

Л.Э. В и л о п

ВЛИЯНИЕ ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ИНТЕГРАТОРА
НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ИНТЕГРИРУЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

(г. Куйбышев)

Преобразователи с интегрированием входного сигнала широко применяют в измерительных системах с резисторными и генераторными датчиками. Достоинства таких преобразователей, основным из которых является малая величина случайной погрешности, в полной мере проявляются и в преобразователе для индуктивных датчиков [1].

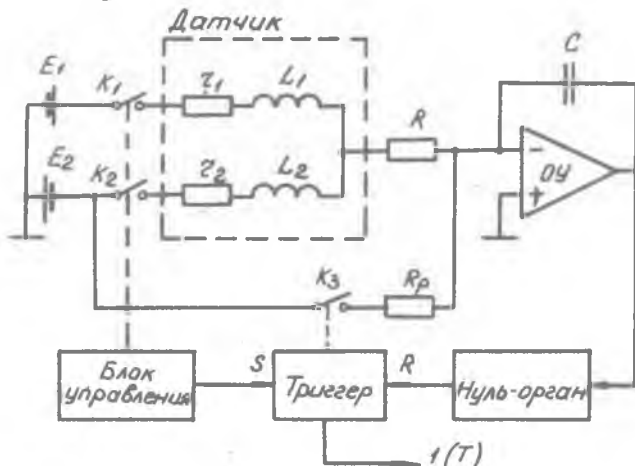
В работе [1] рассмотрен интегрирующий преобразователь для дифференциальных индуктивных датчиков с нулевым входным сопротивлением интегратора. В общем случае величина входного сопротивления может иметь любое значение в интервале $(0, \infty)$. При этом возможны три варианта схемы:

- с токовым входом (ТВ), ($R_{вх} = 0$);
- с R - входом, ($0 < R_{вх} < \infty$);
- с потенциальным входом (ПВ), ($R_{вх} = \infty$).

В интеграторе Миллера, используемом в большинстве интегрирующих преобразователей, величина входного сопротивления определяется номиналом входного резистора R . Это позволяет не проводить подробный анализ всех вариантов схемы, так как ее конфигурация остается неизменной, и формально схемы с ТВ и ПВ являются частными случаями схемы с R - входом при $R \rightarrow 0$ и $R \rightarrow \infty$. Математическое описание схем с ТВ и ПВ может быть получено из математического описания схемы с R - входом путем предельных переходов. Следует однако учесть, что в интеграторе Миллера при $R \rightarrow \infty$ входной ток $i_{вх} \rightarrow 0$ и входным сигналом может быть только напряжение. Поэтому техническая реализация схемы с ПВ требует установки на входе интегратора преобразователя напряжение - ток или замены интегратора Миллера другой схемой.

Функциональная схема преобразователя с R - входом приведена на рис. 1. Преобразование разбаланса индуктивностей L_1 и L_2 ($L_1 < L_2$) и длительность импульса на выходе триггера происходит в два такта. В первом такте на время t_u , определяемое блоком управления, замыкаются ключи K_1 и K_2 . При этом в измерительной цепи (ИЦ), включающей в себя источники, ключи, резистор R и вход операционного усилителя, возникает переходный процесс. За время t_u

ток $i_{\beta x}$ переходного процесса создает на емкости интегратора C заряд, величина которого пропорциональна разбалансу индуктивностей L_1 и L_2 и в общем случае определяется всеми элементами ИЦ.

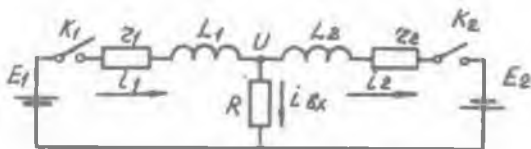


Р и с. 1. Функциональная схема преобразователя

Во втором такте замыкается ключ K_2 , и величина накопленного интегратором заряда преобразуется в длительность импульса T аналогично преобразованию в двухтактных цифровых вольтметрах.

