

В. С. ГУТНИКОВ, В. И. ЮДАШЕВ
(Ленинград)

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ «НАПРЯЖЕНИЕ НИЗКОГО УРОВНЯ — ЧАСТОТА» НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

Выходной сигнал многих промышленных датчиков представляет собой напряжение постоянного тока, изменяющееся в пределах 0—10—50 мв. Одним из методов цифрового измерения таких сигналов является использование промежуточного преобразователя напряжения в частоту с линейной характеристикой преобразования.

Структурная схема преобразователя на интегральных схемах показана на рис. 1. В прямую цепь преобразователя входят усилитель постоянного тока типа МДм и присоединенный к его выходу управляемый генератор (УГ). Цепь обратной связи частота — напряжение построена на схеме с перезарядом конденсатора.

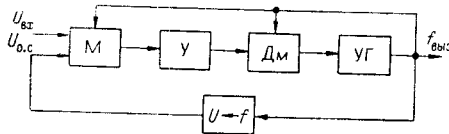


Рис. 1. Структурная схема преобразователя напряжения низкого уровня в частоту.

Использование для управления работой модулятора (М), демодулятора (Дм), входящих в состав усилителя МДм, и выходной частоты УГ позволило, во-первых, упростить преобразователь и, во-вторых, выполнить фильтр, входящий в усилитель МДм, с относительно малой постоянной времени, так как пульсации выходного напряжения

усилителя МДм синхронизированы с выходной частотой УГ. На рис. 2 показана принципиальная схема рассматриваемого преобразователя напряжения низкого уровня в частоту. Модулятор и демодулятор, входящие в усилитель МДм, выполнены на интегральных прерывателях типа ИП-1А. Усилитель переменного тока, входящий в УПТ, построен на двух интегральных усилителях типа П2212В, а управляемый генератор, представляющий собой мультивибратор с регулируемым смещением, — на микросхеме типа П2222. Для получения гальванически развязанных входа и выхода и удобства управления модулятором и демодулятором усилителя МДм на выходе УГ включен усилитель мощности на транзисторах Т₁ и Т₂. Трансформатор Тр₂, входящий в этот усилитель, выполнен на ферритовом кольце Ф—2000 с внешним диаметром 20 мм; первичная обмотка имеет 200 вит, в обмотках 1—2, 3—5 и 8—9 соответственно 200, 200×2 и 300 витков. Форма импульсов на вторичных обмотках Тр₂ близка к прямоугольной. Напряжение с обмотки 8—9 Тр₂ используется для преобразования выходной частоты в напряжение обратной связи U_{о.с.} преобразователя. При отсутствии конденсатора С₁₁, транзистора Т₃ и резисторов R₁₇ и R₁₈ схема обратного преобразователя частоты в напряжение представляет собой простую цепь, в которой происходит перезаряд конденсатора С₁₀ через диоды Д₇ и Д₈. Выходное напряжение такой цепи, как функция входной частоты, может быть определено упрощенной формулой:

$$U_{о.с.} = \frac{C_{10} R_{19-20} f U_0}{1 + C_{10} R_{19-20} f}$$

где U_0 и f — амплитуда и частота входного напряжения цепи обратной связи. Можно показать, что при выполнении условия $U_{о.с.} \ll U_0$ будет справедливо соотношение

$$\gamma_{н.} = \frac{U_{о.с.}}{U_0},$$

где $\gamma_{н.}$ — погрешность из-за нелинейности зависимости напряжения $U_{о.с.}$ от частоты (в процентах). В частности, если $U_0 \approx 20$ в и $U_{о.с.} \ll 20$ мв, то $\gamma_{н.} \ll 0,1\%$.

