\tau \approx \frac{L}{R}.$$

Процесс увеличения напряжения на конденсаторе удобно рассматривать, заменив сначала диоды коммутатора идеальными ключами.

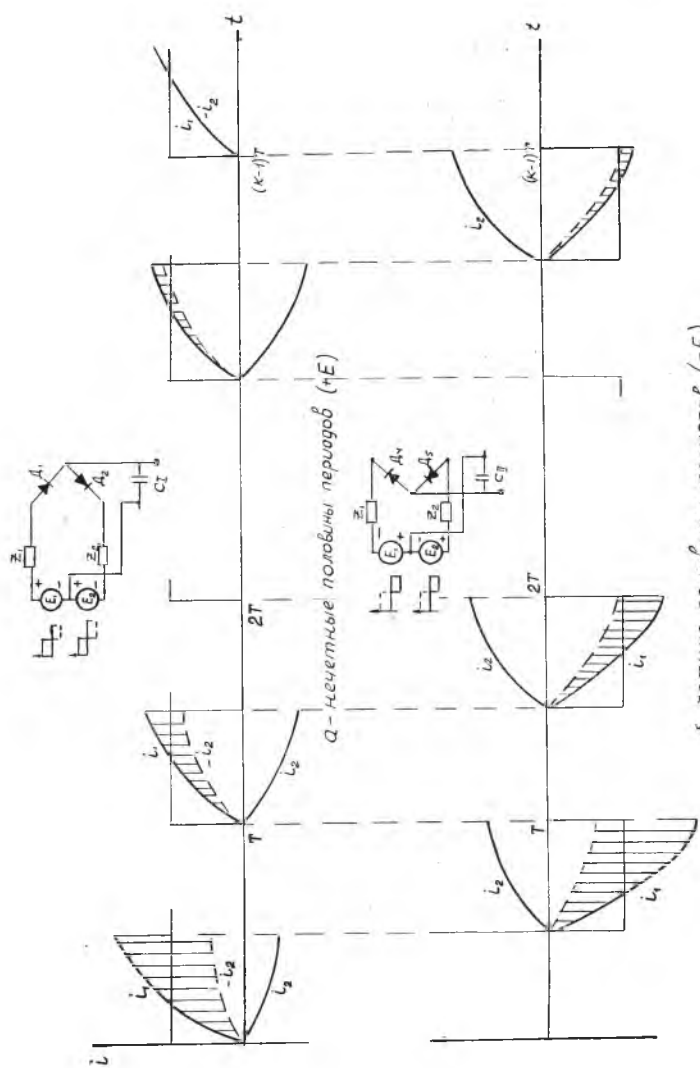
На рис. 4 изображена временная диаграмма для этого случая.

Рассмотрим действие положительного импульса (+E). Эквивалентная схема для первой половины периода изображена на рис. 4, а.

1-й период

$$\Delta U_{C(1)} = \frac{1}{C} \left[\int_0^{\frac{T}{2}} \frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) dt - \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) dt \right].$$

К началу второго периода на конденсаторе C_1 появится напряжение $U_{C(2)} = \Delta U_{C(1)}$. Оно уменьшает ток i_1 и увеличивает ток i_2 второго периода.



Q - четные половины периодов (+E)

δ - четные половины периодов (-E)

Рис. 4. Временные диаграммы переходного режима

2-й период

$$\Delta V_{c(2)} = \frac{1}{C} \left[\int_0^{\frac{T}{2}} \frac{E - V_{c(2)}}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) dt - \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{E - V_{c(2)}}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) dt \right].$$

К началу 3-го периода напряжение на конденсаторе C_1

$$U_{c(3)} = \Delta U_{c(1)} + \Delta U_{c(2)} = \sum_{n=1}^2 \Delta U_{c(n)},$$

где n — номер импульса,

$U_{c(3)}$ также уменьшает ток i_1 и увеличивает ток i_2 3-го периода.

