

УДК 621.374.335.2

Л.Э.Вилоп

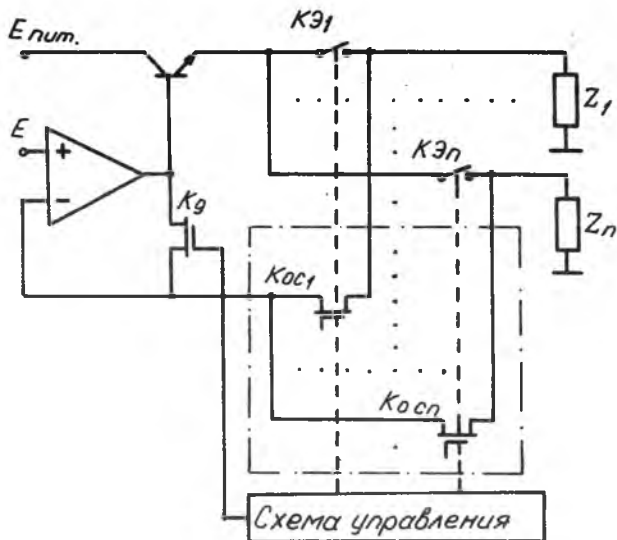
КОММУТАТОРЫ С АКТИВНОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ
ОСТАТОЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ
НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ ТЕСТОВЫХ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ
(г. Куйбышев)

Предложенная П.Майклом /1/ схема активной компенсации остаточных параметров (АКОП) бесконтактных ключевых элементов (КЭ) нашла широкое применение в коммутаторах напряжения питания датчиков (КНПД) /2, 3, 4/. В групповых преобразователях с резисторными датчиками такие коммутаторы сочетают в себе надежность коммутаторов на бесконтактных КЭ с величинами остаточных параметров (ОП) коммутаторов на контактных КЭ, обладая в сравнении с последними более высоким быстродействием. Эквивалентные ОП КЭ в этом случае с достаточной степенью точности определяются соотношениями $1/5/ \epsilon_{ЭКВ} = \epsilon_{КЭ} / K_0$, $\epsilon_{ЭКВ} = \epsilon_{КЭ} / K_0$, где K_0 - коэффициент усиления используемого в коммутаторе операционного усилителя (ОУ).

В преобразователях на основе методов - тестовых переходных процессов (МТПП) /6, 7/ КНПД работает не в установившемся режиме, и при его анализе необходимо учитывать инерционность ОУ. Учет этого фактора необходим также при анализе входного коммутатора (ВК) с АКОП /8, 9/, используемого в групповом интегрирующем преобразователе для индуктивных датчиков /10/.

В статье проводится анализ КНПД и ВК с АКОП КЭ, оценивается влияние КЭ схемы коммутации с АКОП на статическую характеристику интегрирующего преобразователя с индуктивными датчиками.

Структура КНПД (рис. 1) представляет собой компенсационный стабилизатор напряжения последовательного типа, к выходу которого подключены 1 КЭ. Напряжение обратной связи снимается с выходов КЭ и через дополнительный коммутатор на полевых транзисторах, которые управляются синхронно с КЭ, подается на инвертирующий вход



Р и с. 1. Коммутатор напряжения питания датчиков

ОУ стабилизатора. К неинвертирующему входу ОУ подключен источник ЭДС E , задающий амплитуду импульсов на выходах коммутатора. С целью предотвращения насыщения ОУ в интервалах между формируемыми импульсами напряжения замыкается дополнительный КЭ K_D .

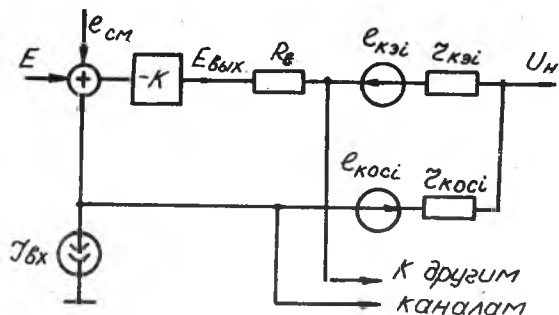
Для идеального ОУ амплитуда импульса на нагрузке равна E и не зависит от параметров КЭ и величины остаточного сопротивления полевых транзисторов ключей обратной связи $K_{ос}$. Параметры реальных ОУ ($K_D \neq \infty$, $I_{вх} \neq 0$, $e_{см} \neq 0$, $R_{вых} \neq 0$, $f_{тр} \neq \infty$, не позволяют исключить влияние остаточных параметров КЭ полностью. Это влияние может быть учтено с помощью эквивалентных ОП.

