

Поступила в редакцию 18.08.86.

УДК 681.532.52(088.8)

С. Н. СИДОРУК

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ «СКОРОСТЬ — АНАЛОГ»

Построение и исследование прецизионных систем стабилизации частоты вращения различных исполнительных элементов выдвигает все более жесткие точностные требования к датчикам скорости. Существующие тахогенераторы постоянного тока обладают низкой динамической точностью и значительными коммутационными помехами, обусловленными наличием коллекторно-щеточного узла. В последнее время для точного измерения скорости широкое применение находят инкрементальные датчики (ИД) [1], частота выходного сигнала которых пропорциональна скорости вращения измерительного вала ИД.

Специфической особенностью кодовых масок подобных датчиков является наличие двух смещенных на четверть периода измерительных дорожек, что позволяет определять направление вращения ИД. Однако известные преобразователи «частота — аналог» [2] рассчитаны на использование сигнала лишь одной измерительной дорожки ИД, т. е. используют не все потенциальные возможности датчика. Применение в подобных преобразователях одновибраторов на дискретных компонентах [2] приводит к неоправданным аппаратным затратам и к увеличению времени восстановления, что повышает динамическую погрешность преобразования.

При разработке описанного ниже преобразователя (рис. 1) ставилась задача повысить динамическую точность путем полного использования информации, поступающей от ИД, а также применения интегральных

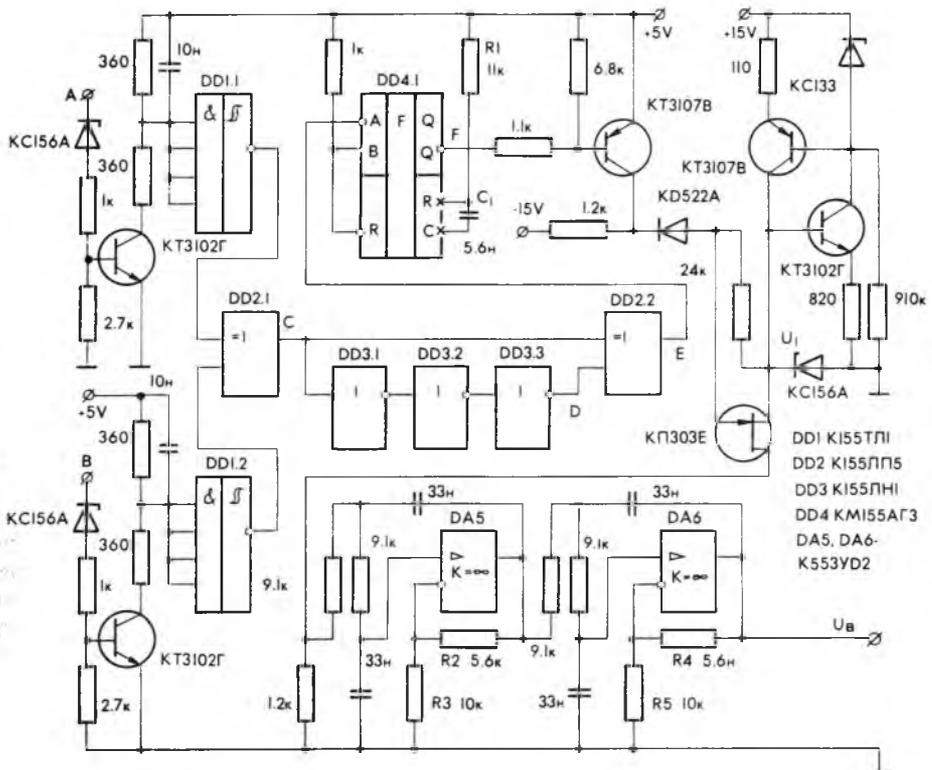


Рис. 1. Принципиальная схема преобразователя

одновибраторов с малым временем восстановления. Принцип действия преобразователя основан на формировании импульсов с калиброванной вольт-секундной площадью и частотой, пропорциональной измеряемой скорости вращения. Выходной сигнал преобразователя формируется путем выделения постоянной составляющей указанных импульсов с помощью многополюсного фильтра низкой частоты.

