

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Л. А. Бровченко, В. И. Калашников

Харьков

Преобразование аналоговых величин в двоичный код существенно ускоряется применением обрабатывающих алгоритмов, представляющих ошибку кодом с ближайшей к ней степенью двойки и последующей организацией сложения и вычитания кода с вырабатываемым кодом аналоговой величины. (Экспресс-информация, серия «Вычислительная техника», 1964, № 43, реф. 179). Для реализации таких алгоритмов требуются усилители

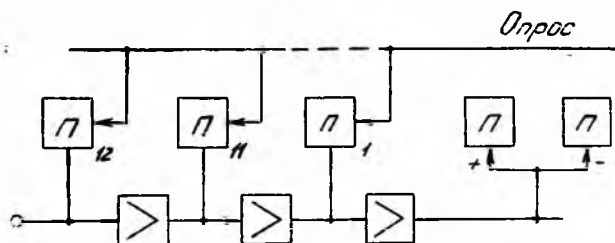


Рис. 1.

аналоговых сигналов, которые имели бы широкую полосу (0 — 20 мГц) и коэффициент усиления во всей полосе, равный $2 \pm 0,05$. Это вызвано тем, что сигнал ошибки для формирования кода должен проходить через цепь большого количества (по числу разрядов кода) последовательно включенных усилителей, каждый из которых нагружается на пороговый элемент (рис. 1). Пороговые элементы обычно настраиваются на один и тот же пороговый уровень, что облегчает требования к усилителям по нагрузочной способности.

В настоящей работе рассматривается схема, удовлетворяющая поставленным требованиям, приводятся расчетные соотношения и экспериментальные зависимости.

Усилитель состоит из двух каскадов, собранных на полупроводниковых триодах Т1, Т2 и охваченных цепью положительной обратной связи (рис. 2). Первый каскад на Т1 выполнен по схеме с общей базой, которая подключается к источнику смещения (-5 в) для задания рабочей точки. Использование схемы с общей базой связано с желанием получить предельную полосу усиливаемых частот на триоде данного типа (Т1 — П410А). В этих же целях коллекторное сопротивление $R1$ берется меньшим или равным входному сопротивлению $R2$. Таким образом, коэффициент передачи первого каскада по входу ≤ 1 .

Второй каскад на Т2 выполняет функции усилителя мощности и согласован по схеме с общим коллектором. Для согласования выходного уровня напряжений с входным в цепь эмиттера включается кремниевый стабилитрон типа Д809, задающий одновременно рабочее напряжение на коллекторе триода первого каскада. Для уменьшения динамического сопротивления стабилитрона на средних частотах последний шунтируется емкостью С4. Рабочий ток триода Т2 выбирается из условий нормальной работы всего усилителя с полной нагрузкой на нулевых частотах. Коэффициент передачи каскада примерно равен 1.

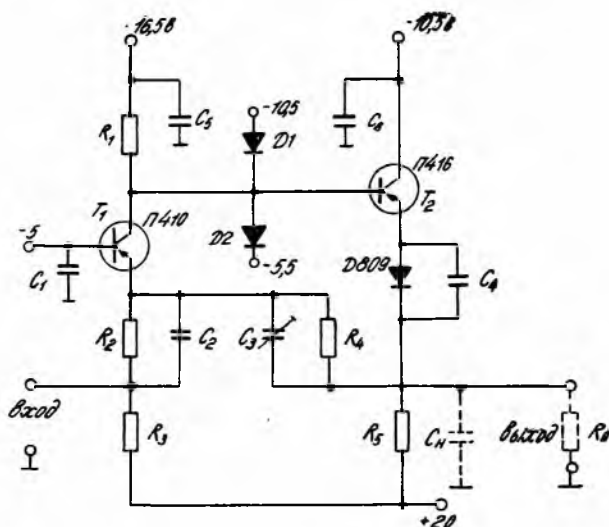


Рис. 2.

Цепь положительной обратной связи R_4 , C_3 включается между выходом и эмиттером триода Т1. Выбором величины R_4 общий коэффициент устанавливается равным 2. Усилитель строится с учетом получения максимального выходного напряжения $\pm u_{\text{вых}} = 2,5$ в. Для предотвращения захода триодов в область насыщения при перегрузках коллекторная цепь первого каскада имеет два фиксирующих диода — Д1, Д2, которые выбираются точечными с целью уменьшения вносимой паразитной емкости. Диоды должны быть с малым временем переключения (типа Д20, Д310).

Каждый ввод источника питания шунтируется безындуктивной емкостью, предотвращающей высокочастотные связи между усилителями. Для устранения связей по низкочастотным и нулевым составляющим источники питания делаются стабилизированными.

Рассчитаем коэффициент усиления и выясним влияние на него параметров схемы:

$$k_{\text{общ}} = \frac{\alpha_1 k_{\text{э. п}} \frac{R_1}{R_2}}{1 - \alpha_1 k_{\text{э. п}} \frac{R_1}{R_4}},$$

где R_1 , R_2 , R_4 — соответственно сопротивления коллекторной, входной цепи и цепи положительной обратной связи;

α_1 — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой триода Т1;

$k_{э. п}$ — коэффициент передачи эмиттерного повторителя на Т2, который рассчитывается с учетом наличия в цепи базы внутреннего сопротивления первого каскада на Т1 ($\approx R_1$) и общего сопротивления нагрузки в эмиттере, равного параллельному соединению сопротивлений R_4, R_5, R_n .