Для определения эквивалентной остаточной ЭДС воспользуемся эквивалентной схемой (рис. 2). При $i_H = 0$ для ЭДС на выходе стабилизатора можно записать

$$E_{вых} = (e_{см} + E - U_H + I_{вх} Z_{Kосi} + e_{Kосi}) K_D,$$

$$E_{вых} = U_H + I_{вх} Z_{Kэi} + e_{Kэi} + I_{вх} R_B,$$

где R_B - выходное сопротивление стабилизатора,



Р и с. 2. Эквивалентная схема КНПД для определения $E_{\text{эКВ}}$

откуда разность $E - U_H = E_{\text{общ}} + E_{\text{эКВ}}$,

где $E_{\text{общ}} = \frac{E + J_{\text{вх}} R_{\text{в}}}{1 + K_0} + e_{\text{см}} \frac{K_0}{1 + K_0}$ — ЭДС, создаваемая узлами коммутатора, общими для всех каналов, и устраняемая введением схемы автоматической коррекции $e_{\text{см}}$;

$$E_{\text{эКВ}} = \frac{J_{\text{вх}} Z_{\text{кэi}} + e_{\text{кэi}}}{1 + K_0} - \frac{(J_{\text{вх}} Z_{\text{кocі}} + e_{\text{кocі}}) K_0}{1 + K_0}$$

— эквивалентная остаточная ЭДС КЭ КНПД с АКОП.

При использовании ОУ с полевыми транзисторами на входе и МОП-транзисторов в качестве ключей обратной связи можно положить $J_{\text{вх}} = 0$, $e_{\text{кocі}} = 0$, тогда $E_{\text{эКВi}} = \frac{e_{\text{кэi}}}{1 + K_0} \approx e_{\text{кэi}} / K_0$.

При $i_H \neq 0$, $di_H/dt \neq 0$ потенциал на выходе КЭ зависит от величины тока, а вследствие инерционности ОУ и от скорости его изменения.

Положив в схеме рис. 2 равными нулю $e_{\text{см}}$, E , $J_{\text{вх}}$, $e_{\text{кэi}}$, $e_{\text{кocі}}$ и $Z_{\text{кocі}}$, получим эквивалентную схему для определения выходного сопротивления коммутатора (рис. 3). Для нее можно записать

$$Y(p) = J(p)(R_{\text{в}} + Z_{\text{кэi}}) + E_{\text{вых}}(p), \quad (I)$$

где $E_{\text{вых}}(p) = K(p)Y(p)$.

Подставив $E_{\text{вых}}(p)$ в выражение (I) и учитывая, что $K(p) = -K_0/(1 + pT_{0y})$, получим

$$\varphi(p) = J(p)(R_{\beta} + Z_{KЭi}) - \frac{K_0}{1 + p\tau_{0y}} - \varphi(p),$$

откуда

$$\varphi(p) = J(p)(R_{\beta} + Z_{KЭi}) \frac{p + \frac{1}{\tau_{0y}}}{p + \frac{1 + K_0}{\tau_{0y}}} \quad (2)$$

Представление ОУ опериодическим звеном обусловлено необходимостью устойчивости, которой должен обладать коммутатор при работе с различными нагрузками. С этой целью в коммутаторе используют полностью скорректированные ОУ или ОУ, позволяющие при помощи внешней коррекции сформировать требуемую частотную характеристику.