Аналогичные изменения происходят в каждый последующий период до момента $t = kT = T_{\text{пер}}$, где k — число импульсов переходного режима, при $t = kT$ $\Delta U_{c(k)} = 0$, т. е.

$$\int_0^{\frac{T}{2}} \frac{E - U_{c(k)}}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) dt - \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{E + U_{c(k)}}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) dt = 0,$$

$$\text{где } U_{c(k)} = \sum_{n=1}^{n=k-1} \Delta U_{c(n)}.$$

Подобным же образом происходит увеличение напряжения на конденсаторе C_2 , для которого зарядным током будет i_1 , протекающий через диод D_4 при действии отрицательного импульса, а разрядным является ток i_2 .

В схеме с реальными диодами процесс накопления заряда на конденсаторах происходит аналогично. Однако в течение переходного процесса $T_{\text{пер}}$ при действии каждого следующего импульса питающего напряжения меняются углы коммутации Θ_1 , Θ_2 , Θ_3 и Θ_4 , благодаря чему интегральные значения тока изменяются не только вследствие изменения напряжения на емкостях, но и вследствие изменения времени интегрирования, увеличивающего в процессе уравнивания чувствительности схемы. По сравнению с мостовыми преобразователями описанный преобразователь с емкостным накопителем имеет большую чувствительность, большую мощность выходного сигнала, большую помехоустойчивость, меньшую погрешность от несимметрии диодов кольцевого детектора, меньшую пульсацию выходного напряжения.

К недостаткам преобразователя следует отнести ограничение величины выходного напряжения шунтирующим действием диодов коммутатора, а также относительно невысокое быстродействие.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кончаловский В. Ю., Купершmidt Я. А., Сыропятова Р. Я., Харченко Р. Р. Электрические измерительные преобразователи. Изд. «Энергия», М., 1967.
2. Корндорф С. Ф. Основы электроизмерений, электронной техники и электроавтоматики в приборостроении. Машгиз, М., 1959.
3. Житомирский В. И. Линейная теория кольцевого детектора. «Радиотехника», т. 7, № 3, 1952.
4. Турченков В. И. Электронный двухполюсный переключатель на полупроводниковых приборах в системах автоматики. «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. II, 1964.

О. П. СКОБЕЛЕВ, Е. Н. УЗИЛОВА

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ КЛЮЧИ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ С ДАТЧИКАМИ СОПРОТИВЛЕНИЯ

В многоканальных время-импульсных преобразователях, основанных на использовании переходного процесса в аperiодических измерительных цепях LR или RC , параметры датчиков преобразуются в интервал времени и далее в цифровой эквивалент [1, 2]. В таких преобразователях содержится большое число (по количеству каналов) образцовых элементов и сравнивающих устройств. Между тем существуют разнообразные объекты измерений, которые обслуживаются однотипными или группами однотипных первичных преобразователей (ПП). На рис. 1, а представлена структурная схема преобразователя, в котором однотипные ПП (датчики сопротивления) включены в аperiодические контуры RC с одним образцовым элементом (емкостью) и одним сравнивающим устройством. Для разряда энергии образцового элемента предусматривается специальный разрядный ключ K_p , который включен параллельно образцовой емкости в измерительной RC -цепи.

В преобразователях такого типа особое значение приобретает стабильность измерительных ключей (K_1, K_2, \dots, K_n), влияющая на точность преобразования «параметр — время». Это в полной мере относится к ключевым элементам, выполненным на транзисторах. Очевидно, что с увеличением числа каналов влияние остаточных параметров закрытых ключей возрастает. Можно предположить, что при некотором числе каналов величина температурной погрешности транзисторных ключей становится недопустимо большой, и в этом случае она определяет максимально возможное количество каналов. Поэтому результаты анализа температурной погрешности преобразователя, вносимой ключевыми элементами на транзисторах, с учетом числа каналов имеют важное значение при проектировании преобразователей.