

# ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА СБОРА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

О.П. Скобелев

## МЕТОДЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НА ОСНОВЕ ТЕСТОВЫХ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

В настоящее время при построении устройств сбора измерительной информации в системах автоматизации экспериментов получили развитие методы преобразования, использующие тестовые переходные процессы [1], [2], [3], [4]. Эти методы можно разделить на две группы [1].

К первой группе относятся методы, в которых переходный процесс имеет апериодический характер, а к второй группе относятся методы с переходным процессом колебательного характера.

Вопросы систематизации и классификации методов первой группы нашли отражение в ряде работ [1], [2], [3]. Однако применительно к методам преобразования второй группы подобные задачи не решались. Этим вопросам посвящена настоящая статья.

Следует подчеркнуть, что при анализе методов предполагается, что переходный процесс в датчике или измерительной цепи возбуждается стандартным тестовым возмущением ступенчатой формы, как наиболее простореализуемой. Преобразование ведется в ответ на воздействие, поступающее на датчик или измерительную цепь в произвольные моменты времени.

Кроме того, рассматриваются лишь такие измерительные устройства, в которых колебательный переходный процесс вызван основными, а не паразитными параметрами, причем переходный процесс приближенно моделируется дифференциальными уравнениями 2-го порядка.

В настоящее время в механических (электромеханических) и электрических измерительных устройствах нашли применение методы преобразования второй группы.

В табл. I приведены схемы механического устройства и электрической цепи, которые содержат по три основных элемента: механическое устройство — массу  $m$ , упругий элемент с эластичностью  $K_M$  и элемент успокоения с диссипативным параметром  $R_M$ . Электрическая цепь является аналогом механической системы и состоит из индуктивности  $L$ , емкости  $C_3$  и сопротивления  $R_3$ . Переходный процесс в колебательных системах, так же как и в апериодических, может быть вызван изменением параметров  $R_M$ ,  $C_M$ ,  $m$  ( $R_3$ ,  $C_3$ ,  $L$ ), а также изменением параметров внешних источников энергии (например, усилий, напряжений и токов), причем форма и направление возбуждения могут быть различны.

По-видимому, по аналогии с работой [3] возможно выявления большого числа различных вариантов методов преобразования второй группы. Однако такой подход представляет более теоретический, чем практический интерес, так как число реализаций этих методов в приборах и устройствах, применяемых в промышленности и научном эксперименте, в настоящее время сравнительно невелико.

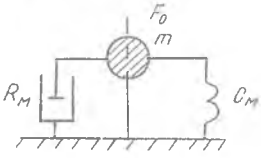
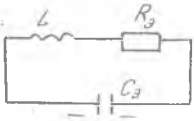
Учитывая это обстоятельство, при анализе методов преобразования второй группы принимается ряд дополнительных ограничений:

1. Входное воздействие предполагается нулевым при ненулевом начальном состоянии, т.е. в датчике или измерительной цепи рассеивается заранее запасенная энергия. В табл. I (№ I) с целью дальнейшего упрощения один из двух параметров, характеризующих начальное состояние, принимается нулевым (в механической системе — скорость  $v(0) = 0$ , в электрической — ток  $i(0) = 0$ ).

2. В ходе переходного процесса параметры  $R_M$ ,  $m$ ,  $C_M$  ( $R_3$ ,  $L$ ,  $C_3$ ) постоянны и не меняются во времени.

По аналогии с дифференциальными уравнениями для механической и электрической систем, а также их решений в табл. I (№ 6) записано дифференциальное уравнение и его решения для обобщенной колебательной системы, где  $y$  — реакция системы, аналог перемещению  $x$  в механической и заряду  $q$  в электрической цепи;  $\alpha$  — затухание,  $\omega_0$  — резонансная частота, причем  $\alpha = \frac{R}{2M}$ ,

ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС В МЕХАНИЧЕСКОМ  
И ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ АНАЛОГАХ

