

О ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛЬНОСТИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УПТ

В дифференциальных усилителях постоянного тока (УПТ) на малощумящих полевых транзисторах с высокоомными резисторами на входе на режим транзисторов существенно влияет изменение тока затвора при изменении температуры. В плечах дифференциального каскада эти изменения можно уменьшить [1] при использовании отрицательной обратной связи (ООС) по синфазной составляющей (СС).

Особенность предлагаемой схемы в применении дополнительной петли ООС через VT_4 для VT_3 , помимо ООС через эмиттерную цепь VT_5, VT_6 (см. рисунок).

Результирующая глубина ООС равна

$$F \approx 1 + K_1\beta_1 + K_1K_2\beta_2,$$

где $R_1 = R_{ст1}/2R_{э3}$; $\beta_1 \approx R'_{б3}/(R'_{б3} + R''_{б3})$; $K_2 = R_{к4}/R_{э4}$; $\beta_2 \approx R_{э3}/(R_{э3} + R_{к4})$; $R_{ст1}, R_{к1}, R_{эл}, R_{б1}$ — сопротивления резисторов, стоящих в стоковых, коллекторных, эмиттерных и базовых цепях транзисторов VT_n ($n = 1 \dots 6$).

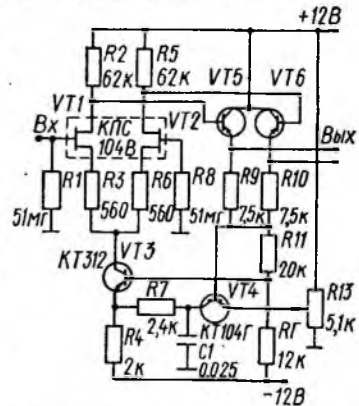
Для номиналов элементов схемы, приведенной на рисунке, $F \approx 12$. Схема проверялась экспериментально с дополнительным усилителем на интегральной схеме К284УД1 в диапазоне температур 20 ... 50°C. Дрейф нуля, приведенный ко входу, не превышал 70 мкВ/°C. Коэффициенты передачи дифференциальной K_d и синфазной K_c составляющих на плечо каскада $\div K_d = 22$ дБ, $K_c = -40$ дБ, коэффициент относительного ослабления СС $K_d/K_c = -62$ дБ, из них 20 дБ за счет применения общей ООС.

1. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы М.: Сов. радио, 1974. 83 с.

Поступила в редколлегия 28.09.85

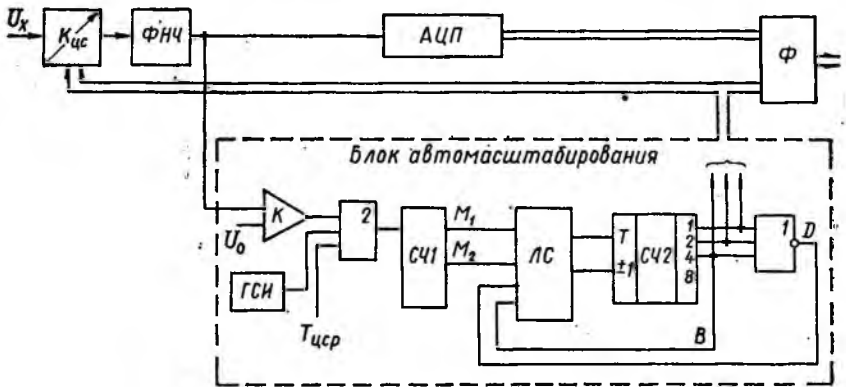
БЛОК АВТОМАТИЧЕСКОГО МАСШТАБИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Реальные физические процессы, подлежащие исследованию, как правило, нестационарны, а диапазон изменения их уровней D_c достигает 100 ... 130 дБ. Для аналого-цифрового преобразования при таком D_c используют устройства автоматического масштабирования, которые,



изменяя коэффициент усиления предусилителя $K_{ус}$, согласуют D_c с допустимым диапазоном уровней АЦП ($D_{пр} \leq 60 \dots 70$ дБ).

Устройство автомасштабирования в системе (см. рисунок) оценивает дисперсию сигнала на входе АЦП и вырабатывает управляющий сигнал для дискретного переключения $K_{ус}$ ступенями A дБ. Скорость изменения сигнала предполагается такой, чтобы $K_{ус}$, определенный на основании анализа реализации $U_x(t)$ на участке $T_{уср1}$ и установленный по окончании $T_{уср1}$ не допускал перегрузку и обес-



печивал более полное использование шкалы АЦП на последующем интервале $T_{уср2}$. Формирователь Φ передает в линию связи много-разрядное слово, состоящее из кода АЦП и кода номера ступени усиления.

