

ЭФФЕКТИВНАЯ СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

Куручкин А.Е., к.т.н., доцент кафедры ИРТ БГУИР, e-mail: kurochkin@bsuir.by

2022

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

Ключевые слова: автоматическая регулировка усиления, усилители радиосигналов, крутизна биполярного транзистора, полевой транзистор, амплитудный детектор.

Аннотация: Статья посвящена разработке методики расчёта и моделированию усилительного тракта с системой автоматической регулировки усиления, основанной на изменении режима работы регулируемого каскада по постоянному току.

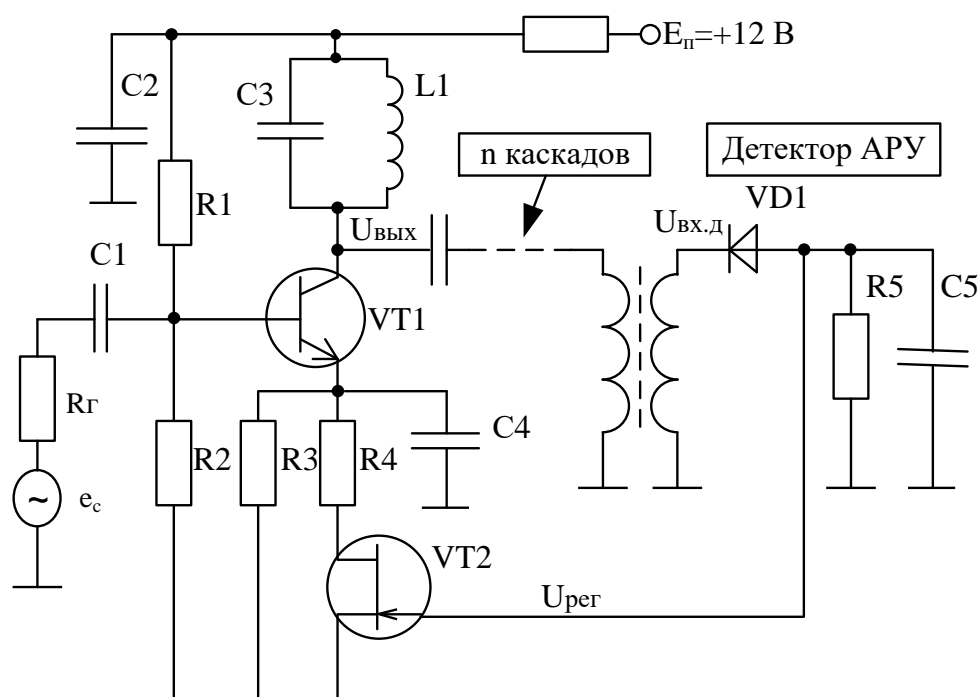


Рисунок 1 – Усилительный тракт с системой АРУ

На рисунке 1 представлена принципиальная схема усилительного тракта с системой автоматической регулировки усиления (АРУ). Входной регулируемый каскад усилителя радиосигналов (УРС) представлен биполярным NPN транзистором VT1, в эмиттерной цепи которого в качестве резистора, задающего ток эмиттера I_E , применён полевой транзистор с N каналом.

Зависимость тока стока I_c полевого транзистора VT2 от напряжения затвористок $U_{зи}$ хорошо аппроксимируется следующим выражением:

$$I_c = I_{c.нас} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{отс}} \right)^2, \quad (1)$$

где $I_{c.нас}$ – ток насыщения полевого транзистора,

$U_{отс}$ – напряжение отсечки полевого транзистора.

Крутизна биполярного транзистора VT1 в свою очередь зависит от тока эмиттера (или коллектора):

$$Y_{21} = S = \frac{I_K}{\Phi_T},$$

где Φ_T – температурный потенциал.

Коэффициент передачи регулируемого каскада равен

$$K_o = SR_{\text{ЭКВ}}.$$

Здесь $R_{\text{ЭКВ}}$ – эквивалентное сопротивление нагрузки регулируемого каскада.

В схеме регулируемого каскада ток эмиттера транзистора VT1 содержит две составляющие: ток стока полевого транзистора I_c и дополнительный ток I_{R3} через резистор $R3$, определяемый выражением $I_{R3} = (U_6 - U_{6э})/R3$, где U_6 - напряжение на базе транзистора VT1 и $U_{6э}$ – на переходе база-эмиттер. Ток I_c определяется резистором $R4$ и током насыщения полевого транзистора.