№	Механические аналоги	Электрические аналоги
1	 <p><math>F(0) = F_0, x(0) = F_0 \text{ см.}</math> <math>v(0) = 0</math></p>	 <p><math>v(0) = U_0; q(0) = U_0 C_Э</math> <math>i(0) = 0</math></p>
2	$\frac{d^2 x}{dt^2} + 2d \frac{dx}{dt} + \omega^2 x = 0$	$\frac{d^2 q}{dt^2} + 2\alpha \frac{dq}{dt} + \omega_0^2 q = 0$
3	$\alpha = \frac{R_M}{2m} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{m C_M}}$	$\alpha = \frac{R_M}{2L} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_Э}}$
4	$\alpha < \omega_0 \quad p_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_R \quad \omega_R = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ $\sin \varphi = d/\omega_0$	
5	$x(t) = F_0 C_M \frac{\omega_0}{\omega_R} e^{-\alpha t} \cos(\omega_R t - \varphi)$ $v(t) = -F_0 \frac{\omega_0^2 C_M}{\omega_R} e^{-\alpha t} \sin \omega_R t$	$q(t) = v_0 C_Э \frac{\omega_0}{\omega_R} e^{-\alpha t} \cos(\omega_R t - \varphi)$ $i(t) = -v_0 \frac{\omega_0^2 C_Э}{\omega_R} e^{-\alpha t} \sin \omega_R t$
6	$\frac{d^2 y}{dt^2} + 2\alpha \frac{dy}{dt} + \omega_0^2 y = 0$ $y(t) = Y_m e^{-\alpha t} \cos(\omega_R t - \varphi)$ $V(t) = -Y_m \omega_0 e^{-\alpha t} \sin \omega_R t$ $Y_m = \varepsilon_0 c \frac{\omega_0}{\omega_R}$	

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{MC}}$ ,  $R$  - параметр рассеяния энергии, аналог  $R_M$  и  $R_0$ ;  $M$  - обобщенный параметр, аналог  $m$  и  $l$ ;  $C$  - обобщенный параметр, аналог  $C_M$  и  $C_0$ ;  $Y_m = \varepsilon_0 c \frac{\omega_0}{\omega_R}$ ,  $\varepsilon_0$  - входное воздействие, аналог  $F_0$  и  $u_0$ ;  $\omega_R$  - определяются в табл. I (№ 3, 4);  $V(t)$  - обобщенная скорость, аналог в механической системе скорости  $v(t)$  и электрической - току  $i(t)$ .

По виду операции, выполненной в измерительном преобразователе, методы преобразования второй группы можно классифицировать на частотно-временные и амплитудные (табл. 2).

К частотно-временным относятся:

Метод частотного преобразования, в соответствии с которым входной параметр преобразуется в параметры устройства  $C, M, R$ , далее в частоту  $\omega_R$  и в цифровой код  $N$  при заданном интервале времени  $T$ .

Метод временного преобразования - входной параметр преобразуется во временной интервал и далее в цифровой код при заданном числе периодов  $N$ .

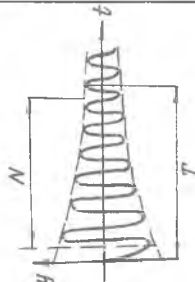
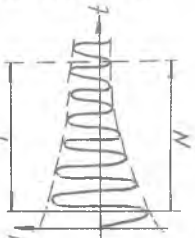
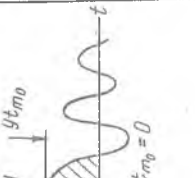
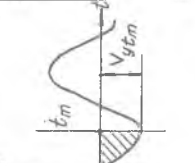
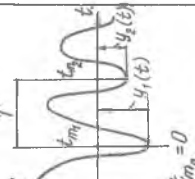
К амплитудным относятся:

