

Э. И. ГИТИС, В. П. ТАРАСОВ
(Москва)

ИССЛЕДОВАНИЕ ГРУБО-ТОЧНЫХ ИНТЕГРИРУЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В последнее время для построения высокоточных преобразователей напряжения в код (ПНК) получили широкое распространение методы преобразования с использованием интегрирования [1]. Основным преимуществом интегрирующих преобразователей является повышенная точность и помехозащищенность, однако у них велико время преобразования и, кроме того, дальнейшему повышению точности препятствует нелинейность интегратора [2]. Наиболее рациональным путем повышения быстродействия и точности интегрирующих преобразователей напряжения в код является построение комбинированных ПНК [3], одним из видов которых являются грубо-точные преобразователи.

Целью настоящего сообщения является исследование основных характеристик грубо-точных ПНК с компенсационным интегрированием (КИП) и сравнение их с преобразователями последовательного счета (п. с.) и компенсационного интегрирования (к. и.).

Среди комбинированных ПНК широко известны время-импульсные грубо-точные преобразователи, в которых переход от шкалы к шкале осуществляется путем коммутации наклона пилы. Подобный метод можно осуществить и в интегрирующих преобразователях. Блок-схема такого преобразователя, использующего грубо-точный метод преобразования, и эпюры напряжений, поясняющие принцип работы, приведены на рис. 1, а и б. Схема работает следующим образом. В первом такте происходит интегрирование напряжения U_x в течение фиксированного промежутка времени t_0 . Второй такт преобразования разбит на m шагов (групп двоичных разрядов). Во время первого шага происходит интегрирование образцового напряжения $U_0 i$, полярность кото-

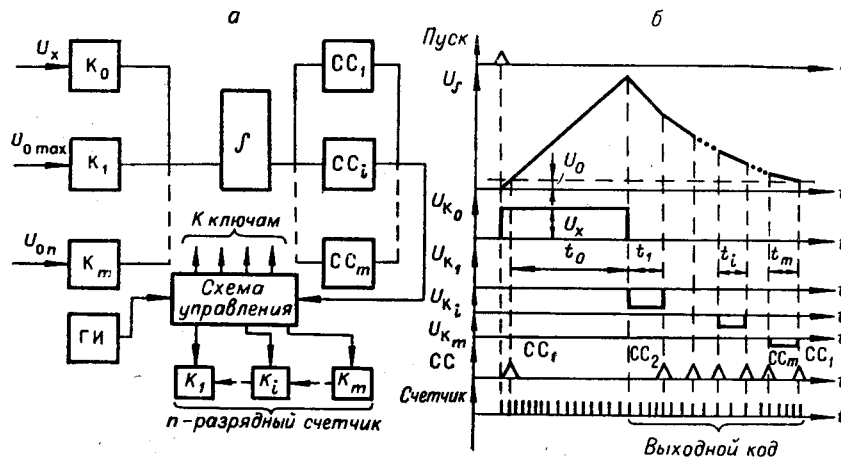


Рис. 1.

рого противоположна полярности U_x . Преобразование заканчивается в момент, когда напряжение на выходе интегратора в m -м шаге второго такта преобразования упадет до величины U_0 и сработает компаратор CC_m . Этот момент определяется равенством

$$U_0 + \frac{1}{(RC)_s} U_x t_0 - \frac{1}{(RC)_s} U_{0\max} \left(\sum_{i=1}^m t_i \frac{1}{\sum_{j=1}^i k_j} \right) = U_0, \quad (1)$$

где $(RC)_s$ — эквивалентная постоянная времени интегратора; $U_{0\max}$ — величина базового образцового напряжения; k_j — число двоичных разрядов в j -й группе

($j=1, 2, \dots, m$). Преобразуя выражение (1), получим формулу преобразования U_x во временной интервал:

$$U_x = \frac{U_{0 \max}}{t_0} \left(\sum_{i=1}^m t_i \frac{1}{\sum_{j=1}^i k_j} \right); \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (2)$$