Входным сигналом схемы с R -выходом является входной ток интегратора. При его определении считаем ключевые элементы K_1 , K_2 и операционный усилитель идеальными. Схема замещения такой ИЦ изображена на рис. 2. Процессы, происходящие в ней при одновременном замыкании ключевых элементов, описываются системой уравнений:

$$\begin{cases} E_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 z_1 + i_{\beta x} R \\ E_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + i_2 z_2 - i_{\beta x} R \\ i_{\beta x} = i_1 - i_2 \end{cases} \quad (I)$$



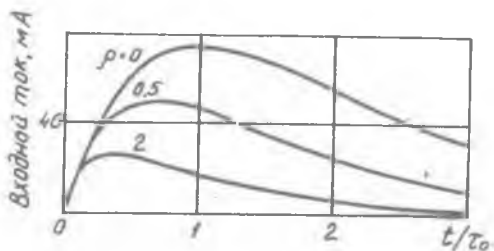
Р и с. 2. Эквивалентная схема измерительной цепи

Решение системы (I) относительно входного тока $i_{\delta x}(t)$ при $E_1 = E_2 = E$, $z_1 = z_2 = z_0$, $L_1 = L_0 - \Delta L$, $L_2 = L_0 + \Delta L$ и нулевых начальных условиях может быть записано в виде

$$i_{\delta x}(t) = \frac{E}{z_0 \nu} \left\{ \exp \left[-\frac{1+\rho-\nu}{\tau_0(1-\varepsilon^2)} t \right] - \exp \left[-\frac{1+\rho+\nu}{\tau_0(1-\varepsilon^2)} t \right] \right\}, \quad (2)$$

где $\varepsilon = \Delta L / L_0$; $\rho = R / z_0$; $\nu = \sqrt{\rho^2 + \varepsilon^2(1+2\rho)}$; $\tau_0 = L_0 / z_0$.

Зависимости входного тока при $E = 1\text{В}$, $z_0 = 1\text{Ом}$ и $\varepsilon = 0,1$ в функции отношения t/τ_0 изображены на рис. 3. Увеличение параметра



Р и с. 3. Входной ток интегратора при различных значениях ρ

ρ уменьшает амплитуду входного тока и несколько меняет характер зависимости $i_{\delta x}(t/\tau_0)$. При малых значениях t/τ_0 сопротивление R практически не влияет на ток $i_{\delta x}$ и, следовательно, на характеристики преобразователя.

В схеме с ПВ входным сигналом является напряжение

$$u_{BX}(t) = \lim_{R \rightarrow \infty} i_{BX}(t)R = \epsilon E \exp(-t/\tau_0). \quad (3)$$

Функция преобразования преобразователя с двухтактным интегрированием в обобщенной форме [I] имеет вид:

$$T = \frac{\int_0^{t_u} x_{BX}(t) dt}{J}, \quad (4)$$

где T - время полного разряда интегратора постоянным током $J = E/R_p$, $x_{BX}(t)$ - входной сигнал интегратора, ток или напряжение, подаваемые на его вход в течение времени t_u .

Подставив в формулу (4) выражения $x_{BX}(t)$ из формул (2) и (3) и произведя необходимые преобразования, для схемы с ТВ и R -входом получим

$$T = 2 \frac{R_p}{E_0} \tau_0 \frac{E}{1+2\rho} \left[1 - \left(\frac{1+\rho}{\nu} \operatorname{sh} \frac{\alpha \nu}{1-\epsilon^2} + \operatorname{ch} \frac{\alpha \nu}{1-\epsilon^2} \right) \exp(-\alpha \frac{1+\rho}{1-\epsilon^2}) \right], \quad (5)$$

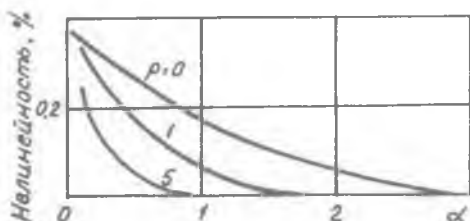
где $\alpha = t_u/\tau_0$.

Для схемы с ПВ при заряде интегратора в первом такте током

$i_{BX}(t) = u_{BX}(t)/R_p$, можно записать

$$T = \epsilon \tau_0 [1 - \exp(-\alpha)]. \quad (6)$$

Статическая характеристика (СХ) схемы с ПВ линейна при любом α . Зависимости нелинейности СХ схемы с R -входом от α , определенные методом равномерных приближений, приведены на рис. 4.



Р и с. 4. Зависимость нелинейности статической характеристики преобразователя от α при различных ρ

Из них следует, что наибольшей нелинейностью обладает СХ схемы с ТВ. Увеличение ρ уменьшает нелинейность. Степень уменьшения нелинейности зависит от величины α .