Функционирование преобразователя рассмотрим на примере вращения вала ИД с постоянной скоростью ω . Выходные сигналы A и B ИД представляют собой последовательности импульсов со скважностью $\alpha=2$ и периодом:

$$T_0 = \frac{2\pi}{z\omega}, \quad (1)$$

где z — количество меток на дорожках A и B ИД.

Триггеры Шмитта $DD1.1$ — $DD1.2$ предназначены для подавления высокочастотных помех, присутствующих в выходных сигналах ИД. Формирование импульсов калиброванной вольт-секундной площади реализуется, как правило, с помощью одновибраторов и управляемых ими аналоговых ключей [2]. Можно предложить несколько способов формирования указанных импульсов, различающихся коэффициентом n использования потенциально возможной точности датчика, к числу которых относятся следующие: по фронту сигнала A ИД ($n=1$); по фронту и срезу сигнала A ИД ($n=2$); по фронту и срезу сигнала $A \oplus B$ ($n=4$).

Как будет показано далее, третий из рассмотренных способов обеспечивает минимальную динамическую погрешность преобразования, что и обуславливает его применение в предложенном преобразователе. Логическая функция $A \oplus B$ формируется с помощью элемента «исключающее ИЛИ» $DD2.1$. Элемент $DD2.2$ совместно с линией задержки $DD3.1$ — $DD3.3$ формирует короткие импульсы низкого уровня с периодом:

$$T = \frac{T_0}{n} = \frac{2\pi}{nz\omega}. \quad (2)$$

Указанные импульсы запускают одновибратор $DD4.1$, который совместно с аналоговым ключом на полевом транзисторе формирует импульсы вида:

$$U(t) = \begin{cases} U_1 & \text{при } t \in [0, \tau], \\ 0 & \text{при } t \in]\tau, T[, \\ U(t+T) = U(t), & \end{cases} \quad (3)$$

где U_1 — опорное напряжение; τ — длительность импульса одновибратора.

Одним из существенных параметров, характеризующих качество одновибратора, является коэффициент восстановления

$$\gamma = \frac{T_m - T_v}{T_m}, \quad (4)$$

где T_m — минимальный период импульсов; T_v — время восстановления.

Поскольку одновибратор должен успеть восстановить работоспособность до прихода очередного запускающего импульса при максимальной измеряемой скорости ω_{\max} , длительность импульса одновибратора составит

$$\tau = \frac{2\pi\gamma}{nz\omega_{\max}}. \quad (5)$$

Информация о скорости содержится в постоянной составляющей выходного сигнала аналогового ключа и может быть выделена путем усреднения указанного сигнала с помощью фильтра низкой частоты (ФНЧ). Для уменьшения динамической погрешности преобразователя желательно использовать активные ФНЧ с высокой крутизной амплитудно-частотной характеристики при переходе от полосы пропускания к полосе записания (например, эллиптический фильтр Койе либо фильтр Чебышева).

В данном преобразователе использован активный фильтр Чебышева с количеством полюсов $m=4$, реализованный путем последовательного соединения двух фильтров Саллена — Кея [3], выполненных на операционных усилителях DA5—DA6.

Постоянная составляющая U_B выходного напряжения указанного фильтра может быть найдена как

$$U_B = \frac{\tau}{T} (1 + R_2/R_3)^2 U_1 = \frac{\gamma\omega}{\omega_{\max}} (1 + R_2/R_3)^2 U_1. \quad (6)$$

Выражение (6) свидетельствует о линейности передаточной функции преобразователя. Основной вклад в погрешность преобразования вносит первая гармоника напряжения $U(t)$ (3), амплитуда которой после фильтрации составит:

$$U_v = \frac{2U_1 (1 + R_2/R_3)^2 \sin \frac{\pi\gamma\omega}{\omega_{\max}}}{\pi \left[1 + \left(\frac{nz\omega}{\omega_p} \right)^2 \right]^{\frac{m}{2}}}, \quad (7)$$