Величины $U_{0 \max}$ и t_0 фиксированы, поэтому, преобразуя t_i в цифровой код, получим линейную меру напряжения U_x . Основными характеристиками, по которым производилась оценка перспективности анализируемого метода, являлись: быстродействие, объем оборудования, влияние точности состыковки шкал и инструментальной погрешности на общую погрешность ПНК. Рассмотрим каждую из характеристик отдельно. Если частота счетных импульсов в КИП равна $f_{г.и}$ и число двоичных раз-

рядов в выходном коде $n = \sum_{j=1}^m k_j$, то время преобразования в нем определим из выражения

$$T_{пр} = t_0 + t_1 + \dots + t_j + \dots + t_m = f_{г.и} \sum_{j=1}^m k_j + t_0. \quad (3)$$

При такой же частоте $f_{г.и}$ и том же числе разрядов в выходном коде время преобразования в ПНК с п. с. составит $T_{пр} = f_{г.и} 2^n$, в ПНК с к. и. $T_{пр} = f_{г.и} 2^{n+1}$. Для удобства сравнения различных типов преобразователей по быстродействию примем количество двоичных разрядов внутри каждого шага постоянным и равным $k_j = \frac{n}{m}$

и $t_0 = f_{г.и} = 2 \frac{n}{m}$. Тогда легко определить выигрыш в быстродействии. Графики зависимости выигрыша от числа шагов m при общем числе разрядов $n=12$ приведены на рис. 2. Из этих графиков видно, что уже при $m=2$ выигрыш во времени преобразования превышает 20 раз и продолжает расти с ростом m . Из этого анализа следует, что время преобразования в КИП сравнимо с временем преобразования ПНК поразрядного кодирования (при $f_{г.и} = 1 \text{ МГц}$, $m=2$, $n=12$, $T_{пр} = 196 \text{ мксек}$), что недосяжимо для ПНК с п. с. и ПНК с к. и. Для более общей оценки преобразователей следует пользоваться понятием эффективности преобразователей (S), которая определяется как отношение числа преобразований в секунду $\frac{1}{T_{пр}}$ к объему оборудования, оцениваемого по себестоимости C :

$$S = \frac{10^6}{T_{пр} C}. \quad (4)$$

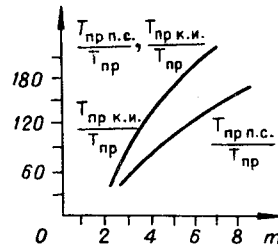


Рис. 2.

Используя полученные выше данные, можно рассчитать величины S для рассмотренных типов преобразователей в зависимости от числа разрядов выходного кода n . Расчеты показали, что при всех $m \geq 2$ КИП значительно эффективнее ПНК с п. с. и к. и.

Как было показано в [2], отличительным свойством ПНК с к. и. является уменьшение влияния инструментальных погрешностей на общую точность преобразователя. Сравним поэтому влияние инструментальных ошибок на общую точность в КИП с их влиянием в преобразователях с к. и.

Инструментальная погрешность в обоих типах преобразователей определяется ошибками интегратора, компаратора, ключей и вспомогательного оборудования. Инструментальная погрешность интегратора в КИП складывается из двух составляющих — погрешности нелинейности σ_n и погрешности за счет нестабильности параметров схемы. Если учесть нелинейность интегратора, то выражение (2) примет вид

$$U_x = \frac{U_{0 \max}}{t_0} \left(\sum_{i=1}^m \frac{t_i}{\sum_{j=1}^i k_j} \frac{\alpha - t_i}{\alpha - t_0} \right), \quad (5)$$

где $\alpha = KC R_{\text{вх.э}}$ и $K, C, R_{\text{вх.э}}$ — соответствующие параметры интегратора. Ошибка нелинейности определяется по следующей формуле:

$$\sigma_{\text{н}} = \frac{U_{\text{хн}} - U_{\text{хр}}}{U_{\text{хн}}}, \quad (6)$$