При $R4=0$ входное напряжение детектора АРУ $U_{вх.д}$ можно определить в соответствии с выражением

$$\begin{aligned} U_{\text{вх.д}} &= U_{\text{вх}} SR_{\text{ЭКВ}} K_n = U_{\text{вх}} \frac{I_{\text{с.нас}} \left(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{отс}}}\right)^2 + I_{R3}}{\Phi_T} R_{\text{ЭКВ}} K_n = \\ &= K_n U_{\text{вх}} \left[I_{\text{с.нас}} \cdot \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{\Phi_T} - 2 \cdot I_{\text{с.нас}} \cdot \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{\Phi_T} \cdot \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{отс}}} + I_{\text{с.нас}} \cdot \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{\Phi_T} \cdot \frac{U_{\text{зи}}^2}{U_{\text{отс}}^2} + \right. \\ &\left. + \frac{R_{\text{ЭКВ}} I_{R3}}{\Phi_T} \right] = K_n U_{\text{вх}} \left[K_{\text{max}} - 2 \cdot I_{\text{с.нас}} \cdot \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{\Phi_T} \cdot \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{отс}}} + I_{\text{с.нас}} \cdot \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{\Phi_T} \cdot \frac{U_{\text{зи}}^2}{U_{\text{отс}}^2} \right]. \quad (2) \end{aligned}$$

При выводе выражения (2) применены следующие обозначения: максимальная крутизна транзистора S_{max} , максимальный эмиттерный ток транзистора $I_{\text{э.мах}}$, максимальный K_{max} и минимальный K_{min} коэффициенты передачи регулируемого каскада, K_n – коэффициент передачи n каскадов следующих за регулируемым каскадом. При этом максимальный ток эмиттера, максимальная крутизна биполярного транзистора и максимальный коэффициент передачи регулируемого каскада равны, соответственно,

$$\begin{aligned} I_{\text{э.мах}} &= I_{R3} + I_{\text{с.мах}}, \\ S_{\text{max}} &= \frac{I_{\text{э.мах}}}{\Phi_T} \text{ и } K_{\text{max}} = S_{\text{max}} R_{\text{ЭКВ}}. \end{aligned}$$

Введём дополнительно обозначения для и минимального $I_{\text{э.мин}}$ тока эмиттера транзистора, минимальной крутизны S_{min} и минимального коэффициента передачи регулируемого каскада:

$$\begin{aligned} I_{\text{э.мин}} &= I_{R3} + I_{\text{с.мин}} \\ S_{\text{min}} &= \frac{I_{\text{э.мин}}}{\Phi_T}, K_{\text{min}} = S_{\text{min}} R_{\text{ЭКВ}}, \end{aligned}$$

где $I_{c.min}$ – минимальный ток полевого транзистора, причём $I_{c.min} \ll I_{R3}$.

Напряжение регулирования АРУ или напряжение на затворе транзистора VT2 зависит от уровня входного напряжения детектора:

$$U_{зи} = U_{рег} = \sqrt{2}U_{вх.д} - U_{д}, \quad (3)$$

где $U_{д}$ – падение напряжения на диоде.

Очевидно, что при $U_{вх} = U_{вх.min}$ для минимального входного напряжения детектора АРУ можно записать

$$U_{вх.д.min} = U_{вх.min} K_{max} K_n$$

или

$$U_{вх.min} = \frac{U_{вх.д.min}}{K_{max} K_n}. \quad (4)$$

Соответственно, при $U_{вх} = U_{вх.max}$ для максимального входного напряжения детектора АРУ можно записать

$$U_{вх.д.max} = U_{вх.max} K_{min} K_n$$

или

$$U_{вх.max} = \frac{U_{вх.д.max}}{K_{min} K_n}. \quad (5)$$

Напряжение регулирования $U_{рег}$ при $U_{вх.max}$ стремится к значению близкому к напряжению отсечки, т.е. $U_{рег} \approx U_{отс}$, а максимальное входное напряжение детектора АРУ при этом примерно равно $U_{вх.д.max} \approx (U_{отс} + U_{д})/\sqrt{2}$.

Тогда с учётом (3) при $U_{д} \ll U_{вх.д}$ перепишем полученное выше выражение (2) в виде квадратного уравнения относительно $U_{вх.д}$:

$$\frac{2}{U_{отс}^2} \left(K_{max} - \frac{I_{R3} R_{эКВ}}{\Phi_T} \right) U_{вх.д}^2 - \left[\frac{1}{K_n U_{вх}} + \frac{2\sqrt{2} \left(K_{max} - \frac{I_{R3} R_{эКВ}}{\Phi_T} \right)}{U_{отс}} \right] U_{вх.д} + K_{max} = 0. \quad (6)$$