При единичном скачке тока напряжение (2) определяет операторное эквивалентное сопротивление КЭ

$$Z_{Эквi}(p) = (R_{\beta} + Z_{KЭi}) \frac{p + \frac{1}{\tau_{0y}}}{p + \frac{1 + K_0}{\tau_{0y}}} \quad (3)$$

В момент времени $t = 0$

$$Z_{Эквi}(t=0) = \lim_{p \rightarrow \infty} p Z_{Эквi}(p) = R_{\beta} + Z_{KЭi}$$

В установившемся режиме (при $t = \infty$)

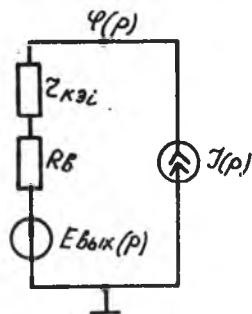
$$Z_{Эквi}(t=\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p Z_{Эквi}(p) = \frac{R_{\beta} + Z_{KЭi}}{1 + K_0}$$

Зависимость напряжения на КЭ от времени при единичном скачке тока определяется оригиналом выражения (3)

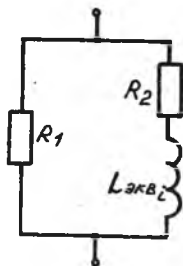
$$U_{KЭ}(t) = \frac{R_{\beta} + Z_{KЭi}}{1 + K_0} \left[1 + K_0 e^{-\frac{1 + K_0}{\tau_{0y}} t} \right].$$

Уменьшение $U_{KЭ}$ происходит экспоненциально с постоянной времени $\tau_{0y}/(1 + K_0)$. При использовании в качестве КЭ биполярных транзисторов и типичных значениях $R_{\beta} = 1$ Ом, $Z_{KЭi} = 2,5$ Ом, $K_0 = 50000$ и $\tau_{0y} = 15,9$ мс (ОУ типа 544УДИА с $f_{гр} = 10$ Гц) $U_{KЭ}$ за 3 мкс уменьшается от 3,5 В до 3,5 мВ.

Несложно заметить, что $Z_{Эквi}(p)$ определяется выражением, соответствующим $Z(p)$ двухполюсника, показанного на рис. 4, где



Р и с. 3. Эквивалентная схема КЭ для определения $Z_{Эквi}(p)$



$$R_1 = R_B + Z_{кэi}, \quad R_2 = (R_B + Z_{кэi}) / K_0,$$

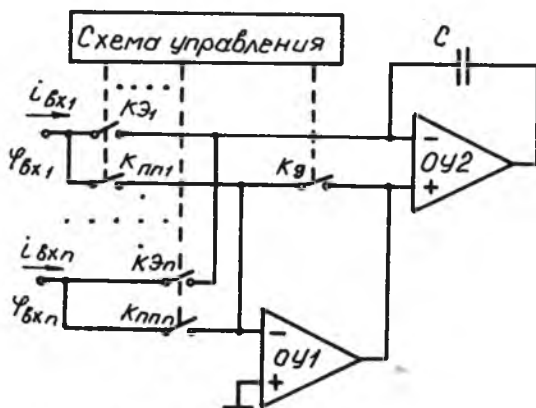
$$L_{эквi} = (R_B + Z_{кэi}) T_{04} / K_0.$$

Для приведенных выше значений параметров КЭ и ОУ $R_1 = 3,5 \text{ Ом}$, $R_2 = 70 \text{ мкОм}$, $L_{эквi} = -1,1 \text{ мкГ}$.

Соединенные последовательно двухполюсник $Z(p)$ и источник ЭДС $E_{эквi}$ составляют полную эквивалентную схему КЭ КНПД с АКОП.

Р и с. 4. Двухполюсник эквивалентный $Z_{вхi}(p)$

В групповом интегрирующем преобразователе /7/ дополнительная коммутация по входу интегратора позволяет использовать в качестве КЭ КНПД биполярные транзисторы в режиме насыщения, исключает взаимное влияние каналов и прохождение на вход интегратора выбросов тока, возникающих от ЭДС самосиндукции катушек датчика при размыкании КЭ КНПД. Уменьшение влияния ОП используемых в качестве КЭ ВК МОП-транзисторов достигается применением ВК с АКОП /8,9/, структура которого приведена на рис. 5.