Чувствительность преобразователя $S = \partial T / \partial \varepsilon'$ при малой нелинейности СХ практически не зависит от ε , поэтому для оценки влияния параметра ρ на чувствительность можно использовать выражения S при $\varepsilon = 0$, которые для схемы с R -входом и ТВ имеют вид

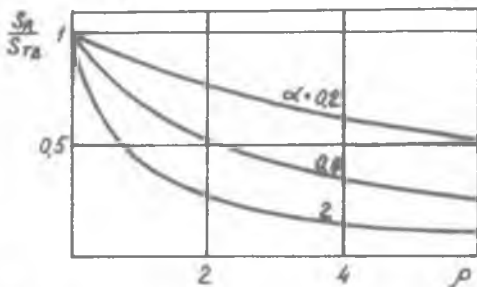
$$S_R = 2 \frac{R_p \tau_0}{Z_0 (1 + 2\rho)} \left\{ 1 - \left(\frac{1 + \rho}{\rho} \operatorname{sh} \alpha \rho + \operatorname{ch} \alpha \rho \right) \exp[-\alpha(1 + \rho)] \right\}, \quad (7)$$

$$S_{ТВ} = 2 \frac{R_p}{Z_0} \tau_0 [1 - (1 + \alpha) \exp(-\alpha)]. \quad (8)$$

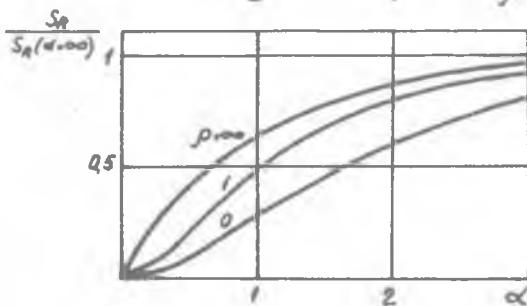
Для схемы с ПВ

$$S_{ПВ} = \tau_0 [1 - \exp(-\alpha)]. \quad (9)$$

Влияние параметра ρ на чувствительность S_R показано на графиках $S_R(\rho) / S_{ТВ}$, приведенных на рис. 5. На рис. 6 приведены нормированные зависимости $S_R(\alpha / S_R(\alpha = \infty))$ для нескольких значений ρ .



Р и с. 5. Влияние параметра ρ на чувствительность преобразователя при различных α



Р и с. 6. Зависимость нормированной чувствительности преобразователя от α

Основной вклад в мультипликативную составляющую погрешности измерительной системы с индуктивными датчиками вносят температурные изменения неинформативных параметров датчика L_0 и Z_0 . Влияние этих изменений на выходную величину T принято оценивать с помощью коэффициентов разложения функции преобразования $T=f(\epsilon, \alpha, \rho, Z_0, L_0, t_u)$ в ряд Тейлора, которые представляют собой частные значения функций влияния [2]. Однако определение погрешности с использованием функций влияния требует проведения ряда дополнительных вычислений и в случае сложной математической модели преобразователя затрудняет оценку погрешности конкретной схемы. Поэтому для анализа измерительной схемы удобнее использовать обобщенные, нормированные функции влияния (НФВ).

Под НФВ здесь понимается отношение произведения функции влияния параметра ρ на начальное значение этого параметра ρ_0 к чувствительности преобразователя S . Аналогично классификации погрешности по характеру зависимости от уровня сигнала [2] НФВ можно разделить на аддитивные ψ_0 и мультипликативные ψ_s , которые в соответствии с данным выше определением составляют *

$$\psi_{0\rho} = \frac{\partial T}{\partial \rho} \frac{\rho_0}{S}, \quad (I0)$$

$$\psi_{s\rho} = \frac{\partial S}{\partial \rho} \frac{\rho_0}{S}. \quad (II)$$

Аддитивная погрешность с использованием НФВ определяется по формуле

$\Delta_{0\rho} = \psi_{0\rho} \xi_\rho / \epsilon_{\max}$, где $\xi_\rho = \Delta\rho/\rho_0$ - относительное изменение параметра ρ , ϵ_{\max} - диапазон изменения измеряемой величины.

Мультипликативная погрешность $\Delta_{s\rho} = \psi_{s\rho} \xi_\rho$.

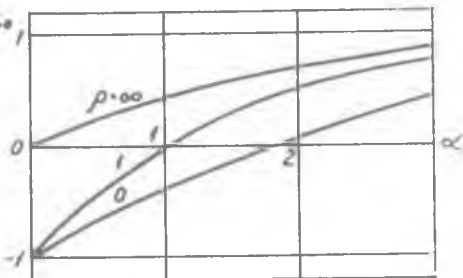
НФВ изменения индуктивности L_0 в соответствии с формулой (II)

$$\psi_{sL_0} = \frac{\partial S_R}{\partial L_0} \frac{L_0}{S_R},$$

где $\frac{\partial S_R}{\partial L_0} = 2 \frac{R\rho}{Z_0} \frac{\tau_0}{m} \left[1 - \left(\frac{\ell + \alpha m}{\rho} \operatorname{sh} \alpha \rho + \operatorname{ch} \alpha \rho \right) \exp(-\alpha \ell) \right] \frac{1}{L_0}$;