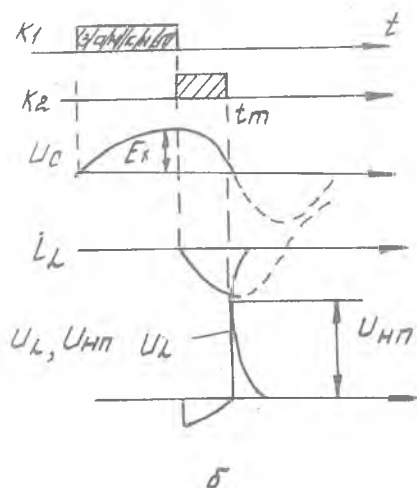
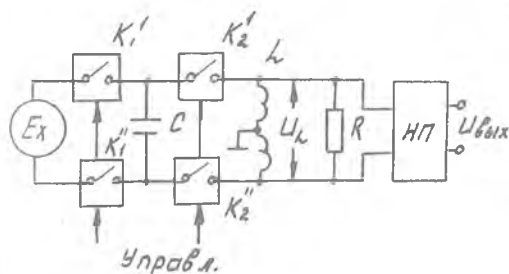
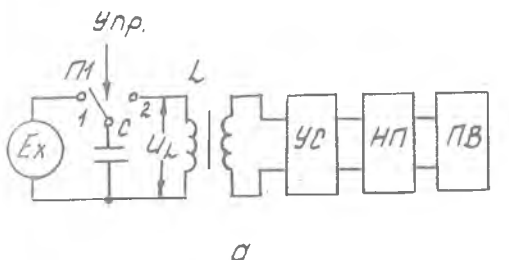
Метод одноамплитудного преобразования (МОП) в двух вариантах:

а) начальное состояние измерительного устройства, определяемое входным параметром и входным воздействием  $\varepsilon_0$ , преобразуется в амплитудное значение реакции  $y(t)$  в начальный момент времени  $t_{m0}$ ; б) начальное состояние, определяемое входным параметром и входным воздействием  $\varepsilon_0$ , преобразуется в амплитудное значение обобщенной скорости  $V(t)$  в момент  $t_m$ , соответствующий первой четверти первого периода  $t_m = T/4$ .

Метод двухамплитудного преобразования - логарифмический декремент затухания  $\psi$ , характеризующий диссипативный параметр  $R$  при постоянном  $M$ , определяется логарифмом отношения двух амплитуд реакции, фиксируемых в моменты  $t_{m1}$  и  $t_{m2}$  при условии  $t_{m2} - t_{m1} = T$ , где  $T$  - период колебаний.

Методы частотновременного преобразования наиболее известны [4], [5]. Они реализованы в струнных датчиках усилий и давлений, работающих по запросу. Необходимым условием качественного функционирования является высокая добротность, что удается получить в механических узлах частотных датчиков.

Методы преобразования		Амплитудные		Объединительные преобразования
Частотно-временные преобразования	Временные преобразования	Одноамплитудные преобразования		
$N = T 2 \pi \omega R$ $T = \text{const}$	$T = \frac{N}{2 \pi \omega R}$ $N = \text{const}$	$y(t) / t_{m0} = Y_m e^{-\alpha t_{m0}} \times \cos(\omega_R t_{m0} - \varphi)$	$V(t) t_m = -Y_m \omega_b e^{-\alpha t_m} \times \sin \omega_R t_m$	$y = \ln y_2(t) = \alpha T$ $y_1(t) = y t_{m1}$ $y_2(t) = y t_{m2} t_{m2} - t_{m1} = T$
				



Р и с. 1. Преобразователи сигналов низкого уровня, реализующие метод одноамплитудного преобразования: а - первый вариант; б - второй вариант

Реализации методов одно- и двухамплитудного преобразования, подтверждающие их жизнеспособность, появились значительно позднее. Рассмотрим преобразователи, иллюстрирующие эти методы. Метод одноамплитудного преобразования используется при построении преобразователей медленноменяющихся милливольтных сигналов.

В первом варианте МОП емкость  $C$  преобразователя (рис. 1) заряжается до напряжения  $U_C = E_x$ , где  $E_x$  - ЭДС датчика. На втором этапе преобразования (момент  $t_{m0}$ ) П1 переключается в положение 2. В контуре  $LC$  начинается колебательный переходный процесс и на катушке появляется знакопеременное напряжение, которое усиливается высокочастотным усилителем УС. В усиленном сигнале селектируется затрихованная область (табл. 2), в которой фиксируется амплитудное значение, соответствующее входному сигналу  $E_x$ . Эти операции производятся с помощью "нелинейного преобразователя" (НП), а ам-

плитудное значение фиксируется пиковым вольтметром ПВ [6], [7]. Емкость на входе обеспечивает увеличение входного сопротивления.

