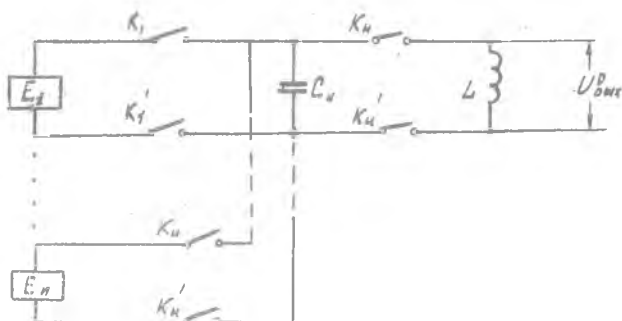


КОММУТАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МАЛЫХ СИГНАЛОВ  
С "ПАРАМЕТРИЧЕСКИМИ" КЛЮЧЕВЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

(г. Куйбышев)

Импульсные коммутационные преобразователи малых постоянных сигналов характеризуются высокой чувствительностью, линейностью градуировочной характеристики, малыми аддитивными погрешностями, высокой помехоустойчивостью. Процесс коммутации преобразуемых сигналов в групповых преобразователях совмещен с процессом преобразования  $I/I$ . Достоинства коммутационных преобразователей позволили создать на их основе ряд многоканальных измерительных устройств, в том числе тридцатиканальный преобразователь сигналов термпар (ПСТП) и шестнадцатиканальный преобразователь сигналов вакуумных датчиков (ПСВД) в стандарте КАМАК /2,3/.

Упрощенная схема измерительной цепи преобразователя представлена на рис.1. Гальваническое разделение входных и выходных цепей rea-



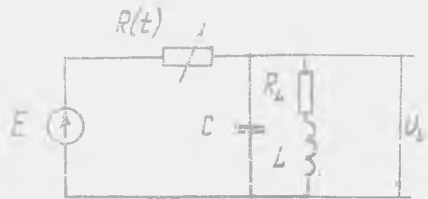
Р и с. 1. Измерительная цепь преобразователя

лизовано введением двухполосной коммутации со стороны источников преобразуемых сигналов  $E_1, \dots, E_n$  и со стороны катушки индуктивности  $L$ . Преобразование малого постоянного сигнала в импульс высокого уровня происходит в три этапа. Коммутация сигналов  $E_1, \dots, E_n$

совмещена с первым этапом преобразования, когда при замкнутой паре коммутирующих ключей одного из каналов, например  $K_1, K'_1$ , заряжается накопительная емкость  $C_H$  до значения  $E_1$ , за счет чего реализуется высокое входное сопротивление. Измерительные ключи  $K_{и1}, K'_{и1}$  при этом разомкнуты. На втором этапе коммутирующие ключи размыкаются, а измерительные замыкаются. Начинается накопление энергии в индуктивности  $L$  до момента, когда эта энергия достигает своего максимального значения. В этот момент измерительные ключи  $K_{и1}, K'_{и1}$  размыкаются, увеличивая свое сопротивление с величины  $Z_0$  до значения  $R_0$ . При этом энергия индуктивности рассеивается, и на выходе измерительной цепи формируется импульс высокого уровня (3-й этап преобразования). Далее амплитуда этого импульса преобразуется в цифровой код.

Ключевые элементы, применяемые в коммутационных преобразователях, характеризуются конечным временем коммутации  $T$ . Очевидно, что влияние  $T$  будет наибольшим, когда оно соизмеримо с длительностью процесса преобразования, т.е. на третьем этапе (рис.2). Катушка индуктивности  $L$  характеризуется

собственной емкостью  $C$  и сопротивлением  $Z_L$ . Накопительная емкость, заряженная до амплитуды преобразуемого сигнала  $E$ , имеет значение  $C_H \gg C$ , поэтому она может рассматриваться как источник напряжения  $E$  в течение сравнительно короткого третьего этапа преобразования. В общем случае закон изменения сопротивления ключевого элемента с  $Z_0$  до



Р и с. 2. Эквивалентная схема измерительной цепи на третьем этапе преобразования

$R_0$  за время коммутации  $T$  неизвестен. В работе /4/ этот закон принят произвольным в полосе времени  $0 \dots T$ , что позволило оценить погрешность преобразования, обусловленную влиянием конечного времени коммутации  $T$  ключевого элемента.

