

БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Кафедра радиотехнических устройств

В.Т.Крушев, Г.В.Барченко

ЗАДАЧИ И УПРАЖНЕНИЯ
по курсу
АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА
для студентов специальностей Т.09.01.00, Т.09.02.00

Минск 2001

ББК 32.848
К 88
УДК 621.396(075)

Крушев В.Т., Барченко Г.В.

К 88 Задачи и упражнения по курсу «Аналоговые электронные устройства» для студентов специальностей Т.09.01.00, Т.09.02.00. –Мн.: БГУИР, 2001, – 48с.: ил.

ISBN 985-444-224-1

Приведены примеры расчетов функциональных узлов аналоговых электронных устройств различного назначения. Методика расчетов может использоваться на практических занятиях по курсу АЭУ, а также в курсовом и дипломном проектировании.

УДК 621.396 (075.8)
ББК 32.848 Я73

ISBN 985-444-224-1

© В.Т.Крушев, Г.В.Барченко,
2001

ВВЕДЕНИЕ

В пособии приведены примеры расчетов различных функциональных узлов аналоговых электронных устройств. Методика расчетов может служить основой для проведения практических занятий, цель которых - изучение принципов схемотехнического проектирования радиоэлектронной аппаратуры. Основные этапы проектирования:

- постановка задачи (назначение проектируемого узла, основные свойства);
- выбор возможных схемотехнических решений и элементной базы;
- формирование исходных данных для расчета;
- выбор методики расчета;
- машинное моделирование и коррекция схемы.

При выполнении расчетов следует придерживаться следующих основных правил:

1) вначале записывается формула в общем виде, затем подставляются все величины в основных единицах системы СИ и записывается конечный результат, округленный до трех значащих цифр (если специально не оговорена большая точность вычислений);

2) расчет номиналов компонентов схемы (резисторов, конденсаторов и др.) заканчивается выбором стандартного значения из соответствующего ряда (E6, E12, E24 и т.д.).

1. РАСЧЕТ РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Усилительный резонансный каскад выполнен на биполярном транзисторе по схеме с ОЭ, с частичным включением контура в коллекторную цепь трансформаторной связью с нагрузкой (рис. 1.1). Нагрузкой каскада является усилитель-ограничитель.

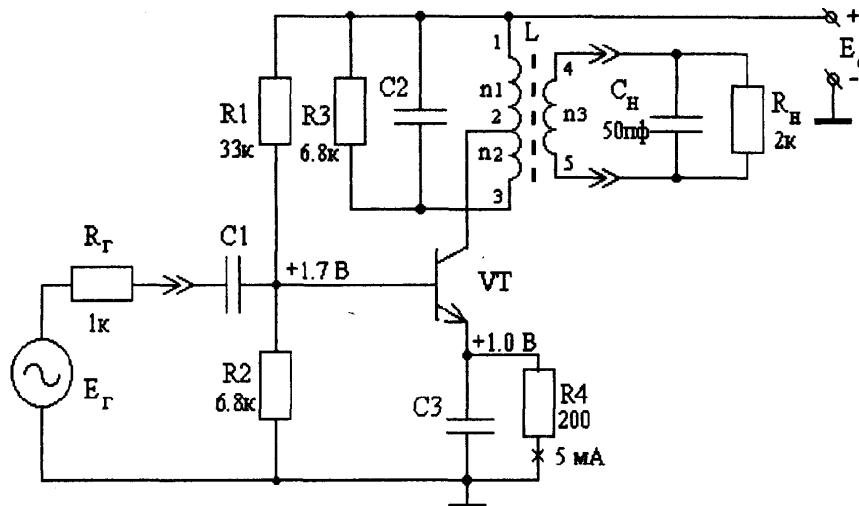


Рис. 1.1. Схема резонансного усилителя.

Исходные данные для расчета :

частота настройки $f_0 = 10 \text{ кГц}$;

полоса пропускания $2\Delta f = 2 \text{ кГц}$;

уровень входного сигнала $E_r = 10 \text{ мВ}$;

внутреннее сопротивление источника сигнала $R_r \leq 100 \text{ Ом}$;

сопротивление нагрузки $R_n > 2 \text{ кОм}$;

ёмкость нагрузки $C_n \leq 50 \text{ пФ}$;

выходное сопротивление $U_n \geq 1 \text{ В}$;

напряжение питания каскада $E_0 = +10 \text{ В}$.