При $U_{вх} = U_{вх.max}$, последовательно преобразуя (6), получаем

$$\begin{aligned} & \frac{2}{2U_{вх.д.max}^2} \left(K_{max} - \frac{I_{R3} R_{эКВ}}{\Phi_T} \right) U_{вх.д.max}^2 - \\ & - \left[\frac{1}{K_n U_{вх.max}} + \frac{2\sqrt{2} \left(K_{max} - \frac{I_{R3} R_{эКВ}}{\Phi_T} \right)}{\sqrt{2} U_{вх.д.max}} \right] U_{вх.д.max} + K_{max} = 0 \\ & 2K_{max} - \frac{I_{R3} R_{эКВ}}{\Phi_T} = \frac{U_{вх.д.max}}{K_n U_{вх.max}} + 2 \left(K_{max} - \frac{I_{R3} R_{эКВ}}{\Phi_T} \right); \end{aligned}$$

$$\frac{I_{R3}R_{\text{ЭКВ}}}{\Phi_T} = \frac{U_{\text{ВХ.Д.МАХ}}}{K_n U_{\text{ВХ.МАХ}}};$$

$$U_{\text{ВХ.Д.МАХ}} = K_n U_{\text{ВХ.МАХ}} \cdot \frac{I_{R3}R_{\text{ЭКВ}}}{\Phi_T};$$

т.е.

$$U_{\text{ВХ.МАХ}} = \frac{U_{\text{ВХ.Д.МАХ}} \Phi_T}{K_n I_{R3} R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{U_{\text{ОТС}} \Phi_T}{\sqrt{2} K_n I_{R3} R_{\text{ЭКВ}}}. \quad (7)$$

Выражение (7) получено при условии полного запираания полевого транзистора, т.е. при $U_{\text{ЗИ}}=U_{\text{ОТС}}$ и $U_{\text{ВХ.Д.МАХ}} \gg U_{\text{Д}}$. В реальной ситуации, например, если резистор $R3$ отсутствует, то полной отсечки нет, т.е. $U_{\text{ЗИ}} \approx U_{\text{ОТС}}$, и через полевой транзистор должен протекать ток $I_{\text{С.МИН}}$, иначе регулируемый каскад обладал бы нулевым усилением. К тому же следует учитывать и напряжение $U_{\text{Д}}$, которое не равно нулю. Если нет резистора $R3$, то можно принять $U_{\text{ЗИ}}=0,9U_{\text{ОТС}}$, то минимальный ток полевого транзистора будет равен

$$I_{\text{С.МИН}} = I_{\text{С.НАС}} \left(1 - \frac{U_{\text{ЗИ.ДОП}}}{U_{\text{ОТС}}} \right)^2 = I_{\text{С.НАС}} \left(1 - \frac{0,9U_{\text{ОТС}}}{U_{\text{ОТС}}} \right)^2 = 0,01 I_{\text{С.НАС}},$$

при этом на входе детектора уровень сигнала должен равняться $U_{\text{ВХ.Д.МАХ}} = (0,9U_{\text{ОТС}} + U_{\text{Д}}) / \sqrt{2}$, а максимальный уровень входного сигнала составит

$$U_{\text{ВХ.МАХ}} = \frac{(0,9U_{\text{ОТС}} + U_{\text{Д}}) \Phi_T}{\sqrt{2} K_n I_{\text{С.МИН}} R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{0,9U_{\text{ОТС}} + U_{\text{Д}}}{\sqrt{2} K_n K_{\text{МИН}}}. \quad (8)$$

При наличии резистора $R3$ можно упростить это выражение, считая, что полевой транзистор закрыт полностью:

$$U_{\text{ВХ.МАХ}} = \frac{(U_{\text{ОТС}} + U_{\text{Д}}) \Phi_T}{\sqrt{2} K_n I_{R3} R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{(U_{\text{ОТС}} + U_{\text{Д}}) R3 \Phi_T}{\sqrt{2} K_n (U_{\text{Б}} - U_{\text{БЭ}}) R_{\text{ЭКВ}}}. \quad (9)$$

При минимальном уровне входного сигнала $R3=\infty$ и $R4=0$ необходимо задать допустимое уменьшение напряжения на входе детектора, например, до значения $U_{\text{ВХ.Д.МИН}}=0,5U_{\text{ВХ.Д.МАХ}}$, допуская изменение напряжения на входе детектора АРУ до значения $U_{\text{ВХ.Д.МИН}} = (0,9U_{\text{ОТС}} + U_{\text{Д}}) / (2\sqrt{2})$. Отношение $U_{\text{ВХ.Д.МАХ}}/U_{\text{ВХ.Д.МИН}}$ при этом должно составить 6 дБ.