В рассматриваемом преобразователе входной сигнал изменяется в диапазоне 0—10 мв, в этом же диапазоне должно изменяться напряжение цепи обратной связи. Таким образом, применение рассмотренного обратного преобразователя обеспечивает возможность получения $\gamma_{н.}$ меньше 0,1%. Нестабильность выходного напряжения определяется нестабильностью амплитуды входного прямоугольного напряжения U_0 ,

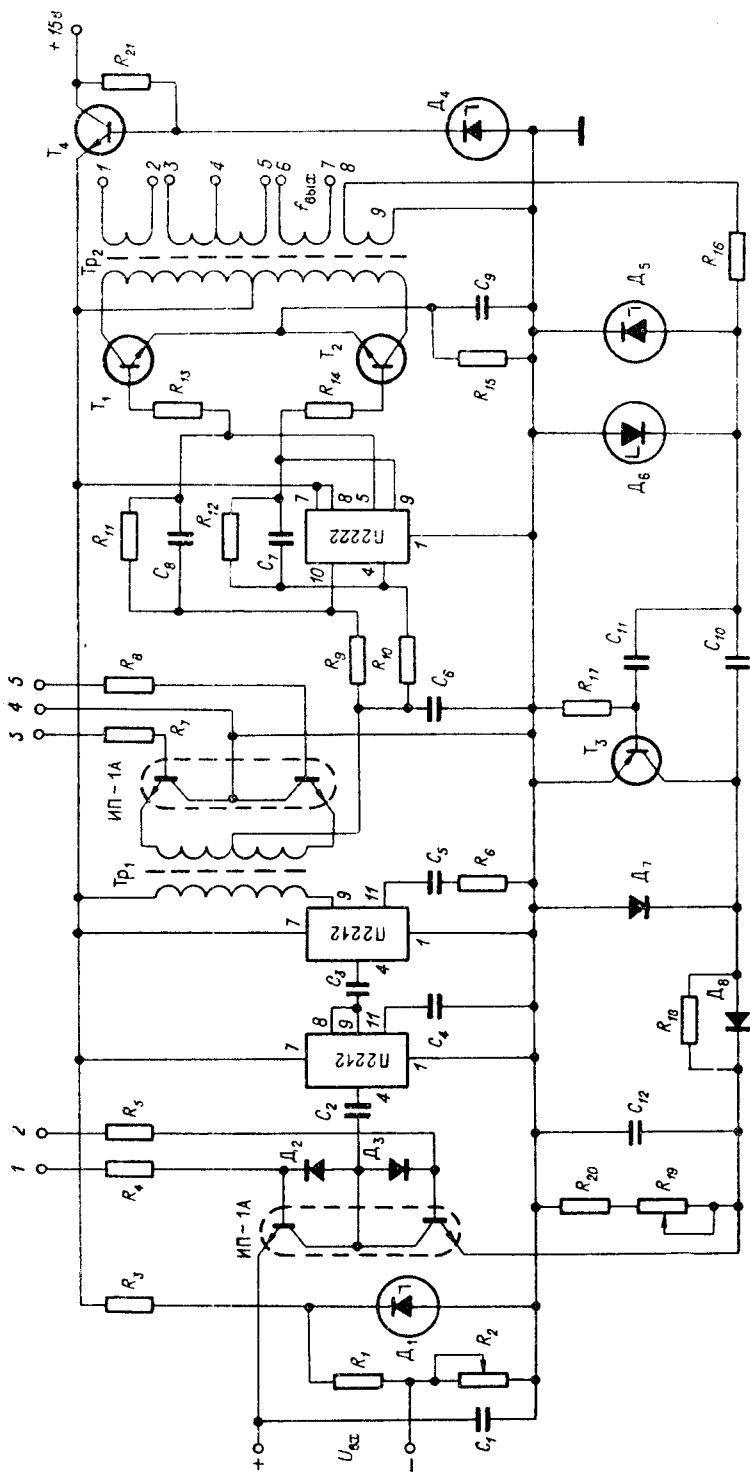


Рис. 2. Принципиальная схема преобразователя напряжения низкого уровня в частоту:
 $R_1=200 \text{ кОм}$; $R_2=200 \text{ Ом}$; $R_3=R_4=2.2 \text{ кОм}$; $R_5=360 \text{ Ом}$; $R_6=R_{10}=R_{11}=1.2 \text{ кОм}$; $R_7=160 \text{ Ом}$; $R_{13}=62 \text{ кОм}$; $R_{14}=1500 \text{ пФ}$; $R_{15}=1500 \text{ пФ}$; $R_{16}=1.0 \text{ мкФ}$; $C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=C_6=C_7=C_8=C_9=10 \text{ мкФ}$; $C_{10}=510 \text{ пФ}$; $C_{11}=1500 \text{ пФ}$; T_1, T_2, T_3 — П137; T_4 — П114.

