

3. Л. М. Биберман. Растры в электрических устройствах. М., «Энергия», 1969.
4. Б. М. Рабин, М. И. Резник. Некоторые импульсные характеристики люминесцентных экранов с очень коротким послесвечением.— Материалы XIX совещания по люминесценции. Рига, 1970.
5. А. М. Остапенко. Анализ точности отсчета координат в системе с оптическими решетками.— Автометрия, 1972, № 3.
6. В. А. Миллер, Л. А. Куракин. Приемные электронно-лучевые трубки. М., «Энергия», 1964.
7. М. В. Ефимов. Следящие системы с оптическими связями. М., «Энергия», 1969.
8. Э. О' Нейл. Введение в статистическую оптику. М., «Мир», 1966.
9. М. А. Айгорн. Спектры гранулярности.— Техника кино и телевидения, 1969, № 3.
10. Н. Н. Красильников. Помехоустойчивость телевизионных устройств. М.—Л., Госэнергиздат, 1961.

Поступило в редакцию 12 июля 1972 г.

УДК 621.317.024

О. О. КАГАНОВ, В. Ф. ТКАЧЕНКО

(Львов)

СОГЛАСУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ УСТРОЙСТВА ОБЕГАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ

При эксплуатации сложных систем возникает необходимость в упорядочении и контроле информации о большом количестве параметров. Применение устройств обегавшего контроля (УОК) дает возможность для контроля и оперативного управления системами использовать СЦВМ, а определенную часть параметров контролировать визуально. В состав УОК обычно входят разнообразные датчики, аналого-цифровые преобразователи (АЦП), коммутаторы. АЦП в составе УОК, как правило, имеют невысокое входное сопротивление и рабочие уровни величиной 5—10В. Поэтому при разработке УОК приходится решать вопросы согласования аналоговых датчиков с АЦП. Для работы с датчиками сигналов низкого уровня (например, термопарами) в качестве согласующего усилителя целесообразно применить УПТ с преобразованием. В настоящей работе рассматривается согласующий усилитель, который работает от датчика с выходным сопротивлением до 2 кОм и сигналом в виде постоянного напряжения 0—10 мВ.

Известно, что при разработке УПТ с преобразованием особое внимание уделяется выбору модулирующего элемента. Благодаря высоким модуляционным качествам выбираются МОП-транзисторы. Так как входной ток МОП-транзисторов очень мал (10^{-10} — 10^{-12} А), то статической погрешностью за счет модулятора можно пренебречь. Существенное влияние на работу модулятора оказывает помеха, проходящая из цепи управления через емкость затвор—сток. Если модулятор управляется напряжением прямоугольной формы, то сигнал помехи имеет вид коротких, но больших по величине импульсов (выбросов), которые могут вызвать перегрузку усилителя переменного тока, включенного за модулятором.

Передача выбросов усилителем и усреднение их площадей демодулятором и фильтром приведут к дрейфу. На рис. 1 изображена схема модулятора параллельного типа. Разделительный конденсатор C_p выбран такой величины, что разрядом его

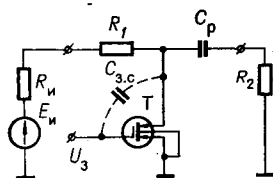


Рис. 1.

$$U_{см} = \frac{1}{T_m} \int_0^{\frac{T_m}{2}} C_{з.с} \frac{dU_3}{dt} \frac{rR_{экв}}{r + R_{экв}} dt, \quad (1)$$

где T_m — период управляющего напряжения U_3 ; $C_{з.с}$ — емкость затвор — сток транзистора Т; r — мгновенное значение сопротивления канала транзистора Т; $R_{экв} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ — сопротивление, учитывающее влияние резисторов R_1 и R_2 ; сопротивлением источника сигнала можно пренебречь, так как в нашем случае $R_m \ll R_1$.