Р и с. 5. Входной коммутатор

Для того, чтобы ОП КЭ ВК не влияли на выходной ток измерительной цепи (ИЦ), в таком коммутаторе производится стабилизация потенциала $U_{вх}$ на заданном, в частности, нулевом уровне. С этой целью $U_{вхi}$ через ключ передачи потенциала $K_{ппi}$ подается на инвертиру-

ющий вход ОУ1. Так как ОУ1 цепью - эквипотенциальные входы ОУ2 → КЭ2 — $K_{пп2}$ - охвачен отрицательной обратной связью, то его входы эквипотенциальны. Следовательно, при нулевом входном токе ОУ1 и правых транзисторах в качестве $K_{пп2}$ потенциал $\varphi_{вх2}$ независимо от величины $i_{вх1}$ равен потенциалу φ_H на неинвертирующем входе ОУ1. Стабилизация $\varphi_{вх2}$ при этом происходит изменением потенциала неинвертирующего входа ОУ2 интегратора на величину $i_{вх1} \cdot Z_{кэ2}$. Очевидно, что в интегрирующем преобразователе с таким ВК для определения момента равенства нулю напряжения на емкости интегратора /7/ входы нуль-органа должны подключаться параллельно этой емкости. Ключ K_d в схеме рис. 5 выполняет те же функции, что и в схеме рис. 1. $\varphi_{вх}$ ВК с реальными ОУ не равен потенциалу φ_H . Пусть $\varphi_H = 0$, тогда так же, как для КНПД можно показать, что при $i_{вх} = 0$ $\varphi_{вх2} =$

$$= E_{общ} + E_{кв2},$$

где $E_{общ} = \frac{E_{см2}}{1+K_1} + E_{см1} \frac{K_1}{1+K_1}$ ЭДС, создаваемая общими для всех каналов узлами ВК и устраняемая автокоррекцией;

$$E_{см1}, E_{см2}$$

- ЭДС смещения ОУ1 и ОУ2;

$$K_1$$

- коэффициент усиления ОУ1 на постоянном токе;

$$E_{кв2} = \frac{E_{кэ2}}{1+K_1} + I_{вх1} Z_{кпп2} \frac{K_1}{1+K_1}$$
 эквивалентная остаточная ЭДС КЭ;

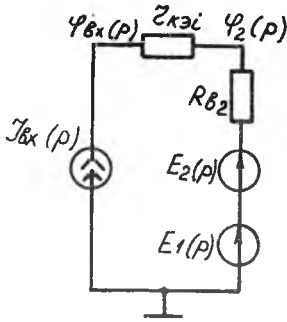
$I_{вх1}$ - входной ток ОУ1.

Для МОП-транзистора $E_{кэ} \approx 0$, тогда при $I_{вх1} = 0$ равно нулю и $E_{кв2}$ ВК.

При определении операторного входного сопротивления ВК учтем, что в области малых времен напряжение на конденсаторе интегратора практически равно нулю, и инвертирующий вход ОУ2 можно соединить с его выходом. Тогда эквивалентная схема ВК может быть представлена в виде, показанном на рис. 6, где $R_{в2}$ - выходное сопротивление ОУ2; $\varphi_2(p)$ - изображение потенциала на неинвертирующем входе ОУ2; $E_1(p)$ и $E_2(p)$ - изображения ЭДС внутренних зависимых источников ОУ1 и ОУ2.

Для этой схемы можно записать

$$\begin{cases} \varphi_{вх}(p) = I_{вх}(p)(Z_{кэ2} + R_{в2}) + E_1(p) + E_2(p) \\ \varphi_2(p) = I_{вх}(p) R_{в2} + E_1(p) + E_2(p), \end{cases} \quad (4)$$



где $E_1(p) = \mathcal{U}_{BX}(p) K_1(p)$;

$$E_2(p) = [\mathcal{U}_2(p) - \mathcal{U}_{BX}(p) K_1(p)] K_2(p);$$

$$K_1(p) = -K_1 / (1 + p\tau_{OY1}); \quad K_2(p) = -K_2 / (1 + p\tau_{OY2}).$$

Подставив в систему (4) $E_1(p)$, $E_2(p)$ и $\mathcal{I}_{BX}(p) = 1/p$ после несложных преобразований получим выражение операторного входного сопротивления ВК с АКОП:

Р и с. 6. Эквивалентная схема ВК для определения $Z_{BX}(p)$

$$Z_{BX}(p) = \frac{(p + \frac{1}{\tau_{OY1}}) [R_{B2}(p + \frac{1}{\tau_{OY2}}) + Z_{K\alpha i}(p + \frac{1+K_2}{\tau_{OY2}})]}{p(p + \frac{1+K_1}{\tau_{OY1}})(p + \frac{1+K_2}{\tau_{OY2}})} \quad (5)$$

при $t=0$ $Z_{BX}(t=0) = \lim_{p \rightarrow \infty} Z_{BX}(p) = Z_{K\alpha i} + R_{B2}$.

В установившемся режиме (при $t = \infty$)

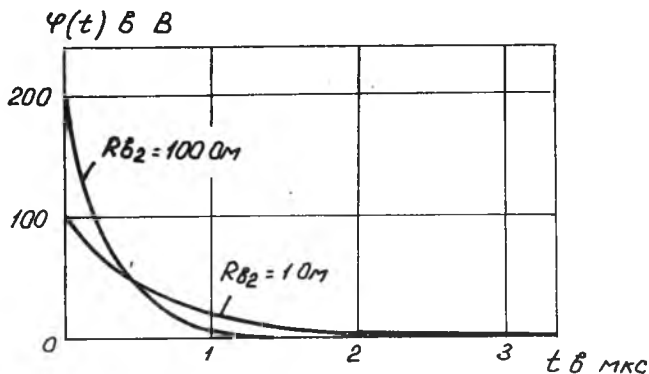
$$Z_{BX}(t = \infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p Z_{BX}(p) = \frac{Z_{K\alpha i}}{1+K_1} + \frac{R_{B2}}{(1+K_1)(1+K_2)}$$

Для того, чтобы в интегрирующем преобразователе с токовым входом (ТВ) /Ю/ выходной ток ОУ2 не превышал допустимого, между выходом ОУ2 и выходом интегратора включается буферный усилитель. При этом $R_{B2} \ll Z_{K\alpha i}$, и, пренебрегая в числителе (5) слагаемым, содержащим R_{B2} , получаем выражение, аналогичное (3). В этом случае схема замещения КЭ ВК приобретает вид, показанный на рис. 4, где $R_1 = Z_{K\alpha i}$, $R_2 = Z_{K\alpha i} / K_1$, $L_{\alpha K\alpha i} = Z_{K\alpha i} \tau_{OY1} / K_1$.

Оригинал выражения (5) соответствует зависимости $\mathcal{U}_{BX}(t)$ при подаче на вход ВК единичного скачка тока:

$$\mathcal{U}_{BX}(t) = \frac{Z_{K\alpha i}}{1+K_1} (1+K_1 e^{-\frac{1+K_1}{\tau_{OY1}} t}) + \frac{R_{B2}}{(1+K_1)(1+K_2)} \left\{ 1 + \frac{K_1(1+K_2)[\tau_{OY1} - \tau_{OY2}(1+K_1)]}{\tau_{OY1}(1+K_2) - \tau_{OY2}(1+K_1)} e^{-\frac{1+K_1}{\tau_{OY1}} t} + \frac{K_2(1+K_1)[\tau_{OY1}(1+K_2) - \tau_{OY2}]}{\tau_{OY1}(1+K_2) - \tau_{OY2}(1+K_1)} e^{-\frac{1+K_2}{\tau_{OY2}} t} \right\}$$

Зависимости $\mathcal{U}_{BX}(t)$ для $Z_{K\alpha} = 100$ Ом и двух значений R_{B2} приведены на рис. 7. Параметры усилителей, использованные в расчете: ОУ1 - К153УД2; $KI = 10000$; $\tau_{OY1} = 6,4$ мс; ОУ2 - К544УД4;