Для устойчивой работы усилителя в целом при вводе обратной связи Т2 берется с меньшей граничной частотой (в данном случае П416.) В противном случае усилитель неустойчив и легко возбуждается на высоких частотах. Расчетные зависимости для общего коэффициента передачи во всем частотном диапазоне весьма громоздки и мало наглядны для выбора коррекции, которую желательно сделать для подъема усиления на высоких

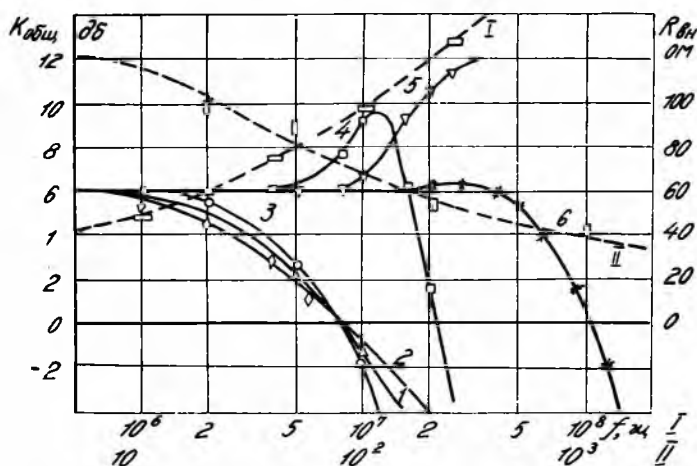


Рис. 3.

частотах. Такую коррекцию в виде дополнительных емкостей C_2 и C_3 можно ввести в двух местах: параллельно входному сопротивлению R_2 и параллельно сопротивлению обратной связи R_4 .

На рис. 3 показано влияние этих коррекций на вид амплитудно-частотной характеристики, где для кривых 1, 2, 3, 4, 5 и 6 взяты соответственно $C_2 = 5$ пф; $C_3 = 0$; $C_2 = 8$ пф; $C_3 = 0$; $C_2 = C_3 = 0$; $C_2 = 0$; $C_3 = 15$ пф; $C_2 = 0$; $C_3 = 18$ пф; $C_2 = 24$ пф; $C_3 = 15 \div 4$ пф. Для последней кривой емкость C_3 выбиралась переменной и подстраивалась до получения наиболее горизонтальной характеристики. При этом полоса частот со спадом на 5% (0,5 дБ) составила 30 мГц. Сопротивление нагрузки было зашунтировано емкостью в 24 пф. Смена триодов несколько изменяет ход кривой, но легко восстанавливается подстройкой СЗ.

Важным параметром усилителя является динамический диапазон изменения амплитуд, который обратно пропорционален среднему напряжению шумов. Нами были проведены исследования уровня шумов на выходе. Для этого на вход подключался генератор стандартных сигналов с измерительным аттенюатором, а на выход через усилитель типа УШ-10 — осциллограф. Увеличением входного сигнала до отчетливого различия его на выходе визуально оценивалась средняя амплитуда шумов по наложенному на него калиброванному напряжению выхода. Шумовой фон оказался в пределах ± 50 мкВ. Это позволило четко различать входной сигнал с амплитудой 0,1 мВ. Динамический диапазон изменения амплитуды выходного напряжения оказался в результате больше 20 000.

Для определения необходимой стабильности напряжений источников питания расчетным путем и экспериментально находились коэффициенты передач по каждому входу питания на усилитель. Коэффициенты передач по входам — 5 в, — 16,5 в, — 10,5 в и +20 в получились соответственно 1, 0,95, 0,08, 0,07. Плавную подстройку нулевого уровня на выходе усилителя удобно осуществлять сопротивлением R_5 путем включения последовательно переменной добавки.

Выяснялась возможность работы усилителя на изменяемую нагрузку. Для этого было измерено выходное сопротивление его в функции частоты. График зависимости приведен на рис. 3 (пунктир I, II). Изменение внутреннего сопротивления на низких частотах объясняется влиянием внутреннего сопротивления стабилитрона, а на верхних — уменьшением связи между каскадами.

Величины сопротивлений в схеме рис. 2 следующие: $R_1 = 1 \text{ ком}$, $R_2 = R_5 = 1 \text{ ком}$, $R_3 = 3,9 \text{ ком}$, $R_4 = 1,6 \text{ ком}$, $R_n = 300 \text{ ом}$, $C_1 = C_4 = C_5 = 1000 \text{ пф}$, $C_2 = 24 \text{ пф}$, $C_3 = 4 \div 15 \text{ пф}$.

ВЫВОДЫ

1. Применение схемы с положительной обратной связью дает возможность разработать усилитель с минимальным количеством элементов.
 2. Коррекция и выбор величины обратной связи позволяет получить равномерную полосу частот вплоть до 30 мГц при коэффициенте усиления $2 \pm 0,05$.
 3. Схема усилителя может работать с динамическим диапазоном изменения амплитуд на выходе более 20 000 (0,1 — 2500 мв).
 4. Схема чувствительна к нестабильности источников питания, особенно источников, питающих первый каскад.
-