

### 3.7 Расчет управляемого аттенюатора

Построим управляемый аттенюатор на основе электронно-управляемого масштабного преобразователя (МП), в котором для изменения коэффициента передачи электронным путем включен полевой транзистор в режиме управляемой активной проводимости.

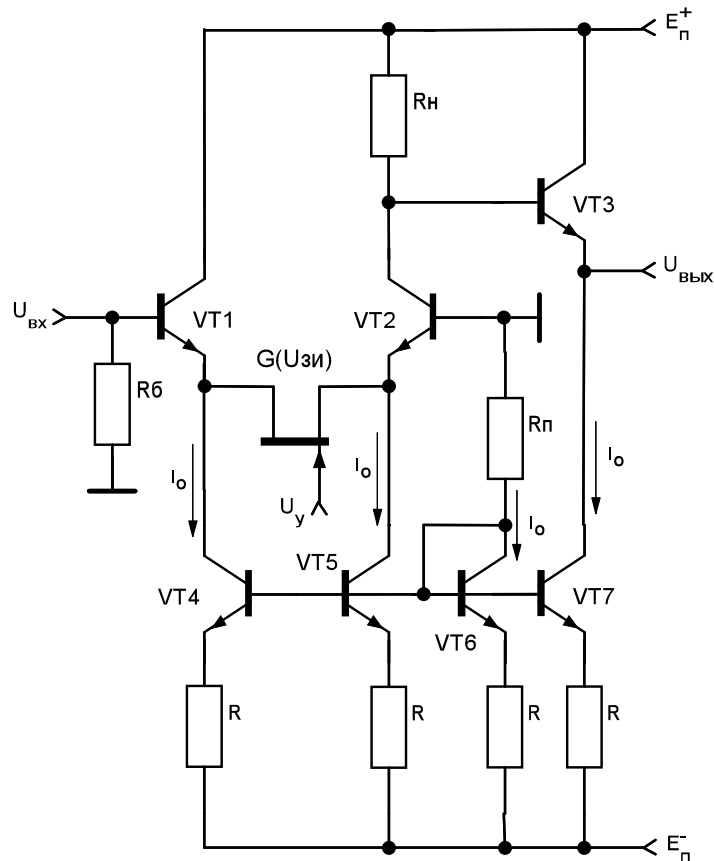


Рисунок 3.7 – ШУН с электронно-управляемым коэффициентом передачи

В широкополосном усилителе напряжения (ШУН), представленном на рисунке 3.10, в качестве источника тока  $I_0$  использованы два идентичных ГСТ и между ними включен ПТ в режиме управляемой проводимости.

В этой схеме при идентичных по параметрам БТ и одинаковых по номиналам резисторах  $R$  ГСТ на транзисторах VT4, VT5 и VT7 вырабатывается один и тот же ток  $I_0$ , значение которого задается резистором  $R_{\Pi}$ :

$$I_0 = \frac{E_{\Pi}^- - U_{\text{бэ}}(VT6)}{R + R_{\Pi}}.$$

Повторитель сигнала на транзисторе VT3 совместно с ГСТ на VT7 образует каскад сдвига уровня, с помощью которого на выходе в режиме баланса устанавливается относительно общей шины нулевой потенциал и снижается выходное сопротивление ШУН.

В режиме баланса по постоянному току разность потенциалов между стоком и истоком ПТ практически отсутствует, и по проводимости канала  $G(U_{\text{зи}})$  протекает только переменная составляющая эмиттерных токов транзисторов VT1 и VT2, что позволяет в простейшем варианте реализации электронно-управляемого ШУН (при малых уровнях усиливаемых сигналов) не использовать схему линеаризации выходной характеристики ПТ.

В данном ШУН входной ток

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{h_{11(VT1)} + \frac{h_{21(VT1,VT2)} + 1}{G(U_{\text{зи}})} + h_{11(VT2)}} \approx \frac{U_{\text{вх}} G(U_{\text{зи}})}{h_{21(VT1,VT2)}}.$$

где  $G(U_{\text{зи}})$  – проводимость канала ПТ.

Ток  $I_{\text{вх}}$ , усиливаясь в транзисторе VT2, создает на сопротивлении нагрузки  $R_{\text{н}}$  выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{вх}} h_{21(VT2)} R_{\text{н}} = U_{\text{вх}} R_{\text{н}} G(U_{\text{зи}}),$$

с помощью которого находим коэффициент передачи по напряжению

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = R_{\text{н}} G(U_{\text{зи}}) = R_{\text{н}} G_{\text{макс}} \left( 1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи отс}}} \right) \approx U_{\text{зи}}.$$

Так как проводимость канала ПТ может изменяться в широких пределах, приближаясь к нулю при  $U_{\text{зи}} \rightarrow U_{\text{зи отс}}$ , коэффициент передачи  $K \approx U_{\text{зи}}$  можно реализовать меньше единицы, что позволяет данному ШУН выполнять функцию электронно-управляемого широкополосного аттенюатора.

Произведем расчет МП с полосой пропускания  $f_c = 250$  МГц. Сопротивление нагрузки для максимальной частоты  $f_{\max} = f_{S(VT1,VT2)} = 250$  МГц и нагрузочной емкости  $C_{\text{вых}} = 5$  пФ

$$R_H = \frac{1}{2\pi f_c C_{\text{вых}}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 250 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12}} \approx 127,3 \text{ Ом}.$$

С учетом коэффициента сужения полосы пропускания  $\gamma = 0,644$  при  $n = 2$   $\left( \gamma = \sqrt[n]{2} - 1 \right) \cdot R_H \approx 82 \text{ Ом}.$

Для получения неискаженной амплитуды  $U_m$  на выходе ДУ хотя бы 1 В необходима постоянная составляющая тока транзисторов дифференциальной пары VT1, VT2  $I_0/2 = U_m/R_H \approx 6,1$  мА. Отсюда, округляя с запасом в большую сторону, получаем ток ГСТ  $I_0 = 15$  мА.

Требуемая частота единичного усиления БТ дифференциальной пары VT1, VT2 при  $r_{\text{бб}'} = 5$  Ом,  $f_T = f_{S(VT1,VT2)} r_{\text{бб}'} I_0 / (2\varphi_T) \geq 0,36$  ГГц.

Задаваясь номиналом резистора  $R = 510$  Ом, при напряжении источника питания  $E_{\Pi}^- = 15$  В и напряжении база-эмиттер транзистора VT4  $U_{\text{бэ}(VT6)} = 0,65$  В получаем номинал резистора  $R_{\Pi}$ :

$$R_{\Pi} = \frac{E_{\Pi}^- - U_{\text{бэ}(VT6)}}{I_0} - R = \frac{15 - 0,65}{15 \cdot 10^{-3}} - 1000 \approx 446,7 \text{ Ом}.$$