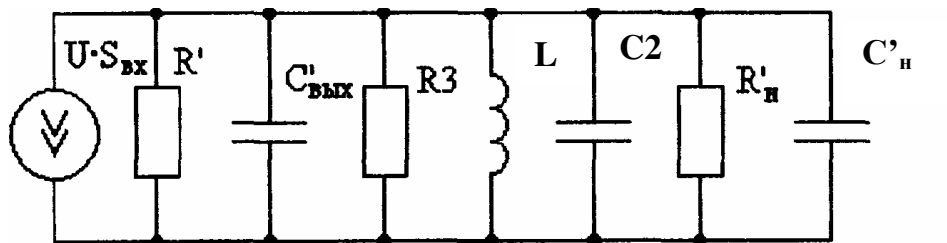


Рис. 1.2. Эквивалентная схема каскада.

Эквивалентная схема выходной цепи каскада показана на рис. 1.2. Здесь $R'_{\text{вых}}$ и $C'_{\text{вых}}$ - выходные параметры транзистора, пересчитанные в контур через коэффициент включения $m_k = n_2 / (n_1 + n_2)$, где n_1 и n_2 - числа витков катушки между выводами 1-2 и 2-3 соответственно; R'_n и C'_n - параметры нагрузки, пересчитанные в контур через коэффициент $m_n = (n_3 / (n_1 + n_3))$, где n_3 - число витков катушки связи с выводами 4-5.

Первоначально расчёт будем вести, полагая $m_k = m_n = 1$, т.е. при полном включении транзистора и нагрузки в контур.

Требуемый сквозной коэффициент усиительного каскада:

$$K_{\text{Е зад}} = \frac{U_n}{E_r} = \frac{1}{10 \cdot 10^{-3}} = 100.$$

Крутизна усилителя:

$$S_{\text{Е зад}} = \frac{K_{\text{Е зад}}}{R_n} = \frac{100}{2 \cdot 10^3} = 50 \text{ мА/В.}$$

Добротность каскада из заданной полосы пропускания:

$$Q_{\text{зад}} = \frac{f_0}{2\Delta f} = \frac{10 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3} = 5.$$

Выбираем транзистор, исходя из условий:

$$U_{\text{кэ макс}} \geq 2.2 E_o; f_{h21} > f_o.$$

Этим условиям удовлетворяют многие маломощные транзисторы. Поэтому выбираем, исходя из экономических соображений, КТ315А с параметрами /I/:

$$h_{21} = 20..90; |h_{21}| \geq 2,5 \text{ на } f = 100 \text{ МГц};$$

$$C_k = 7 \text{ пФ}; \quad \tau_k = 500 \text{ пс};$$

$$U_{\text{КЭ макс}} = 25 \text{ В}; I_{\text{К макс}} = 100 \text{ мА}; P_{\text{К макс}} = 150 \text{ мВт. Определим:}$$

$$h_{21} = \sqrt{h_{21 \min} \cdot h_{21 \max}} = \sqrt{20 \cdot 90} \approx 42;$$

$$f_{21} = \frac{|h_{21}| \cdot f}{h_{21}} = \frac{2,5 \cdot 100 \cdot 10^6}{42} = 5,95 \text{ МГц} \gg f_o.$$

Режимный ток покоя транзистора I_3 выбираем для получения необходимой крутизны характеристики S_i с запасом, удовлетворяющим требуемому значению $S_{\text{Е зад}}$ с учетом потерь во входной и выходной цепях каскада. Имеем:

$$S_i = \frac{I_3}{\varphi_T}; \text{ и } S_i = (3...5) S_{\text{Е зад}},$$

где $\varphi_T = 25\text{ мВ}$ - термоэлектрический потенциал.

Находим $I_3 = \varphi_T S_i = (\varphi_T (3...5) S_{\text{Эзд}}; \varphi_T = 4 \cdot 50 \cdot 10^{-3} \cdot 25 \cdot 10^{-3} = 5 \text{ мА}$.

