

ЛИТЕРАТУРА

1. Д. И. Агейкин, Е. Н. Костина, Н. Н. Кузнецова. Датчики контроля и регулирования. М., «Машиностроение», 1965.
2. Л. Ф. Куликовский. Индуктивные измерители перемещений. М., Госэнергоиздат, 1961.
3. Л. Ф. Куликовский, М. Ф. Зарипов. Индуктивные преобразователи перемещений с распределенными параметрами. М., «Энергия», 1966.
4. Л. Ф. Куликовский, Л. А. Бровкин, Б. Я. Лихтциндер. Автоматические приборы с бесконтактными компенсирующими преобразователями. М., «Энергия», 1967.
5. М. Ф. Зарипов. Преобразователи с распределенными параметрами. М., «Энергия», 1967.
6. Т. А. Макаров. Плотномер. Авторское свидетельство № 238861.—ОИПОТЗ, 1969, № 10.
7. Т. А. Макаров. Командоаппарат. М., ГОСИНТИ, ОМТ, серия III, № 100/23—69, 1969.
8. Т. А. Макаров. Сигнализатор линейных перемещений. Авторское свидетельство № 243871.—ОИПОТЗ, 1969, № 17.
9. Т. А. Макаров. Устройство для измерения расхода, уровня и давления. Авторское свидетельство № 248276.—ОИПОТЗ, 1969, № 23.
10. Т. А. Макаров. Устройство для измерения уровня, плотности и границы раздела жидкостей. Авторское свидетельство № 287342.—ОИПОТЗ, 1970, № 35.
11. Ф. А. Ступель. Электромеханические датчики и преобразователи неэлектрических величин. М., «Энергия», 1965.
12. И. В. Бутусов. Автоматические контрольно-измерительные приборы. Л., Гостоптехиздат, 1963.
13. Б. К. Буль. Основы теории и расчета магнитных цепей. М., «Энергия», 1964.
14. В. П. Авдеев, И. И. Пеккер. Расчет дифференциально-трансформаторного преобразователя перемещения соленоидного типа.—ИВУЗ, Электромеханика, 1968, № 4.
15. Л. Х. Шидлович. Дифференциальные трансформаторы и их применение. М., «Энергия», 1966.

*Поступила в редакцию
4 января 1971 г.,
окончательный вариант —
11 марта 1971 г.*

УДК 621.317+621.3.032

А. Х. МУРСАЕВ, Е. П. УГРЮМОВ
(Ленинград)

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И МНОЖИТЕЛЬНО-ДЕЛИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО С УПРАВЛЯЕМЫМИ ДЕЛИТЕЛЯМИ НАПРЯЖЕНИЯ НА КАНАЛЬНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Применение канальных транзисторов (КТ) в качестве управляемых сопротивлений позволяет строить ряд простых, быстродействующих и точных устройств автоматики и вычислительной техники. В настоящее время известен целый ряд линейных и множительно-делительных устройств с использованием управляемых делителей напряжения (УДН) на КТ. Достаточно подробную библиографию по устройствам такого рода можно найти в [1, 2].

В настоящем сообщении показаны возможности создания точных нелинейных схем с УДН. Предлагается усовершенствованная схема УДН и описывается конкретное устройство с применением интегральных схем.

Управляемым делителем напряжения называют звено, имеющее характеристику

$$U_{\text{вых}} = U_0 f(\alpha), \quad (1)$$

где α — некоторое управляющее воздействие. УДН на КТ строится по схеме с одним постоянным сопротивлением и одним управляемым сопротивлением, роль которого вы-

полняет каналный транзистор, работающий на крутом участке вольт-амперной характеристики (рис. 1, а).

Известно, что если КТ с $p-n$ переходом [2]

$$U_c \ll Q/C_{30} + U_3/2,$$

то

$$I_c = G_0 \left(1 + \frac{(U_3 - U_c/2) \sqrt{1 + \frac{U_3 - U_c/2}{\varphi}}}{Q/C_{30}} \right) U_c,$$

где U_c — напряжение на стоке транзистора; Q — заряд подвижных носителей в канале; C_{30} — емкость между затвором и каналом при $U_3 - U_c/2 = 0$; U_3 — напряжение на затворе; G_0 — проводимость открытого канала.

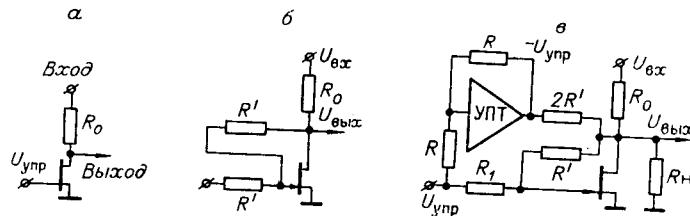


Рис. 1.