где $U_{\text{хн}}$ и $U_{\text{хр}}$ находятся соответственно из (2) и (5). Подставляя в выражение (6) значения для $U_{\text{хн}}$ и $U_{\text{хр}}$ и считая $k_j = \text{const}$, получим после упрощений формулу для погрешности нелинейности КИП:

$$\sigma_{\text{н}} = \frac{t_i - t_0}{\alpha - t_0}. \quad (7)$$

Выражение (7) аналогично выражению для соответствующей погрешности нелинейности в ПНК с к. и. [2], а следовательно, в КИП погрешность из-за нелинейности интегратора не превышает величины этой ошибки в ПНК с к. и. при одинаковых длительностях интервалов интегрирования. А так как в КИП эти интервалы меньше, то это позволяет дополнительно снизить требования к величине $(RC)_{\text{э}}$, т. е. к линейности интегратора в КИП по сравнению с ПНК с к. и.

Погрешность КИП за счет нестабильности элементов схемы интегратора определим, взяв полный дифференциал от выражения (5). Анализ этого выражения показал, что основной вес в выражении для σU_x имеют коэффициенты при σU_0 и σt_i , а остальные коэффициенты существенно меньше (в 10^3 раз), т. е. нестабильность параметров интегратора не оказывает влияния на точность КИП, так же как и в ПНК с к. и., что особенно важно при построении прецизионных преобразователей. Большой весовой коэффициент при σU_0 накладывает, так же как и в ПНК с к. и., высокие требования на стабильность U_{0i} , $U_{0\text{max}}$. Весовые коэффициенты при t_0 и t_i хотя и велики, но имеют противоположные знаки, вследствие чего компенсируются.

Погрешность ΔU_i , вносимая компараторами, влияет на точность определения моментов перехода от одной шкалы к другой. Эта погрешность зависит от чувствительности компараторов и стабильности U_x порогов срабатывания. Легко показать, что чувствительность компараторов и нестабильность его уровней срабатывания не сказывается на точности преобразования при выполнении

$$\Delta U_i < (U_{i-1} - U_i); \Delta U_i + U_i > U_i, \quad (8)$$

т. е. при условии, что уровень компаратора смещается только в сторону увеличения и на величину, не большую расстояния между уровнями соседних компараторов. В КИП не предъявляется жестких требований к стабильности порога срабатывания и чувствительности компаратора, а лишь требуется выполнение очень слабых условий (8).

Одним из основных узлов КИП являются входные ключи. Ошибки, вносимые коммутатором (σ_k), определяются стабильностью и величиной сопротивлений ключа в замкнутом состоянии (R_0) и временем их переключения.

Как было показано выше, в интегрирующем преобразователе не требуется высокая стабильность сопротивления R_1 , а сопротивление R_0 включается последовательно с сопротивлением R_1 , и всегда выполняется неравенство $R_1 \gg R_0$. Следовательно, в КИП, так же как и в ПНК с к. и., погрешность за счет нестабильности сопротивления R_0 можно не учитывать. Конечное время переключения может вызывать в i -м шаге преобразования задержку на величину Δt_i . Для того чтобы эта задержка не вызвала погрешности более чем на единицу младшего разряда, необходимо накладывать соответствующие ограничения на быстродействие ключей. Так, для схемы, описанной в [4] и являющейся частным случаем рассматриваемых здесь КИП при $m=2$, легко показать, что при $f_{г.и} = 1 \text{ МГц}$ и $n=12$ $\Delta t_i \leq 20 \text{ нсек}$.

Экспериментальное исследование основных узлов КИП для частного случая при $m=2$ полностью подтвердило результаты теоретического анализа.