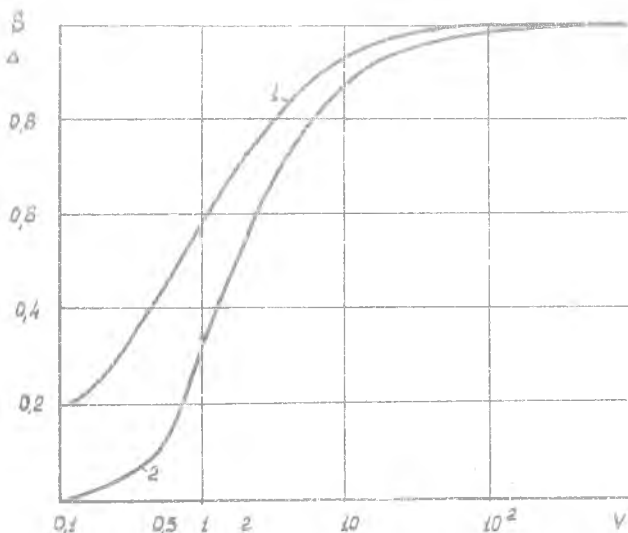
Представляет интерес оценка влияния процесса коммутации при линейном законе изменения  $R(t) = Z_0 + \alpha t$  за время  $T$ . Можно предположить, что при уменьшении скорости  $\alpha$  нарастания сопротивления  $R(t)$  влияние неинформативного изменения параметров катушек на выходной сигнал будет снижено, но при этом, по-видимому, уменьшится и чувствительность преобразователя. Особенно важно снизить влияние собственной емкости  $C$  катушки, так как изменения  $C$  от температуры и во времени достигают десятков процентов.

Переходный процесс в схеме (см. рис. 2) описывается системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{U_0}{L} - \frac{iZ_0}{L} \\ \frac{dU_0}{dt} = \frac{E - U_0}{CR(t)} - \frac{i}{C} \\ \frac{dR(t)}{dt} = \alpha \end{cases} \quad (1)$$

где  $i$  - ток переходного процесса, протекающий через индуктивность.

Решение системы (1) получено на ЦУМ численным методом Рунге-Кутты. В результате решения были рассчитаны и построены графики зависимости относительной чувствительности  $S$  (кривая 1) и относительной погрешности  $\Delta$  (кривая 2), обусловленной неинформативным изменением емкости  $C$ , в функции скорости нарастания сопротивления ключевого элемента (рис. 3). Скорость задана безразмерной величиной  $V = \alpha C$ .



Р и с. 3. Зависимость относительной чувствительности  $S$  и относительной погрешности  $\Delta$  от скорости нарастания сопротивления ключа.

При построении графиков полагали, что при скачкообразном увеличении сопротивления  $R(t)$ , т.е. при бесконечно высокой скорости нарастания сопротивления ключа  $R(t)$  чувствительность  $S = 1$  и погрешность  $\Delta = 1$ . Из графиков следует, что при уменьшении скорости  $V$ , начиная со значений  $V = 10^2 \dots 10^3$ , относительная чувствительность  $S$  и погрешность  $\Delta$  начинают снижаться. Причем снижение погрешности  $\Delta$  происходит быстрее, чем чувствительности  $S$ .

Начиная со значений  $V < 0,1$ , изменение собственной емкости  $C$  катушки индуктивности практически не влияет на чувствительность, погрешность  $\Delta \rightarrow 0$ . Это означает, что при достаточно малых скоростях нарастания сопротивления ключа влиянием собственной емкости  $C$  катушки индуктивности можно пренебречь, процесс преобразования будет описываться параметрическим уравнением первого порядка

$$\frac{di}{dt} + \frac{R(t)}{L} i = \frac{E}{L}, \quad (2)$$

полагаем, что  $Z_0$  учитывает также  $Z_L$ . Решением уравнения (2) будет выражение

$$i = e^{-B} \left( A + \frac{E}{L} \int e^B dt \right), \quad (3)$$

где  $A$  - постоянная, определяемая начальными условиями

$$B = \int \frac{R(t)}{L} dt = \frac{1}{L} (z_0 t + \frac{\alpha t^2}{2}).$$

Интеграл  $\int e^B dt$  сводится к табличному

$$\int e^{z^2} dz = z + \frac{z^3}{113} + \frac{z^5}{215} + \frac{z^7}{317} + \dots, \quad (4)$$

где  $z = bt + a$ ,  $b = \sqrt{\alpha/2L}$ ,  $a = z_0/\sqrt{2\alpha L}$ .

В начальной стадии переходного процесса при условии  $2\alpha L \gg z_0^2$ , что характерно для реальных преобразователей, ряд (4) очень быстро сходится. Для качественного анализа переходного процесса достаточно ограничиться первым членом ряда (4), так как нас интересует только начальная область переходного процесса, когда формируется выходной импульс.

При этом ток переходного процесса описывается выражением

$$i = e^{-B} \left( A + \frac{E}{L} \frac{\sqrt{2L} t + \frac{z_0}{\sqrt{2\alpha L}}}{e^{\frac{z_0^2}{2\alpha L}} \sqrt{\frac{\alpha}{2L}}} \right), \quad (5)$$

постоянная  $A \approx E/z_0$ .