Нетрудно показать, что простое последовательное соединение резистора и КТ не обеспечивает достаточно точного выполнения (1). Для линеаризации сопротивления канала следует подавать на затвор напряжение, связанное с управляющим воздействием соотношением

$$U_3 = U_{упр}/2 + U_c/2. \quad (2)$$

Тогда

$$I_c = G_0 \left(1 + \frac{U_{упр} \sqrt{1 + \frac{U_{упр}}{2\varphi}}}{2Q/C_{30}} \right) U_c = U_c G_0 f'(U_{упр});$$

$$U_{вых \text{ УДН}} = \frac{U_0 g_0}{g_0 + G_0 f'(U_{упр})} = U_0 f(U_{упр})$$

(g — здесь и далее проводимость соответствующего резистора). Обычно соотношение (2) реализуют с помощью пассивных суммирующих цепей (см. рис. 1, б). Недостатком такой схемы является влияние источников суммируемых сигналов друг на друга. Условие (1) может быть выполнено только при очень больших сопротивлениях R' (не менее 1 МОм). Использование таких сопротивлений нежелательно, так как, во-первых, точные резисторы высоких номиналов имеют большие габариты и не могут быть реализованы средствами интегральной технологии. Во-вторых, применение высокоомных резисторов существенно снижает быстродействие схемы.

Целесообразно компенсировать влияние $U_{упр}$ на цепь деления за счет подачи противофазного сигнала. Для схемы рис. 1, в

$$(U_0 - U_c) g_0 - (U_c + U_{упр}) \frac{g'}{2} = (U_c - U_{упр}) \frac{g'}{2} + U_c g_H + U_c G_0 f'(U_{упр}),$$

а значит,

$$U_c = \frac{U_0 g_0}{g_0 + g' + G_0 f'(U_{упр}) + g_H} = U_0 f(U_{упр}),$$

а цепь управления влияет как линейная нагрузка. Таким образом, схема рис. 1, в имеет требуемые характеристики.

Как показали исследования, нелинейность схемы по каналу передачи U_0 при $U_c < 100$ мВ и $R' = 20 \div 100$ кОм не превышает 0,1%.

Использование УДН рис. 1 как функционального преобразователя прямого действия, видимо, невозможно: во-первых, функция, реализуемая им, весьма специфична, а во-вторых, параметры транзистора, входящие в функцию f' , температурно нестабильны.

Эффективным оказывается применение такого УДН в схемах с подбором управляющего напряжения по замкнутой схеме, изображенной на рис. 2. Если коэффициент усиления достаточно велик, то $U' = 0$. Тогда, учитывая, что R_1 является нагрузкой для УДН₁, запишем уравнения, описывающие работу схемы:

$$U_{\text{УДН1}} = \frac{U_0 g_{01}}{g_{01} + g'_1 + G_{01} f'_1 (U_{\text{упр}}) + g_1}$$

$$U_{\text{УДН1}} = -U_1 g;$$

$$U_{\text{УДН2}} = \frac{U_2 g_{02}}{g_{02} + g'_2 + G_{02} f'_2 (U_{\text{упр}}) + g_n},$$

где индекс 1 и 2 означает параметр соответствующего УДН.

Если транзисторы одинаковы, т. е.

$$G_{01} f'_1 (U_{\text{упр}}) = G_{02} f'_2 (U_{\text{упр}}),$$

то

$$U_{\text{УДН2}} = \frac{U_2 g_{02} U_1 \frac{g}{g_{01} g_1}}{U_0 + \frac{g}{g_{01} g_1} U_1 [(g_{02} - g_{01}) + (g'_2 - g'_1) + (g_n - g_1)]}.$$

Таким образом, может быть реализован комплекс множительно-функциональных зависимостей, аналогичных известным зависимостям, воспроизводимым нагруженным линейным потенциометром и нагруженным импульсным делителем напряжения [3].

Сигналы $U_{\text{упр}}$ и $-U_{\text{упр}}$ могут быть поданы на несколько выходных УДН, сигналы с которых можно суммировать с помощью операционного усилителя. Характеристики таких функциональных преобразователей имеют вид

$$U_{\text{вых}} = \sum_{i=1}^n \frac{a_i U_{\text{вх}}}{-b_i U_{\text{вх}} + c_i}. \quad (3)$$

Методика определения коэффициентов выражения (3) для построения аппроксиматоров различных функций и некоторые практические аппроксимирующие зависимости такого вида представлены в [3].