Определим параметры резонансного контура. Выходная ёмкость транзистора, включенного по схеме с ОЭ, составляет /2/:

$$C_{\text{вых}} \approx C_K \cdot (1 + h_{21}) = 7 \cdot 10^{-12} \cdot (1 + 42) \approx 300 \text{ пФ}.$$

Полная контурная ёмкость:

$$C_{\text{конт}} = C_2 + C'_{\text{вых}} + C'_N = C_2 + m_K^2 \cdot C_{\text{вых}} + m_N^2 \cdot C_N.$$

Для уменьшения влияния параметров и изменения необходимо, чтобы ёмкость C_2 удовлетворяла условию:

$$C_2 \gg C'_{\text{вых}} + C'_N, \text{ т.е., при } m_K = m_N = 1;$$

$$C_2 = (5...10) \cdot (C'_{\text{вых}} + C'_N) = 10 \cdot (300 + 50) = 3500 \text{ пФ}.$$

Принимаем ближайшее стандартное значение $C_2 = 3600 \text{ пФ}$, тип КМ6.

Индуктивность контурной катушки:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_{\text{конт}}} = \frac{1}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 10^2 \cdot (3600 + 300 + 300) \cdot 10^{-12}} = 64 \text{ мГн}.$$

Добротность катушки в диапазоне 10...100 кГц составляет 20...50 /3/.

Задаваясь $Q_K = 20$, определяем сопротивление потерь:

$$R_o = \sqrt{\frac{L}{C_{\text{конт}}}} \cdot \frac{1}{Q_K} = \sqrt{\frac{64 \cdot 10^{-3}}{3950 \cdot 10^{-12}}} \cdot \frac{1}{20} \approx 200 \text{ Ом}.$$

Эквивалентность сопротивления контура на резонансной частоте:

$$R_o = \frac{L}{C_{\text{конт}} \cdot R_K} = \frac{64 \cdot 10^{-3}}{3950 \cdot 10^{-12} \cdot 200} = 81 \text{ кОм}.$$

Эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки транзистора:

$$R_{\text{экв}} = R_o \parallel R'_{\text{вых}} \parallel R'_N,$$

$$\text{где } R'_{\text{вых}} = R_{\text{вых}} / m_K^2; \quad R'_N = R_N / m_N^2;$$

$$\text{а } R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{эр}}}{I_K} - \text{выходное сопротивление транзистора по схеме с ОЭ.}$$

$U_{\text{эр}} = 50...200 \text{ В}$ – напряжение Эрли для кремниевых транзисторов;

$I_K \approx I_3$ – коллекторный ток транзистора.

Принимая $U_{\text{эр}} = 100 \text{ В}$,

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{100}{5 \cdot 10} = 20 \text{ кОм}.$$

Тогда при $m_K = m_N = 1$: $R_{\text{экв}} = 81 \text{ кОм} \parallel 20 \text{ кОм} \parallel 2 \text{ кОм} \approx 1,78 \text{ кОм}$.

При этом добротность усилителя:

$$Q = Q_K \cdot \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{R_O} = 20 \cdot \frac{1,78 \cdot 10^3}{81 \cdot 10^3} = 0,44.$$

Поскольку $Q < Q_{\text{зад}}$, то необходимо использовать частичное включение контура.

Определяем требуемое эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки:

$$R_{\text{ЭКВ ТТ}} = R_O \cdot \frac{Q_{\text{зад}}}{Q_K} = 81 \cdot 10^3 \cdot \frac{5}{20} \approx 20 \text{ кОм.}$$

Для определённости полагая $m_K = m_H = m$, из выражения

$$\frac{1}{R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{1}{R_O} + \frac{m_K^2}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{m_H^2}{R_H}$$

находим:

$$R = \sqrt{\frac{(R_O - R_{\text{ЭКВ.ТР}}) \cdot R_{\text{ВЫХ}} \cdot R_H}{R_{\text{ЭКВ.ТР}} \cdot R_O \cdot (R_{\text{ВЫХ}} \cdot R_H)}} = \sqrt{\frac{(81 - 20) \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3}{20 \cdot 10^3 \cdot 81 \cdot 10^3 \cdot (20 + 2) \cdot 10^3}} = 0,26.$$

Принимаем $m_K = m_H = 0,25$.