Напряжение на индуктивности

$$U_L = E \left[ 1 - \frac{z_0 + \alpha t}{z_0} e^{-\left(\frac{z_0}{L} + \frac{\alpha t}{2L}\right)t} \left(1 + \frac{z_0^2}{\alpha L} + \frac{z_0}{L} t\right) \right]$$

при  $z_0^2 \ll \alpha L$ ,  $z_0 t / L \ll 1$  будет описываться выражением

$$U_L = E \left[ 1 - \frac{z_0 + \alpha t}{z_0} e^{-\left(\frac{z_0}{L} + \frac{\alpha t}{2L}\right)t} \right], \quad (6)$$

Из выражения (6) следует, что напряжение  $U_L$  нарастает с нулевого значения и достигает максимума в момент  $t_M$ , который определяется из условия  $\frac{d}{dt} [U(t_M)] = 0$ :

$$t_M = \sqrt{\frac{L}{\alpha}} - \frac{z_0}{\alpha} \quad (7)$$

поскольку  $\alpha L \gg z_0^2$ , то  $t_M \approx \sqrt{L/\alpha}$ .

Амплитудное значение выходного напряжения в момент  $t_M$  составляет

$$U_M = E \left[ 1 - \frac{z_0 + \sqrt{\alpha L}}{z_0} e^{-\left(\frac{z_0}{\sqrt{\alpha L}} + 0,5\right)} \right] \approx E \left( 1 - \frac{\sqrt{\alpha L}}{z_0} e^{-0,5} \right) \quad (8)$$

или

$$U_M \approx -E \frac{\sqrt{\alpha L}}{z_0 \sqrt{e}}$$

Итак, чувствительность преобразователя с ключевым элементом, сопротивление которого нарастает по линейному закону  $R(t) = z_0 + \alpha t$  с достаточно малой скоростью  $\alpha$ , определяется скоростью  $\alpha$ , величиной индуктивности  $L$  и сопротивления  $z_0$ :

$$S = \left| \frac{dU_M}{dE} \right| = \frac{\sqrt{\alpha L}}{z_0} \frac{1}{\sqrt{e}}$$

Собственная емкость  $C$  катушки индуктивности перестает влиять на переходный процесс при значениях  $\alpha C < 0,1$ , при этом происходит примерно пятикратное снижение чувствительности.

## Л и т е р а т у р а

1. В а с и н Н.Н. Исследование и разработка коммутационных нормирующих преобразователей сигналов низкого уровня. Автореферат диссертации. - Пенза: ПИ, 1978. - 22 с.

2. Х р и т и н А.А. Преобразователь сигналов термпар в стандарте КАМАК. - Информационный листок № 577-83. - Куйбышев: КМГЦНТИП; 1983.

3. Л о г в и н о в А.В. Преобразователь сигналов вакуумных датчиков в стандарте КАМАК (ЭСВД) - Информационный листок № 656-83. - Куйбышев: КМГЦНТИП, 1983.

4. В а с и н Н.Н., Т у з о в А.П. Оценка влияния времени коммутации ключа на точность преобразователя малых постоянных напряжений. - В кн.: Автоматизация экспериментальных исследований. - Куйбышев: КуАИ, 1976.

УДК 621.317

Л.Э. Вилоп

ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИНТЕГРИРУЮЩЕГО  
АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ  
С ИНДУКТИВНЫМ ДАТЧИКОМ  
(г. Куйбышев)

Большинство современных систем сбора информации, используемых при экспериментальных исследованиях и испытаниях сложных технических объектов, осуществляют измерение изменяющихся физических величин. При этом динамические характеристики используемого в системе аналого-цифрового преобразователя (АЦП) могут оказывать существенное влияние на достоверность получаемых результатов. В частности, это относится к групповым интегрирующим АЦП двухтактного интегрирования, которые благодаря своим достоинствам широко применяются в системах измерения медленно меняющихся величин с резисторными и генераторными датчиками. В таких системах изменение измеряемой величины на интервале интегрирования приводит к появлению динамической погрешности - несоответствию полученного результата значению измеряемой величины в момент окончания первого такта интегрирования. Если на измеряемую величину наложены высокочастотные пульсации, что характерно для многих технических объектов, то вследствие интегрирования происходит уменьшение влияния пульсаций и повышение точности кодирования медленно меняющейся составляющей контролируемого процесса.

Применительно к измерительным системам с индуктивными датчиками групповой АЦП двухтактного интегрирования может быть реализован на основе одного из методов тестовых переходных процессов - метода интегрирующего преобразования /1,2/. При этом значение информативного параметра опрашиваемого датчика определяется интегрированием в первом такте реакции измерительной цепи (ИЦ) на ее подключение к источнику постоянного напряжения. При подключении к источнику напряжения  $E$  переходный процесс в цепи с последовательно соединенными сопро-