Тогда

$$U_{\text{ВХ.МИН}} = \frac{(0,9U_{\text{ОТС}} + U_{\text{Д}}) \Phi_T}{2\sqrt{2} K_n \left[\frac{U_{\text{Б}} - U_{\text{БЭ}}}{R3} + I_{\text{С.МАХ}} \right] R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{(0,9U_{\text{ОТС}} + U_{\text{Д}})}{2\sqrt{2} K_n K_{\text{МАХ}}}, \quad (10)$$

где

$$I_{\text{С.МАХ}} = I_{\text{С.НАС}} \left(1 - \frac{U_{\text{ЗИ.МИН}}}{U_{\text{ОТС}}} \right)^2 = I_{\text{С.НАС}} \left(1 - \frac{0,45U_{\text{ОТС}}}{U_{\text{ОТС}}} \right)^2 = 0,3025 I_{\text{С.НАС}}.$$

Таким образом, на основании (4), (5) и (9), (10) диапазон изменения входного сигнала при $R4=0$ будет равен

$$\frac{U_{\text{вх.макс}}}{U_{\text{вх.мин}}} = \frac{\frac{(U_{\text{отс}} + U_{\text{д}})R_3\Phi_T}{\sqrt{2}K_n(U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}})R_{\text{эКВ}}}}{\frac{(0,9U_{\text{отс}} + U_{\text{д}})\Phi_T}{2\sqrt{2}K_n\left[\frac{U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}}}{R_3} + 0,3025I_{\text{с.нас}}\right]R_{\text{эКВ}}}} = \frac{\frac{(U_{\text{отс}} + U_{\text{д}})R_3}{(U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}})}}{\frac{(0,9U_{\text{отс}} + U_{\text{д}})}{2\left[\frac{U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}}}{R_3} + 0,3025I_{\text{с.нас}}\right]}} = \frac{2(U_{\text{отс}} + U_{\text{д}}) \cdot R_3 \cdot \left[\frac{U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}}}{R_3} + 0,3025I_{\text{с.нас}}\right]}{(U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}})(0,9U_{\text{отс}} + U_{\text{д}})} \quad (11)$$

При наличии в схеме каскада резистора R_4 в первом приближении можно считать, что

$$I_{\text{с.макс}} = \frac{U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}}}{R_4 + R_i},$$

где R_i – внутреннее сопротивление открытого канала полевого транзистора.

На практике легко обеспечить выполнение условия $R_i \ll R_4$, поэтому

$$I_{\text{с.макс}} \approx \frac{U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}}}{R_4} \quad (12)$$

и напряжение на затворе будет определяться выражением

$$U_{\text{зи.мин}} = U_{\text{отс}} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{\text{с.макс}}}{I_{\text{с.нас}}}} \right), \quad (13)$$

а максимальный ток эмиттера будет равен

$$I_{\text{э.макс}} \approx \frac{(U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}})(R_3 + R_4)}{R_3R_4}. \quad (14)$$

Минимальное входное напряжение детектора будет равно

$$U_{\text{вх.д.мин}} = U_{\text{вх.мин}} \cdot \frac{I_{\text{э.макс}}R_{\text{эКВ}}}{\Phi_T} K_n = U_{\text{вх.мин}} \cdot \frac{(I_{R_3} + I_{R_4})R_{\text{эКВ}}}{\Phi_T} K_n. \quad (15)$$

В этом случае, учитывая (12),

$$\begin{aligned} U_{\text{вх.д.мин}} &= (U_{\text{зи.мин}} + U_{\text{д}})/\sqrt{2} = (U_{\text{отс}} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{\text{с.макс}}}{I_{\text{с.нас}}}} \right) + U_{\text{д}})/\sqrt{2} = \\ &= \left[U_{\text{отс}} \left(1 - \sqrt{\frac{U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}}}{I_{\text{с.нас}}R_4}} \right) + U_{\text{д}} \right] / \sqrt{2}. \end{aligned} \quad (16)$$

Тогда, приравнявая (15) и (16), получаем

$$U_{\text{вх.мин}} = \frac{\left[U_{\text{отс}} \left(1 - \sqrt{\frac{U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}}}{I_{\text{с.нас}}R_4}} \right) + U_{\text{д}} \right]}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\Phi_T \frac{R_3R_4}{R_3 + R_4}}{(U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}})K_nR_{\text{эКВ}}}, \quad (17)$$

а диапазон изменения сигнала на входе

$$\frac{U_{\text{вх.мах}}}{U_{\text{вх.мин}}} = \frac{\frac{(U_{\text{отс}} + U_{\text{д}})R_3\varphi_{\text{T}}}{\sqrt{2}K_n(U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}})R_{\text{ЭКВ}}}}{\left[\frac{U_{\text{отс}} \left(1 - \sqrt{\frac{U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}}}{I_{\text{с.нас}}R_4}} \right) + U_{\text{д}}}{\sqrt{2}} \right] \cdot \frac{\varphi_{\text{T}} \frac{R_3R_4}{R_3 + R_4}}{(U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}})K_n R_{\text{ЭКВ}}}} = \frac{(U_{\text{отс}} + U_{\text{д}})(R_3 + R_4)}{\left[U_{\text{отс}} \left(1 - \sqrt{\frac{U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}}}{I_{\text{с.нас}}R_4}} \right) + U_{\text{д}} \right] \cdot R_4} \quad (18)$$