Р и с. 7. Изменение потенциала на входе ВК при единичном скачке тока

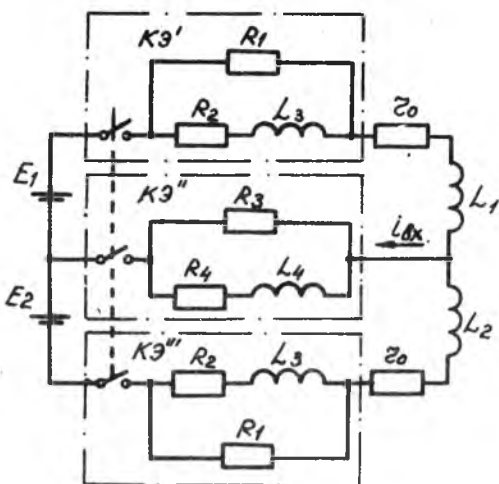
$K_2 = 50000$; $T_{0y_2} = 15,9$ мс; $R\delta_2$ без буферного усилителя равно 100 Ом, с буферным усилителем равно 1 Ом.

При указанных значениях параметров и $R\delta_2 = 0$ величина $L_{ЭКВ}$ в эквивалентной схеме КЭ ВК (см. рис. 4) составляет 64 мкГ, что в основном обусловлено большой величиной остаточного сопротивления используемых в ВК МОП-транзисторов.

При наличии буферного усилителя в интеграторе и схемы автоматической коррекции $C_{СМ}$ усилителей КНПД и ВК эквивалентная схема ИЦ интегрирующего преобразователя с ТВ /Ю/ с дифференциальным индуктивным датчиком может быть представлена в виде, показанном на рис. 8.

Результаты оценки уменьшения чувствительности преобразователя при введении в ИЦ параметров КЭ для различных схем коммутации приведены в табл. I, где $\alpha = t_u / \tau_0$ - отношение времени единичного интегрирования t_u /Ю/ к постоянной времени датчика $\tau_0 = L_0 / Z_0$. Для схемы рис. 8 результаты получены методом уравнений состояния с последующим численным интегрированием, для схемы без АКОП ($R_2 = \infty$, $R_4 = \infty$) и для гипотетического случая - схемы коммутации с безынерционными ОУ ($\tau_{0y} = 0$, $L_{ЭКВ} = 0$) - с использованием аналитических выражений, полученных в работе /Ю/. В расчетах использованы приведенные выше значения параметров КЭ и ОУ.

В отличие от схем коммутации резисторных датчиков, где введе-



Р и с. 8. Эквивалентная схема измерительной цепи интегрирующего преобразователя с индуктивным датчиком

КЭ не в 7410 раз, а всего лишь в 167,4 раза. В отличие от схемы без активной компенсации в схеме с АКОП влияние ключевых элементов максимально при малых значениях α и несколько уменьшается с его увеличением. Очевидно, что аналогично (при меньших абсолютных значениях) зависит от α и мультипликативная погрешность преобразователя, обусловленная температурным изменением $Z_{KЭ}$.

На основании проведенного анализа можно сделать следующие выводы. В преобразователях на основе МТПП основным параметром схем замещения КЭ коммутаторов с АКОП является эквивалентная индуктивность, отражающая инерционность применяемого в коммутаторе операционного усилителя. Имея в зависимости от типов используемых КЭ и ОУ величину от единиц до десятков мкГ, она может существенно уменьшать эффективность активной компенсации и должна учитываться при оценке влияния КЭ

нием задержки интегрирования [9] удается практически полностью исключить влияние ОП КЭ, в схеме коммутации индуктивных датчиков эффективность активной компенсации значительно ниже. Так, в соответствии с таблицей, для ИЦ с датчиком ИД-1 влияние КЭ при $\alpha = 0,2$ уменьшается за счет активной компенсации не в 2985 раз, а вследствие инерционности ОУ всего лишь в 7,15 раз. В ИЦ с датчиком ИД-8 для этого же значения α имеем уменьшение влияния

Влияние КЭ на чувствительность преобразователей

α	Уменьшение чувствительности в % в преобразователе			Датчик и его параметры
	без АКОП	с АКОП	с АКОП и $T_{ay} = 0$	
0,1	58,5	10,52	0,012	ИД-1 $L_0 = 1 \text{ мГ}$ $Z_0 = 6 \text{ Ом}$
0,2	75,6	10,50	0,025	
0,5	89,5	9,83	0,056	
1,0	94,6	8,40	0,106	
0,1	8,6	0,097	0,0012	
0,2	15,9	0,095	0,0021	ИД-8 $L_0 = 0,13 \text{ Г}$ $Z_0 = 75 \text{ Ом}$
0,5	32,7	0,088	0,0042	
1,0	49,3	0,077	0,0079	

Библиографический список

1. Пат. 1264421 Великобритания, МКИ Н03к 17/02. *Precision switching circuit/P.C.Michael* (Великобритания). Заявлено 02.01.69; Оpubл. 23.02.72; НКИ НЗТ. - 3 с.