Зависимость проводимости канала транзистора Т от величины U_3 , согласно [2], можно представить

$$\frac{1}{r} = g_0 + k(U_3 - U_{пор}), \quad (2)$$

где g_0 — проводимость канала в открытом состоянии; k — коэффициент пропорциональности; $U_{пор}$ — пороговое напряжение. Так как (1) учитывает динамические свойства модулятора, то (2) можно упростить до

$$\frac{1}{r} = kU_3. \quad (3)$$

Заменяя в (1) зависящую от величины U_3 емкость $C_{з.с}$ ее средним значением $C_{з.с}$ в диапазоне изменения управляющего напряжения и используя (3), вычисляем интеграл (1):

$$U_{см} = C_{з.с} f_m \int_{U_{откр}}^{U_{закр}} \frac{\frac{1}{kU_3} R_{экв}}{\frac{1}{kU_3} + R_{экв}} dU_3 = -\frac{C_{з.с} f_m}{k} \ln \frac{\rho_{закр} (\rho_{откр} + 1)}{\rho_{откр} (\rho_{закр} + 1)}, \quad (4)$$

где f_m — частота управляющего напряжения U_3 ; $U_{откр}$; $U_{закр}$ — управляющие напряжения, соответствующие открытому и закрытому состоянию транзистора Т; $\rho_{откр} = \frac{1}{g_0 R_{экв}}$ — относительное сопротивление модулятора в открытом состоянии; $\rho_{закр} = \frac{1}{(g_0 - k\Delta U_3) R_{экв}}$ — относительное сопротивление модулятора в закрытом состоянии;

ΔU_3 — перепад управляющего напряжения.

Дрейф напряжения смещения нуля $\Delta U_{см}$, вызванный температурными изменениями емкости затвор — сток $\Delta C_{з.с}$, определим из (4):

$$\Delta U_{см} = -\frac{\Delta C_{з.с} f_m}{k} \ln \frac{\rho_{закр} (\rho_{откр} + 1)}{\rho_{откр} (\rho_{закр} + 1)}. \quad (5)$$

Принципиальная электрическая схема согласующего усилителя изображена на рис. 2. Усилитель охвачен общей последовательной отрицательной обратной связью по напряжению. Выбранный вид обратной связи позволяет получить эффективное входное сопротивление усилителя величиной более 2 МОм. При этом погрешность от нагружения датчика на входное сопротивление усилителя не превышает $\pm 0,1\%$. Усилитель состоит из модулятора (T_1), усилителя переменного тока (T_2, U_1, T_3, T_4), демодулятора (T_6), фильтра (R_{28}, C_{12}), оконечного усилителя постоянного тока (T_8, T_9), схемы управления (U_2, T_5, T_7), элементов цепи обратной связи (R_4, R_{11}, R_{12}). Возникающие при переключении модулятора выбросы частично компенсируются (C_2). Коэффициент усиления усилителя с замкнутой цепью обратной связи равен 500. Пиковое значение напряжения шума, приведенного к входу усилителя, не превышает 10 мкВ в полосе 70 Гц, при сопротивлении датчика 2 кОм.

Дрейф напряжения смещения нуля $\Delta U_{см}$ в диапазоне рабочих температур от $+5^\circ\text{C}$ до $+40^\circ\text{C}$ определим по формуле (5). Используя (3) и изображенную на рис. 3 зависимость проводимости канала от величины U_3 , вычислим значения сопротивлений и проводимостей канала транзистора T_1 в закрытом и открытом состоянии:

$$r_{закр} \geq 10^9 \text{ Ом}; \quad g_{закр} \leq 10^{-9} \text{ См}; \quad r_{откр} \leq 1 \text{ кОм}; \quad g_{откр} \geq 1200 \cdot 10^{-6} \text{ См}.$$