Если параметры пассивных элементов в схеме с двумя УДН одинаковы, то, как известно, выполняется множительно-делительная зависимость

$$U_{\text{УДН2}} = \frac{g}{g_{01}} \frac{U_2 U_1}{U_0}.$$

При переменном сопротивлении нагрузки необходимо на выходе схемы включать операционный усилитель, причем R_n будет играть роль входного сопротивления этого усилителя, а сопротивление обратной связи будет задавать масштаб вычислений. Тогда

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_{0.c}}{R} \frac{U_1 U_2}{U_0}.$$

Добиться идентичности параметров и дрейфа характеристики двух полевых транзисторов существенно проще, чем подбирать и стабилизировать параметры одного транзистора. Причем, как показывают эксперименты, транзисторы, имеющие одинаковые параметры при нормальной температуре, имеют приблизительно одинаковый температурный дрейф.

В практической схеме использовались подобранные в пару транзисторы с n -каналом, имеющие сопротивление $R_0 = 60$ Ом. Так как шкала вырабатываемых УДН сигналов составляет всего 100 мВ, для обеспечения высокой точности усилитель постоянного тока должен иметь дрейф, не превышающий долей милливольт. Был разработан усилитель постоянного тока с модуляцией и демодуляцией входного сигнала, с параллельной схе-

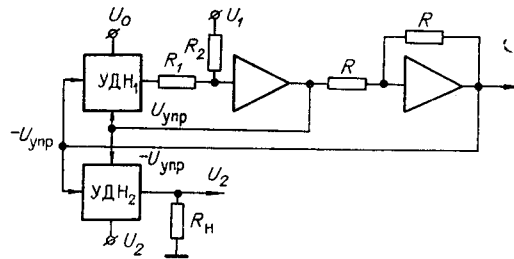


Рис. 2.

мой стабилизации дрейфа, представленный на рис. 3. В качестве основного усилителя применен интегральный балансный УПТ, имеющий суммарный приведенный дрейф в пределах единиц милливольт.

Модулятор и демодулятор стабилизирующего усилителя выполнены на канальных транзисторах типа КП-102, а собственно усилитель состоит из истокового повторителя и интегрального усилителя переменного тока. Коэффициент передачи стабилизирующего усилителя около 100. Данные усилителя: входной ток менее 20 нА; суммарный времен-

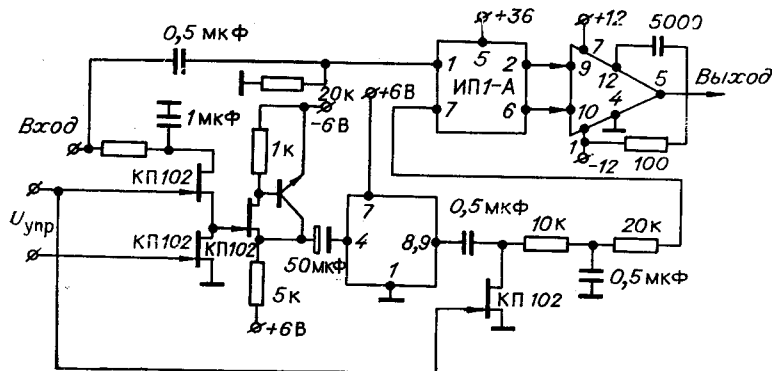


Рис. 3.

ной и температурный дрейф ($t = -5 \div 60^\circ \text{C}$), приведенный к входу не более 100 мкВ; коэффициент усиления по постоянному току 10^5 . Инвертирующий усилитель цепи компенсации (см. рис. 1, в) может быть менее точным. Вполне достаточно использование интегрального дифференциального УПТ без цепей коррекции дрейфа.

Резисторы должны выполняться с точностью до 0,2% и обеспечивать широкую полосу пропускания. Целесообразно реализовать пассивную часть устройства в виде пленочной микросхемы. Устройство экспериментально исследовалось при воспроизведении множительной зависимости в одном квадранте в температурном диапазоне $0-60^\circ \text{C}$. Ошибки устройства не превышают 0,3%.

Полоса пропускания с точностью до 1% по каналу U_2 составляет 200 кГц. Для канала U_1 полоса пропускания зависит от амплитуды входного сигнала. Для сигнала размахом в полную шкалу полоса пропускания 30 кГц, а в половину шкалы — 150 кГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. F. H. Crawford, W. S. Adams. FET — Conductance multipliers.— *Instrum. and Contr. Syst.*, 1970, v. 43, № 89.
2. P. Zeifried, W. Lange. Eine einfache analog Multipliezestufe mit FET.— *Messtechnik*, 1969, № 7/8.
3. В. Б. Смоллов, Е. П. Угрюмов. Времен-импульсные вычислительные устройства. Л., «Энергия», 1968.

Поступила в редакцию
30 марта 1971 г.