где ω_p — частота среза ФНЧ, определяемая на основе некоторой априорной информации о спектре случайного процесса $\omega(t)$. Методика расчета фильтра Чебышева для различных ω_p подробно рассмотрена в [3]. При выборе ω_p следует учитывать, что с уменьшением ω_p в два раза динамическая погрешность преобразователя снижается в среднем на $6m$ дБ при одновременном уменьшении полосы пропускания. В любом случае должно выполняться условие:

$$\omega_p \leq nz\omega_{\min}, \quad (8)$$

где ω_{\min} — минимальная скорость, подлежащая измерению. Если соотношение (8) не выполняется, то первая гармоника напряжения $U(t)$ попадает в полосу пропускания ФНЧ, что приводит к недопустимому увеличению динамической погрешности δ . С учетом (6)—(7) окончательное выражение для указанной погрешности принимает вид:

$$\delta = \frac{U_v}{U_B} = \frac{2\omega_{\max} \sin \frac{\pi\gamma\omega}{\omega_{\max}}}{\pi\gamma\omega \left[1 + \left(\frac{nz\omega}{\omega_p} \right)^2 \right]^{\frac{m}{2}}}. \quad (9)$$

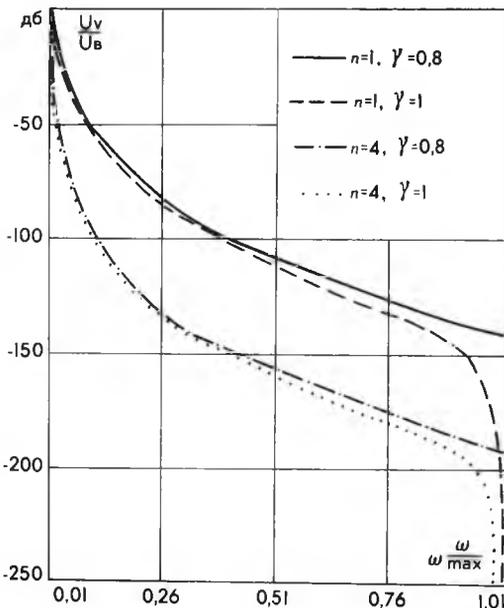


Рис. 2. Зависимость относительной погрешности преобразования от скорости

Выражение (9) может быть использовано как для оценки погрешности преобразования δ при известных параметрах преобразователя, так и для расчета параметров m, z, ω_p по заранее заданной погрешности.

При расчете динамической погрешности δ в зависимости от нормированной скорости ω/ω_{\max} (рис. 2) использованы следующие значения параметров преобразователя, соответствующие номиналам, указанным на рис. 1: количество веток ИД типа ВЕ-178 $z=1024$; минимальная скорость вращения $\omega_{\min}=0,767$ рад/с; частота среза фильтра Чебышева $\omega_p=6280$ рад/с. Для сравнения на рис. 2 приведены также точностные характеристики преобразователя [2] ($n=1, \gamma=0,8$). Анализ рис. 2 позволяет сде-

лать вывод о перспективности применения предложенных методов повышения точности преобразователей «скорость — аналог» на базе ИД. Так, использование третьего метода формирования импульсов калиброванной вольт-секундной площади ($n=4$) позволяет уменьшить погрешность по сравнению с [2] примерно на 12 *m* дБ во всем диапазоне преобразования. Применение интегральных одновибраторов с повторным запуском ($\gamma=1$) позволяет дополнительно повысить точность на 10—20 дБ при измеряемых скоростях, близких к максимальной.

Благодаря отсутствию установившейся ошибки, незначительной динамической погрешности и широкой полосе пропускания рассмотренный преобразователь может найти применение при решении задач измерения скорости.

Список литературы

1. Трахтенберг Р. М. Импульсные астатические системы электропривода с дискретным управлением. М., 1982.
2. Гальперин М. В. Введение в схемотехнику. М., 1982.
3. Хилл П., Хоровиц У. Искусство схемотехники. М., 1983.

Поступила в редакцию 07.02.86.