Во втором варианте МОП первый и второй этапы преобразования протекают аналогично (табл. 2, рис. 1,б) (на первом этапе:  $K1'$ ,  $K1''$  замкнуты,  $K2'$ ,  $K2''$  - разомкнуты, на втором:  $K1'$ ,  $K1''$  - разомкнуты,  $K2$ ,  $K2$  - замкнуты). В момент  $t_m$ , когда ток в цепи  $LC$  и энергия в индуктивности максимальны, производится разрыв цепи. В тот же момент в обобщенной системе (табл. 2) максимальна обобщенная скорость  $V(t)$ . С момента  $t_m$  преобразование ведется в соответствии с методом первой производной [3], что обеспечивает повышение чувствительности без применения усилителей [8], [9]:

$$U_{L1}/t_{m1} \approx E_{\text{вх}} \frac{R}{z}$$

где  $z$  - сопротивление контура  $LC$  при замкнутых  $K2'$ ,  $K2''$ , причем  $R \gg z$ .

На рис. 2 приведена схема вибрационного вискозиметра [10]. В качестве датчика в вязкой жидкости используется кварцевый преобразователь (Д). Его колебания усиливаются усилителем УС. Ключ  $K1$  и конденсатор  $C1$ , ключ  $K2$  и конденсатор  $C2$  выполняют функции устройств, запоминающих амплитуды колебаний:

$$U_{C1}/t_{m1} = U_1 = U_0 e^{-\alpha t_{m1}}$$

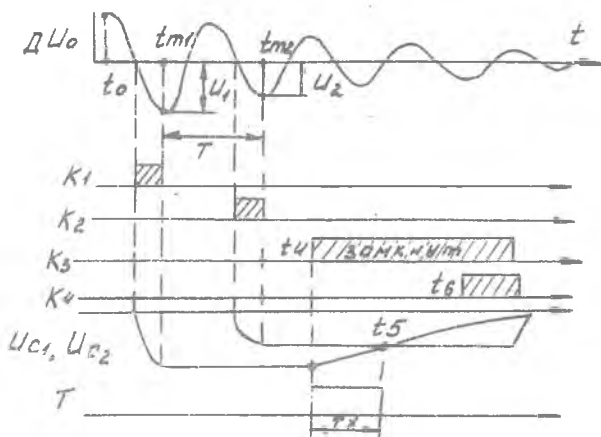
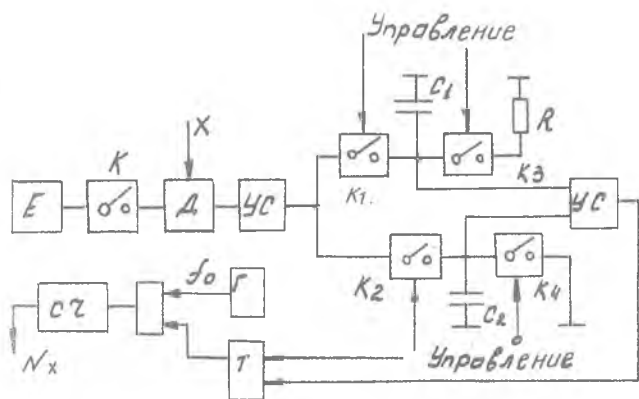
$$U_{C2}/t_{m2} = U_2 = U_0 e^{-\alpha t_{m2}}$$

Напряжения с конденсаторов подаются на логарифмирующее устройство в виде сравнивающего устройства СУ и разрядной цепи с ключом  $K3$  и резистором  $R$ . После запоминания амплитудных значений в моменты  $t_{m1}$  и  $t_{m2}$  (табл. 2, рис. 2), в момент  $t_4$  перебрасывается триггер  $T$ , замыкается  $K3$  и начинается разряд  $C_1$  через  $R$ . В момент  $t_5$ , когда  $U_{C1} = U_{C2}$ , срабатывает СУ, и триггер  $T$  возвращается в исходное состояние.