Проведенное исследование позволяет сделать следующие выводы: грубо-точные ПНК с компенсационным интегрированием позволяют значительно повысить быстродействие интегрирующих преобразователей; по своей эффективности КИП стоят на одном из первых мест, значительно превышая ПНК (п. с. и к. и.); КИП так же, как и ПНК (к. и.), позволяют значительно снизить влияние инструментальных ошибок на общую точность ПНК.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шмид. Дешевые цифровые измерительные приборы.— Электроника, 1966, т. 39, № 24.
2. В. П. Тарасов. Анализ погрешностей преобразователя напряжение — код с ком-

- пенсационным интегрированием.— Тезисы докладов IX Всесоюзной конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений. Новосибирск, 1968.
3. В. Б. Смолов. Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи напряжения. Л., «Энергия», 1967.
4. Аснэс, Харрисон. Быстродействующий трехшаговый аналого-цифровой преобразователь.— Электроника, 1968, т. 41, № 9.

Поступило в редакцию
2 сентября 1969 г.

УДК 681.325(088.8)

А. М. ЛУЧУК, В. Г. ПШЕНИЧНЫЙ, И. М. СМЕТАНИН
(Киев)

УСТРОЙСТВО КОДИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНО-ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ДАТЧИКОВ

В централизованных системах контроля и управления при измерении целого ряда технологических параметров широко применяются дифференциально-трансформаторные датчики (ДТД) [1]. Кодирование сигналов переменного тока промышленной частоты, получаемых от ДТД, сопряжено с трудностями, обусловленными нестабильностью напряжения питающей сети. Применение фазового метода преобразования сигналов ДТД в цифровой код [2, 3] позволяет весьма просто исключить влияние изменения напряжения возбуждения датчиков на результат кодирования и упростить групповой кодирующий преобразователь.

Сущность этого метода состоит в промежуточном преобразовании амплитуды напряжения датчика в пропорциональный фазовый сдвиг с последующим кодированием его цифровым фазометром. Устройство, реализующее этот принцип, показано на рис. 1.

Напряжение \bar{U}_d с выхода ДТД подается на первичную обмотку переходного трансформатора Тр. С выходных обмоток Тр снимаются напряжения \bar{U}_d' и \bar{U}_d'' , рав-

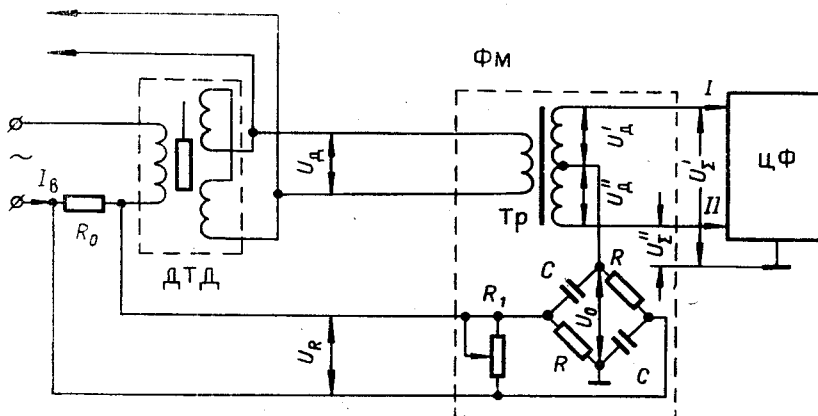


Рис. 1.

ные по амплитуде и противоположные по фазе. Сдвиг фаз γ между \bar{U}_d и током возбуждения I_B ДТД является величиной постоянной и определяется типом датчика.

Опорное напряжение U_R снимается с низкоомного сопротивления R_0 , включенного в цепь возбуждения датчика. RC-фазовращатель поворачивает фазу входного напряжения \bar{U}_R на угол α . При этом выходное напряжение фазовращателя \bar{U}_0 получается сдвинутым по фазе относительно \bar{U}_d на угол $\beta_0 = \pi - (\gamma + \alpha)$.