Рекомендуемое значение диапазона регулировки на одно звено составляет 20-30 дБ или 10-30 единиц, поэтому расчёт сводится к определению сопротивлений резисторов R_3 и R_4 . Они определяют диапазон изменения тока эмиттера VT1, что в свою очередь определяет диапазон изменения крутизны транзистора и коэффициента передачи регулируемого звена.

Пример расчёта. Требуется рассчитать элементы регулирования усилением при следующих исходных данных: максимальное входное напряжение $U_{\text{вх.мах}}=3$ мВ, $K_n=11$, $R_{\text{ЭКВ}}=10$ кОм, диапазон изменения усиления на один каскад 30 дБ, или примерно 30 единиц, $U_{\text{вх.мин}}=3/30=0,1$ мВ; напряжение на базе $U_{\text{б}}=5$ В, $U_{\text{бэ}}=0,6$ В. Параметры полевого транзистора: $I_{\text{с.мах}} = 10$ мА, $U_{\text{отс}} = -2$ В.

Из выражения (9) рассчитываем сопротивление резистора R_3 при максимальном входном напряжении:

$$U_{\text{вх.мах}} = \frac{(2 + 0,6)R_3\varphi_{\text{T}}}{\sqrt{2}K_n(U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}})R_{\text{ЭКВ}}} = 0,003 \text{ В,}$$

откуда

$$R_3 = 0,003 \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 11 \cdot (5 - 0,6) \cdot 10}{(2 + 0,6) \cdot 0,026} = 30,37 \text{ кОм.}$$

Из выражения (18) рассчитаем сопротивление резистора R_4 :

$$\frac{U_{\text{вх.мах}}}{U_{\text{вх.мин}}} = \frac{(U_{\text{отс}} + U_{\text{д}})(R_3 + R_4)}{\left[U_{\text{отс}} \left(1 - \sqrt{\frac{U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}}}{I_{\text{с.нас}}R_4}} \right) + U_{\text{д}} \right] \cdot R_4} = 30,$$

откуда последовательным преобразованием получаем квадратное уравнение относительно R_4 :

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left[U_{\text{отс}} \left(1 - \sqrt{\frac{U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}}}{I_{\text{с.нас}}R_4}} \right) + U_{\text{д}} \right] - \frac{U_{\text{отс}} + U_{\text{д}}}{30} = 0;$$

$$R_4 \cdot (U_{\text{отс}} + U_{\text{д}}) - U_{\text{отс}} \sqrt{\frac{U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}}}{I_{\text{с.нас}}R_4}} \cdot \sqrt{R_4} - (R_3 + R_4) \cdot \frac{U_{\text{отс}} + U_{\text{д}}}{30} = 0;$$

$$R4 \cdot (U_{отс} + U_{д}) - U_{отс} \sqrt{\frac{U_{б} - U_{бэ}}{I_{с.нас} R4}} \cdot \sqrt{R4} - R3 \cdot \frac{U_{отс} + U_{д}}{30} - R4 \cdot \frac{U_{отс} + U_{д}}{30} = 0;$$

$$(U_{отс} + U_{д} - \frac{U_{отс} + U_{д}}{30}) \cdot R4 - U_{отс} \sqrt{\frac{U_{б} - U_{бэ}}{I_{с.нас}}} \cdot \sqrt{R4} - R3 \cdot \frac{U_{отс} + U_{д}}{30} = 0.$$

Или

$$a \cdot R4 - b \cdot \sqrt{R4} - c = 0;$$

$$a = U_{отс} + U_{д} - \frac{U_{отс} + U_{д}}{30} = 2 + 0,6 - \frac{2 + 0,6}{30} = 0,08667;$$

$$b = U_{отс} \sqrt{\frac{U_{б} - U_{бэ}}{I_{с.нас}}} = 2 \sqrt{\frac{5 - 0,6}{0,01}} = 41,952;$$

$$c = R3 \cdot \frac{U_{отс} + U_{д}}{30} = 30,37 \cdot \frac{2 + 0,6}{30} = 2632;$$

откуда, решая уравнение, получаем $R4=1,7$ кОм.