2. Пат. 2148774 Франция, МКИ Н03к 17/00. *Perfectionnements aux dispositifs de commutation/M. Joumazd, M. Tissot, A. Gumbach* (Франция). Заявлено 03.08.71; Оpubл. 23.03.73. - 9 с.

3. А.с. 480190 СССР, МКИ Н03к 17/60. Коммутирующее устройство /Б.П.Подборонов, Е.М.Кольман, А.В.Фурман, В.В.Шевчук. Заявлено 17.09.73; Оpubл. 05.08.75. Бюл. № 29.

4. Кройцер М. Измерительная система с высокоточным многоканальным переключающим устройством на МДП-транзисторах //Экспресс-информация ВИНТИ. Сер. Испытательные приборы и стенды. - 1977. - № 37. - С. 31-41.

5. Вилон Л.Э., Тимофеев С.А. Бесконтактные коммутаторы с активной компенсацией остаточных параметров ключевых элементов //Автоматизация научных исследований морей и океанов: Тез.докл. 5-й Всесоюзной школы. - Севастополь, 1980. - С. 185-186.

6. Агейкин Д.И., Скобелев О.П., Костина Е.Н. Методы преобразования на основе тестовых переходных процессов //Измерения, контроль, автоматизация. - М.: ЦНИИТЭИприборостроение, 1978. - № 4(16). - С. 54-62.

7. Вилоп Л.Э. Анализ измерительной схемы с двухтактным интегрированием для индуктивных первичных преобразователей //Автоматизация экспериментальных исследований: Межвуз. сб. - Куйбышев, 1976, - С. 108-113.

8. А.с. 849486 СССР, МКИ Н03к 17/00. Коммутатор /Л.Э.Вилоп, О.П.Скобелев. Заявлено 02.10.79; Оpubл. 23.07.81. Бюл. № 27.

9. А.с. 1162028 СССР, МКИ Н03к 17/00. Коммутатор /Л.Э.Вилоп, О.П.Скобелев. Заявлено 07.12.83; Оpubл. 15.06.85. Бюл. № 22.

10. Вилоп Л.Э. Влияние входного сопротивления интегратора на характеристики интегрирующего преобразователя //Автоматизация научных исследований: Межвуз. сб. - Куйбышев: КуАИ, 1984. - С. 109-116.

УДК 621.317

Ю.Н.Секисов, А.А.Хритин

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕДЕЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ
МЕТОДА ПЕРВОЙ ПРОИЗВОДНОЙ ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ
ПАРАМЕТРОВ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ ВИХРЕТОКОВЫХ ДАТЧИКОВ
(г. Куйбышев)

Стремление уменьшить габариты и вес индуктивного датчика и исключить из его электромагнитной системы ферромагнитные материалы ведет к существенному снижению величины индуктивности датчика. К основному фактору, ограничивающему минимальное значение индуктивности, следует отнести снижение точности преобразования за счет возрастающего влияния неинформативных и паразитных параметров измерительной цепи (ИЦ) преобразователя и параметров датчика в электрический сигнал. Кроме того, при использовании импульсных методов преобразования параметров датчика в электрический сигнал возникает трудности практической реализации ИЦ с малым значением индуктивности датчика и, следовательно, малым временем преобразования.

В статье представлены результаты анализа ИЦ, реализующей метод первой производной (МПП) /1/, с датчиками, индуктивность которых снижена до значений 10...20 мкГн. ИЦ содержит дифференциальный датчик, входное сопротивление блока, выполняющего операцию дифференцирования тока катушек датчика, линию связи "датчик - блок дифференци-