нестабильностью емкости конденсатора C_{10} и нагрузки $R_{19} - 20$. Так как амплитуда импульсов стабилизирована термокомпенсированными стабилитронами (диоды D_5 и D_6), конденсатор C_{10} выбран слюдяной типа КСО группы «Г», резистор нагрузки выполнен проволочным, то эти составляющие погрешности относительно малы. Однако следует отметить, что приведенная формула получена в предположении, что прямые сопротивления и обратные токи диодов, через которые осуществляется перезаряд (на рис. 2 — D_7 и D_8), равны нулю. В действительности возникает дополнительная погрешность, связанная с неидеальностью характеристик этих диодов. Она проявляется, в частности, в увеличении прямого сопротивления диодов при уменьшении прямого тока, что вызывает затягивание процессов заряда и разряда емкости C_{10} . В результате перезаряд емкости происходит не на величину U_0 , а на разность U_0 и прямых падений напряжений на диодах D_7 и D_8 . Так как прямое сопротивление диода есть функция от температуры

$$R_{пр} = \frac{k T}{q I_{пр}} \ln \left(\frac{I_{пр}}{I_0} + 1 \right),$$

то это и приводит к появлению значительной температурной погрешности. Для уменьшения влияния неидеальности диодов D_7 и D_8 на результирующую погрешность в цепь обратного преобразователя введены дополнительные элементы. Шунтирование диода D_8 резистором R_{13} ограничивает максимальную величину прямого сопротивления цепи заряда при малых токах. Основная часть тока заряда в такой цепи проходит через диод D_8 , а в конце цикла заряда, когда прямое сопротивление диода увеличивается, полный заряд емкости обеспечивается за счет тока, который идет через резистор R_{13} . Уменьшение сопротивления цепи разряда осуществляется шунтированием диода D_7 транзистором T_3 . При разряде конденсатора C_{10} транзистор T_3 открывается импульсом, который приходит на его базу через конденсатор C_{11} . Время входа транзистора в насыщение определяется выражением

$$T = \frac{1}{\omega_a} (\beta + 1) \ln \frac{\beta I_{вх}}{\beta I_{вх} - I_{к.п.}}$$

Отсюда следует, что в первый момент имеется начальный участок, где сопротивление перехода коллектор — эмиттер существенно больше, чем прямое сопротивление диода D_7 . Таким образом, разряд конденсатора вначале происходит через малое сопротивление диода D_7 , а затем через открытый переход коллектор — эмиттер транзистора T_3 . Экспериментальная проверка цепи обратного преобразователя, выполненного по рассмотренной схеме, показала, что погрешность от изменения температуры в диапазоне $-10 \div +50$ °С меньше 0,1% на 10 °С.

В описываемом преобразователе возможно осуществлять отдельную регулировку начальной частоты и чувствительности. Выбор начальной частоты достигается изменением начального смещения, подаваемого последовательно с преобразуемым напряжением с делителя $R_1 - R_2$. Грубая регулировка чувствительности может быть произведена за счет изменения величины конденсатора C_{10} , а точная — путем изменения сопротивления резистора R_{19} .

Для диапазона входных напряжений 0—10 мВ и изменения выходной частоты в пределах 4—8 кГц погрешность из-за нелинейности не превышает 0,1%. Питание преобразователя осуществляется через встроенный параметрический стабилизатор (транзистор T_4 и стабилитрон D_4) от источника +15 В. Изменение питающего напряжения в пределах $\pm 10\%$ не сказывается на выходной частоте преобразователя. Потребляемая преобразователем мощность составляет 0,5 Вт, габариты 130×80×30 мм, вес 310 г.

Описанный преобразователь может найти применение при построении приборов и систем, использующих в качестве первичных преобразователей термопары, проволочные тензометры и т. п.

Поступило в редакцию
29 декабря 1969 г.,
окончательный вариант —
4 мая 1970 г.