Косвенной оценкой дисперсии и признаком необходимости переключения $K_{ус}$ выбрано соотношение вероятности $P_{пр} = P\{U_x > U_0\}$ превышения входным сигналом U_x опорного напряжения U_0 с пороговыми значениями P_1 и P_2 , а именно: при $P_{пр} < P_1$ входной сигнал следует усиливать, при $P_{пр} > P_2$ — ослаблять.

В описываемом устройстве вероятность $P_{пр}$ оценивается по времени превышения входным сигналом уровня U_0 за время $T_{уср}$: $P_{пр} = T_{пр}/T_{уср}$. При фиксированном $T_{уср}$ $T_{пр} \equiv P_{пр}^*$ является случайной величиной со средним значением $P_{пр} T_{уср}$ и дисперсией, определяемой формулой Муавра — Лапласа

$$\sigma_T^2 = T_{уср} P_{пр} (1 - P_{пр}).$$

В цифровом блоке автомасштабирования $T_{пр}$ измеряется счетно-импульсным методом. Импульсы, вырабатываемые компаратором напряжения K в течение времени, когда $U_x > U_0$, заполняются импульсами с генератора ГСИ частотой f_0 и поступают на многоразрядный счетчик СЧ1 в течение $T_{уср}$. Записанное в СЧ1 число импульсов M пропорционально $T_{пр}$: $M = f_0 T_{пр}$. Соответственно

$$\overline{M}(T_{уср}) = f_0 T_{уср} P_{пр}; \quad (1)$$

$$\sigma_M^2 = f_0 T_{уср} T_{пр} (1 - P_{пр}). \quad (2)$$

Логическая схема (ЛС) управляет работой реверсивного счетчика СЧ2, на выходе которого вырабатывается код команды переключения $K_{ус}$. Схема автомасштабирования, приведенная на рисунке, рассчитана на пять ступеней $K_{ус}$, код максимального усиления — 000, минимального — 100. Работа ЛС в таком варианте представлена таблицей.

M_1	M_2	B	D	T	Вход ± 1	Операция СЧ2
0	0	X	1	0	X	Сохранить код
0	0	X	0	1	0	Вычесть 1
1	0	X	X	0	X	Сохранить код
1	1	0	X	1	1	Суммировать 1
1	1	1	X	0	X	Сохранить код

Аддитивная погрешность квантования временного интервала оценивается дисперсией $\sigma_K^2 = N(U_0)/6f_0^2$, где $N(U_0)$ — число превышений сигналом U_x уровня U_0 за время $T_{уср}$. Относительная погрешность квантования

$$\delta_K = \sqrt{N(U_0)} / \sqrt{6} \cdot f_0 \cdot T_{уср} \cdot P_{пр}(U_0). \quad (3)$$

Результаты экспериментальных исследований показали,⁴ что распределение числа импульсов $M(T_{уср})$ при $T_{уср} \Delta f \geq 100$ хорошо аппроксимируется нормальным законом с параметрами (1) и (2), что позволяет обоснованно задавать пороги переключения M_1 и M_2 . Поскольку $M(T_{уср})$ — случайная величина, возможно переключение $K_{ус}$, когда сигнал на входе АЦП еще находится в пределах его шкалы. При этом ослабление сигнала повлечет за собой очевидное уменьшение точности, связанное с потерей младших разрядов МР в цифровом представлении U_x . Например, для $A = 10$ или 12 дБ потеря составит два МР, для $A = 6$ дБ — 1 МР. Вероятность ложного переключения легко оценить по кривым нормального распределения $M(T_{уср})$ с параметрами (1), (2). Погрешность квантования временных интервалов при выборе параметров системы в соответствии с (3) может быть пренебрежимо мала ($\delta_K \ll 1\%$).

1. Рабинер Л. Р., Шафер Р. В. Цифровая обработка речи. М.: Радио и связь, 1981. 495 с. 2. Стахов А. П., Азаров А. Д., Марценюк В. П. Параметры и схемотехника высокопроизводительных ЦАП и АЦП // Зарубеж. радиоэлектроника. 1984. № 2. С. 79—90.

Поступила в редакцию 14.09.84