$$\ell = 1 + \rho; \quad m = 1 + 2\rho.$$

Из графиков $\psi_{SL_0}(\alpha)$, приведенных на рис. 7, следует, что значение α , при котором $\psi_{SL_0} = 0$, является функцией ρ и меняется в пределах от 1,80 до 0 при изменении ρ от 0 до ∞ . Равенство ψ_{SL_0} нулю означает, что при данном значении α измерительная схема инвариантна к изменениям L_0 . Преобразуемой величиной является относительное изменение индуктивности $\mathcal{E} = \Delta L / L_0$. Изменение α от 0 до ∞ меняет характер преобразуемой величины от $\Delta L / L_0^2$ при $\alpha = 0$ до абсолютного изменения индуктивности ΔL при $\alpha = \infty$.



Р и с. 7. Нормированные функции влияния изменений L_0

Относительная погрешность T_{SL_0} , вызываемая изменением L_0 на величину ΔL_0 при известных α и ρ определяется по формуле $T_{SL_0} = \psi_{SL_0} \Delta L / L_0$.

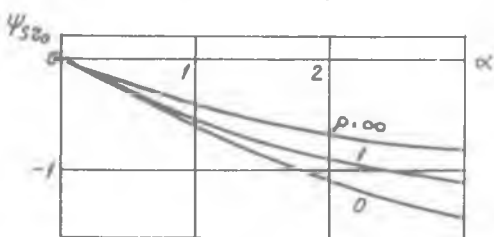
НФВ изменения сопротивления Z_0 имеет вид

$$\psi_{SZ_0} = -\frac{\partial S_R}{\partial Z_0} \frac{Z_0}{S_R}$$

где $\frac{\partial S_R}{\partial Z_0} = -2 \frac{R_p}{Z_0} \frac{z_0}{m} \left\{ 2l - \left[\frac{\alpha l m + l^2 + \rho^2}{\rho} \operatorname{sh} \alpha \rho + (2l + \alpha m) \operatorname{ch} \alpha \rho \right] \exp(-\alpha l) \right\} \frac{1}{Z_0}$

Зависимости ψ_{SZ_0} от α при различных значениях ρ приведены на рис. 8. Влияние Z_0 минимально в схеме с ПВ и увеличивается с уменьшением ρ . В отличие от L_0 температурные изменения Z_0 в измерительной системе могут достигать нескольких десятков процентов. Поэтому даже в схеме с ПВ погрешность $T_{SZ_0} = \psi_{SZ_0} \Delta Z_0 / Z_0$ может достигать неприемлемой величины и для ее уменьшения необходимо принимать специальные меры.

Р и с. 8. Нормированные функции влияния изменений Z_0



В ы в о д ы

1. При малых значениях $\alpha = t_{\alpha} / \tau_0$ величина параметра $\rho = R / z_0$ практически не оказывает влияния на чувствительность и другие характеристики преобразователя.

2. Увеличение ρ уменьшает чувствительность преобразователя и нелинейность статической характеристики.

3. Зависимость чувствительности от величины входного сопротивления при $\alpha > 0,2$ дает возможность наиболее простым способом производить регулировку чувствительности в каждом канале многоканальной измерительной системы с групповым принципом построения.

4. Использование нормированных функций влияния существенно упрощает оценку метрологических характеристик преобразователя.

5. При $\alpha < 1,80$ величина ρ влияет на знак погрешности, создаваемой температурными изменениями L_0 , что может быть использовано для компенсации мультипликативной погрешности датчика.

Л и т е р а т у р а

1. Вилоп Д.Э. Анализ измерительной схемы с двухтактным интегрированием для индуктивных первичных преобразователей. - В сб.: Автоматизация экспериментальных исследований. Куйбышев: КуАИ, 1976, с.108-114.

2. Браславский Д.А., Петров В.В. Точность измерительных устройств. - М.: Машиностроение, 1976.

УДК 621.317.31:621.3.061

А.В.Догвинов

ОБ ОСОБЕННОСТЯХ ПРИМЕНЕНИЯ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ
ДЛЯ КОММУТАТОРОВ СЛАБЫХ ТОКОВ

(г. Куйбышев)

Полевые транзисторы ПТ широко используются в качестве ключевых элементов токовых коммутаторов (ТК) среднего уровня вследствие высокой степени гальванической развязки сигнальных и управляющих цепей. В ТК низкого уровня возрастает влияние паразитных параметров ПТ и они