Временной интервал  $T_x$ , а следовательно, и цифровой код  $N_x$  на выходе АЦП линейно связаны с постоянной затухания  $\alpha$  и входной величиной - вязкостью жидкости, в которую погружен датчик:

$$N_x = T_x f_0 = \nu R C_1 f_0 = \alpha T R C_1 f_0.$$

Это устройство можно использовать и в случае, когда вместо кварцевого преобразователя включен колебательный контур с дат-



Р и с. 2. Вибрационный вискозиметр

ником, например, токовихревого типа. Если входная величина воздействует на активное сопротивление датчика и связана с ним линейно, то приведенная схема также обеспечит линейное преобразование.



## Л и т е р а т у р а

1. А г е й к и н Д.И. Использование переходных процессов для преобразования информации в датчиках. Труды ИАЭ СО АН СССР, Выпуск 5, 1962.
2. С к о б е л е в О.П. Методы получения информации из переходных процессов в простейших аperiodических системах. Тезисы докл. Вып. XXIII, Куйбышев, КуАИ, 1966.
3. С к о б е л е в О.П., Б а р с у к о в Ю.И., Б о л т я н с к и й А.А., С е к и с о в Ю.Н. Методы преобразования, основанные на тестовых переходных процессах. - В сб.: Автоматизация экспериментальных исследований, №8, Куйбышев, КуАИ, 1975.
4. А г е й к и н Д.И., К о с т и н а Е.Н., К у з н е ц о в а Н.Н. Датчики контроля и регулирования. М., 1965.
5. М и л о х и н Н.Т. Частотные датчики систем автоконтроля и управления. М., 1968.
6. А л и - З а д е Г.А., М а м е д о в А.Д., А л и - З а д е Д. Колебательный контур как преобразователь малых постоянных напряжений и токов. Коммутация и преобразование малых сигналов. Материалы семинара. Л., ЛДНТП, 1974.
7. А л и - З а д е Г.А., М а м е д о в А.Д. Повышение входного сопротивления автоматических электронных потенциометров. "Приборы и системы управления", №10, 1976.
8. Б о л т я н с к и й А.А., В а с и л и Н.Н., С к о б е л е в О.П. Многоканальный аналого-цифровой преобразователь. Авторское свидетельство № 445146, "Бюллетень", №36, 1974.
9. В а с и л и Н.Н., С к о б е л е в О.П. Коммутационное преобразование малых напряжений. Коммутация и преобразование малых сигналов. Материалы семинара. Л., ЛДНТП, 1974.

Ю. К ш н я к и н Н.А., С к о б е л е в О.П.,  
Д љ я ч е н к о Б.П. Вибрационный вискозиметр.  
Авторское свидетельство № 431426, "Бюллетень" №21,  
1974.

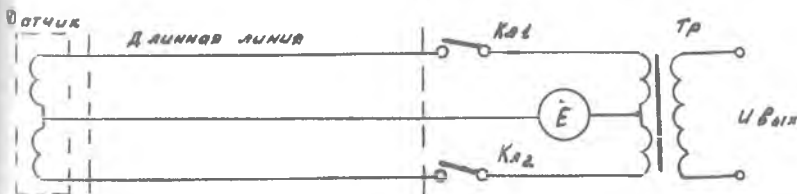
Ю.Н. Секисов, О.П. Скобелев

### МОСТОВАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ЦЕПЬ ДЛЯ ИНДУКТИВНЫХ ДАТЧИКОВ В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ

Импульсные методы преобразования параметров датчиков и электрические сигналы находят все более широкое применение в измерительных цепях устройств согласования датчиков с системой сбора информации.

Измерительные цепи согласующих устройств СУ могут иметь различные схемы решения. Для индуктивных датчиков лучшими характеристиками обладает мостовая схема со связанными индуктивностями плеч отношения или, так называемый, мост Блумлейна. Приводимый в литературе анализ указанного моста выполнен для гармонического питания и простейшей эквивалентной схемы [1].

Измерительные цепи СУ содержат дополнительные элементы: линию "датчик-СУ" и бесконтактные ключевые элементы (рис. 1).



Р и с. 1. Принципиальная схема измерительной цепи

Импульсный режим работы цепи вызывает необходимость учитывать не только основные параметры элементов, но и паразитные (емкости катушек датчика и трансформатора).

В статье приводится вывод уравнения преобразования для измерительной цепи рис. 1, обеспечивающей преобразование параметров индуктивных дифференциальных датчиков в импульсном режиме и реали-