Экспериментально определено, что у выбранного в качестве модулятора транзистора $C_{з.с} \approx 1 \text{ пФ}$, а $\frac{\partial C_{з.с}}{\partial T} \approx -0,02 \text{ пФ}/^\circ\text{C}$ $R_{экв}$ для рассматриваемой схемы определим как

$$R_{экв} = \frac{(R_1 + R_2) R_9}{R_1 + R_2 + R_9} = 17,6 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Тогда $\Delta U_{см}$, вызываемое изменением емкости затвор — сток при изменении температуры на 1°C , будет равно 0,4 мкВ. По экспериментальным данным при изменении температуры от $+5^\circ\text{C}$ до $+40^\circ\text{C}$ величина $\Delta U_{см}$ не превышает 15 мкВ. Коэффициент усиления усилителя с разомкнутой цепью обратной связи распределен так, что суммарный дрейф согласующего усилителя, приведенный к входу, не превышает 50 мкВ.

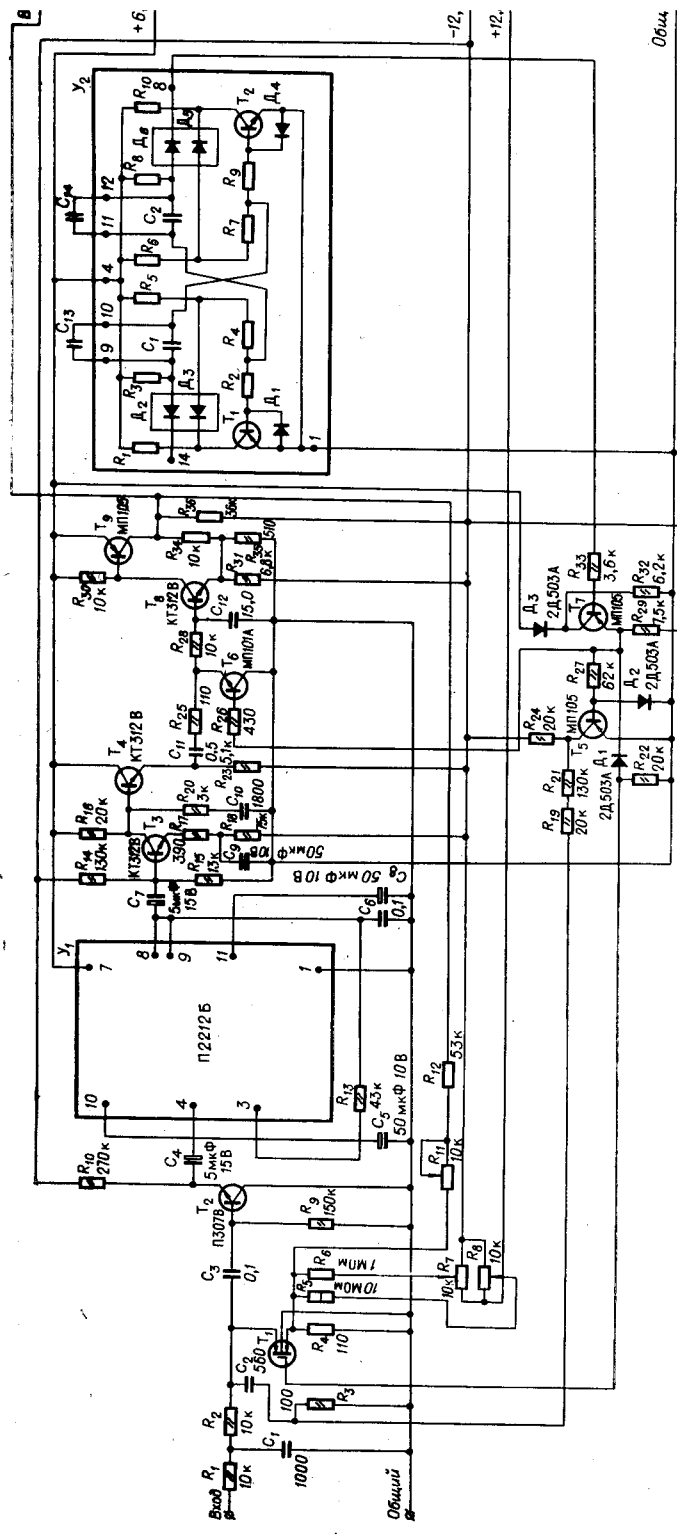


Рис. 2.