Результаты моделирования представлены на рисунках 2 и 3, которые хорошо согласуются с расчётными значениями параметров. Некоторые отклонения в уровнях сигналов вызваны тем, что при выводе расчётных выражений не учтены присутствующие в реальной схеме изменения напряжений $U_{б}$, $U_{бэ}$ и $U_{д}$, которые выше были приняты постоянными величинами.

Представленная на рисунке 1 схема системы АРУ удобна тем, что максимальное выходное напряжение тракта легко контролируется, так как всегда однозначно определяется только напряжением отсечки полевого транзистора (что особенно хорошо заметно при $R3=\infty$). Максимальное же значение коэффициента передачи тракта определяется током насыщения полевого транзистора, что позволяет на практике не применять резистор $R4$. На рисунках 4 и 5 представлены результаты моделирования при $R3=\infty$ и $R4=0$. Максимальное и минимальное входные уровни сигналов рассчитаны, исходя из условий представленного выше примера расчёта и выражений (8), (10).

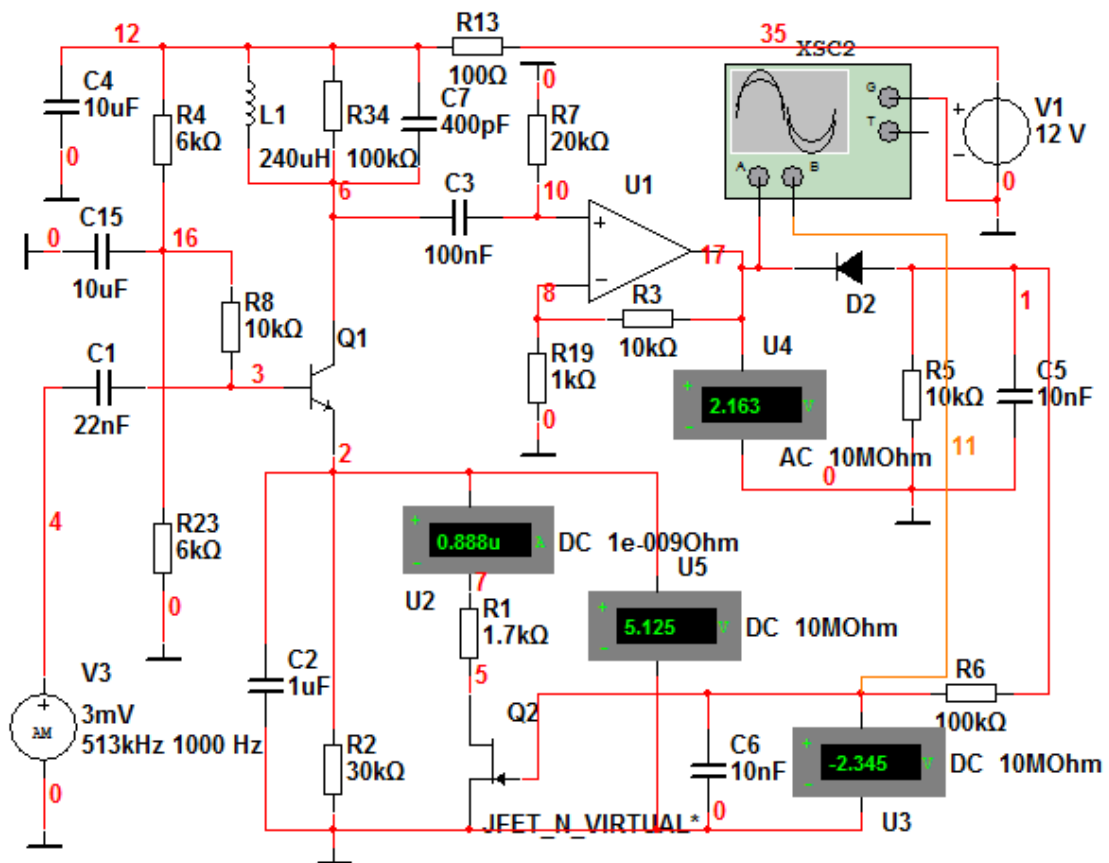


Рисунок 2 – Результаты моделирования при $U_{вх.маx}=3$ мВ

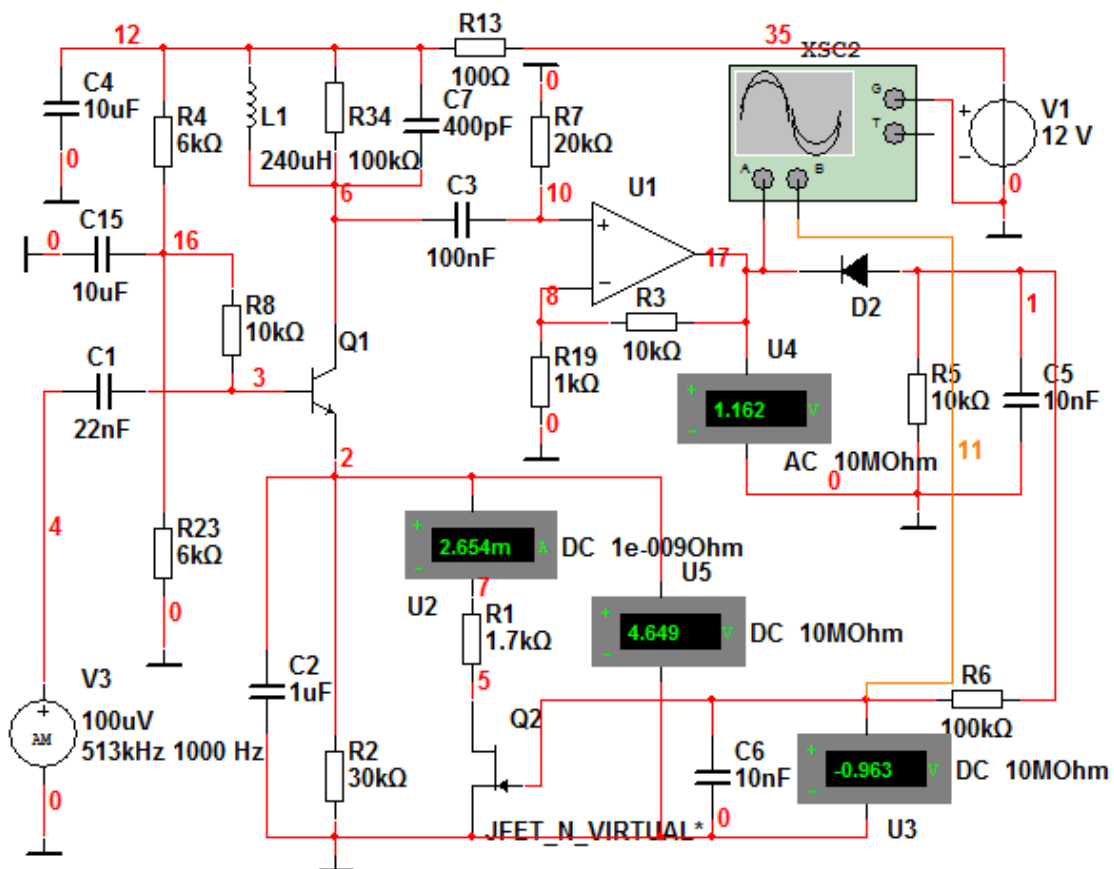


Рисунок 3 – Результаты моделирования при $U_{вх.мин}=100$ мкВ

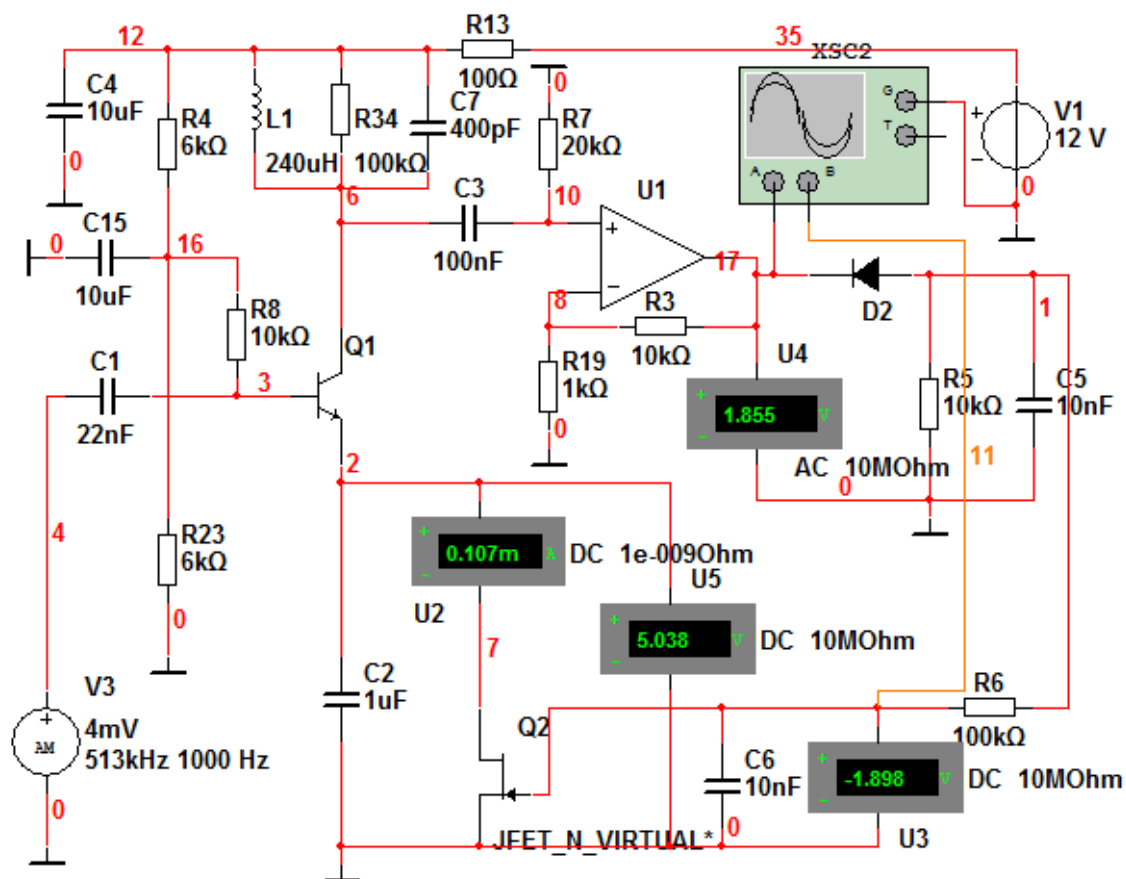


Рисунок 4 – Результаты моделирования при $U_{вх.маx} = 4$ мВ

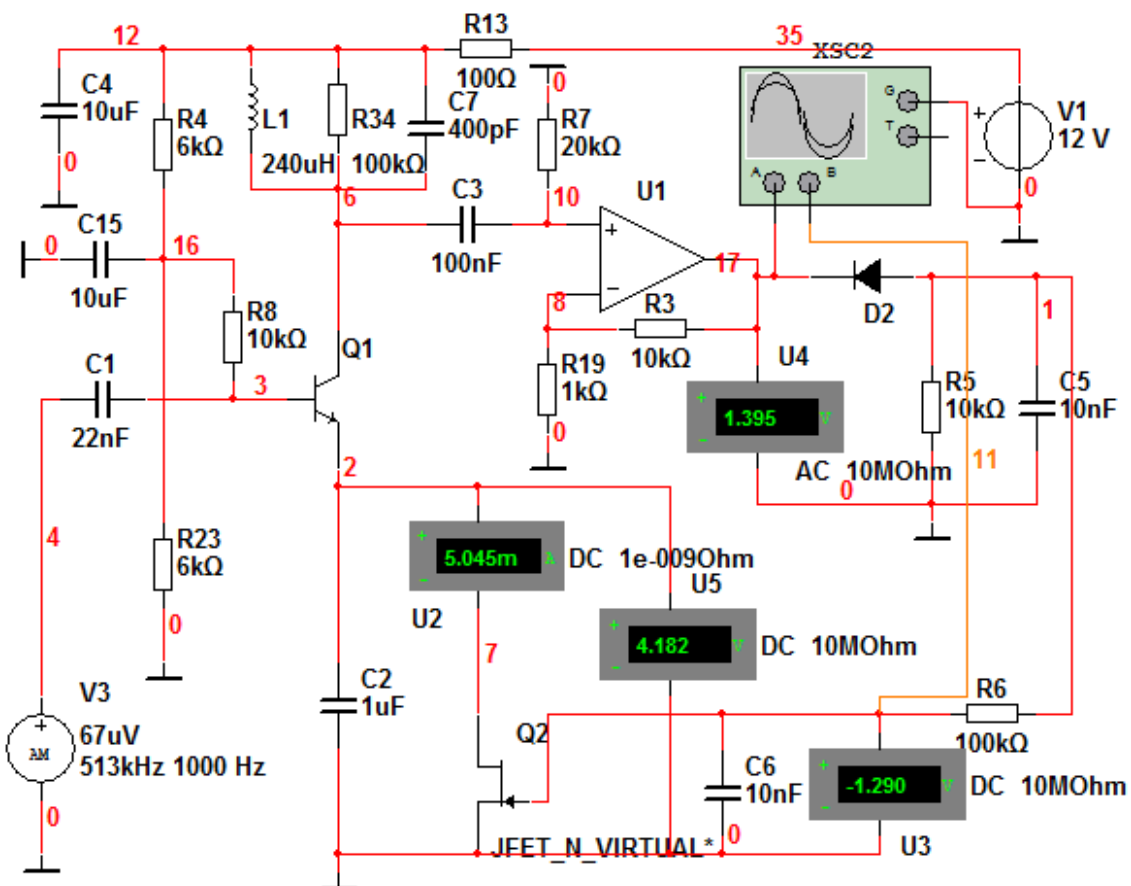


Рисунок 5 – Результаты моделирования при $U_{вх.миn} = 67$ мкВ