Так как законы распределения отклонений величин источников погрешностей номинальных практически неизвестны, то при определении мультипликативной составляющей погрешности согласующего усилителя будем считать, что они подчиняются нормальному закону. Суммарную относительную среднеквадратичную погрешность усилителя δ_{Σ} запишем как

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\delta_k^2 + \delta_{R_4}^2 + \delta_{R_{12}}^2}, \quad (6)$$

где δ_k — относительная погрешность из-за нестабильности коэффициента усиления; δ_{R_4} ; $\delta_{R_{12}}$ — относительные погрешности, вносимые резисторами цепи обратной связи.

В каждом каскаде усилителя переменного тока и оконечного УПТ имеется стабилизирующая усиление отрицательная обратная связь. При глубине обратной связи усилителя, равной 100, погрешность из-за нестабильности коэффициента усиления не превышает $\pm 0,1\%$. В цепи обратной связи применены резисторы типов С5-5 (R_4) и С2-13 (R_{12}), ТКС которых соответственно $\pm 5 \cdot 10^{-5} 1/^\circ\text{C}$ и $\pm 0,25 \cdot 10^{-2} \%$.

Мультипликативная составляющая погрешности согласующего усилителя, определенная по формуле (6), в диапазоне рабочих температур не превышает $\pm 0,15\%$.

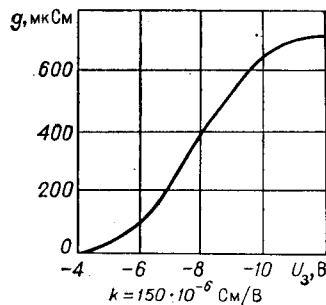


Рис. 3.

ЛИТЕРАТУРА

1. J. D o s t a l. Analysis of the Capacitance Error of a m. i. s. f. e. t. Chopper Modulator.— Electronic Engineering, 1967, October.
2. C. T. S a h. Characteristics of the m. o. s. Transistors.— IEEE Trans., 1964, ED-11, July.

Поступило в редакцию 29 мая 1972 г.

УДК 681.121.621.3.082.722.55

О. И. ЗОЛотов, А. М. МЕХЛИС
(Ленинград)

ДАТЧИК ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МАССЫ ЖИДКОГО ДИЭЛЕКТРИКА

Одним из методов измерения количества жидкого диэлектрика является электроемкостный метод. Электроемкостные датчики получили распространение в нашей стране и за рубежом в нефтяной и химической промышленности, в судостроении и ряде других отраслей. В авиационной промышленности электроемкостные датчики являются основными для измерения запаса топлива на самолете [1]. Широкое распространение таких датчиков объясняется их простотой, отсутствием подвижных частей и возможностью измерения с достаточной точностью количества жидкого диэлектрика в баках сложной формы.

Информацию о количестве жидкого диэлектрика получают по изменению электрической емкости датчика, измеряемой с помощью вторичных устройств. Электрическая емкость датчика зависит от уровня жидкого диэлектрика и его диэлектрической проницаемости. Этим определяется основной недостаток электроемкостных датчиков, их температурная погрешность.

При измерении объема диэлектрика температурная погрешность вызвана температурным изменением диэлектрической проницаемости. Так, для топлива эта методическая погрешность может достигать до 1,2% на 10°C . При измерении массы жидкого диэлектрика влияние температур на погрешность, как известно, уменьшается благодаря температурному изменению плотности жидкого диэлектрика, которое, как правило, частично компенсирует влияние температурного изменения его диэлектрической проницаемости. Такая погрешность в ряде случаев также является нежелательной. Например, при измерении массы топлива погрешность топливомеров может достигать