Сквозной коэффициент усиления:

$$K = \frac{h_{21} \cdot R_{\text{ЭКВ}} \cdot m^2}{R_r + r'_6 + r_9 \cdot (1 + h_{21})},$$

где $r'_6 = \frac{\tau_K}{C_K} = \frac{500 \cdot 10^{-12}}{7 \cdot 10^{-12}} = 71 \text{ кОм}$ - сопротивление базы транзистора,

$$r_9 = \frac{\varphi_T}{I_9} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ кОм} - \text{дифференциальное сопротивление эмит-}$$

тера.

$$\text{Находим: } K = \frac{42 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,25}{100 \cdot 71 \cdot 5 \cdot (1 + 42)} = 136.$$

Таким образом, $K_E > K_{\text{Езад}}$ с необходимым 30% запасом. Для обеспечения большой стабильности и снижения чувствительности к изменению параметров транзисторов контур можно заменить резистором R_3 , сопротивление которого:

$$R_3 = (3 \dots 5) R_{\text{ЭКВ}} = (2 \dots 5) \cdot 20 \cdot 10^3 = 60 \dots 100 \text{ кОм.}$$

Принимая $R_3 = 68 \text{ кОм}$. При этом несколько снижается усиление ($\approx 15\%$) и соответственно расширяется полоса пропускания.

Теперь рассчитаем параметры элементов, обеспечивающих заданный режим транзистора.

Сопротивление резистора отрицательной обратной связи по постоянному току R4 определяем, задавшись падением напряжения $U_7=0,1 \cdot E_0$:

$$R4 = \frac{U_9}{I_9} = \frac{0,1 E_0}{I_9} = \frac{0,1 \cdot 10}{5 \cdot 10^{-3}} = 200 \text{ Ом}.$$

Базовый делитель рассчитываем, задаваясь током делителя:

$$I_D = (5 \dots 10) \cdot I_6 = (5 \dots 10) \cdot I_K / h_{21} = (5 \dots 10) \cdot 5 \cdot 10^{-3} / 42 = (0,6 \dots 1,2) \text{ мА}.$$

Принимаем $I_D = 0,7 \text{ мА}$.

Определяем R2:

$$R2 = \frac{U_6}{I_D} = \frac{U_9 + U_{69}}{I_D} = \frac{I_9 \cdot R4 + U_{69}}{I_D} = \frac{5 \cdot 10^{-3} \cdot 200 + 0,7}{0,7 \cdot 10^{-3}} = 2,42 \text{ кОм}.$$

Выбираем $R2 = 2,4 \text{ кОм}$.

Соответственно

$$R1 = \frac{E_0 - U_6}{I_D + I_B} = \frac{E_0 - I_9 \cdot R4 - U_{69}}{I_D + I_K / h_{21}} = \frac{10 - 5 \cdot 10^{-3} \cdot 200 - 0,7}{0,7 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3} / 42} = 10,1 \text{ кОм}.$$

Выбираем $R1 = 10 \text{ кОм}$.

Ёмкость блокировочного конденсатора в цепи эмиттера:

$$C3 = \frac{(3 \dots 5)}{f_0 \cdot R3} = \frac{(3 \dots 5)}{10^4 \cdot 200} = (1,5 \dots 2,5 \text{ мкФ}).$$

Принимаем $C3 = 2,2 \text{ мкФ}$, тип КМ6.

Входное сопротивление каскада: $R_{BX} = R1 \parallel R2 \parallel h_{119}$,

где $h_{119} = r'_6 + r_9 \cdot (1 + h_{21}) = 71 + 5 \cdot (1 + 42) = 386 \text{ Ом}$ - выходное сопротивление транзистора.

Отсюда :

$$R_{BX} = \frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{h_{119}}} = \frac{1}{\frac{1}{10 \cdot 10^3} + \frac{1}{2,4 \cdot 10^3} + \frac{1}{386}} = 322 \text{ Ом}.$$

Ёмкость разделительного конденсатора :

$$C1 = \frac{3 \dots 5}{f_0 \cdot (R_r + R_{BX})} = \frac{3 \dots 5}{10^4 \cdot (100 + 322)} = (0,7 \dots 1,18) \text{ мкФ}.$$

Принимаем $C1 = 1 \text{ мкФ}$, тип КМ6.

В заключение проверяем тепловой режим транзистора. Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

$$P_K = I_K \cdot U_K \cdot (E_K - I_K \cdot R4) = 5 \cdot 10^{-3} \cdot (10 - 5 \cdot 10^{-3} \cdot 200) = 45 \text{ мВт} < P_{K \max}.$$

Ввиду небольшой рассеиваемой мощности все резисторы выбираем типа МЛТ-0,125.

2. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ-ОГРАНИЧИТЕЛЯ

Усилитель-ограничитель выполнен на базе дифференциального каскада (ДК) по схеме с несимметричным входом и выходом, (рис 2.1). Сигнал подается в базовую цепь транзистора VT1, а выходной неинвертированный сигнал снимается с коллектора VT2. Нагрузкой усилителя является эмиттерный повторитель.

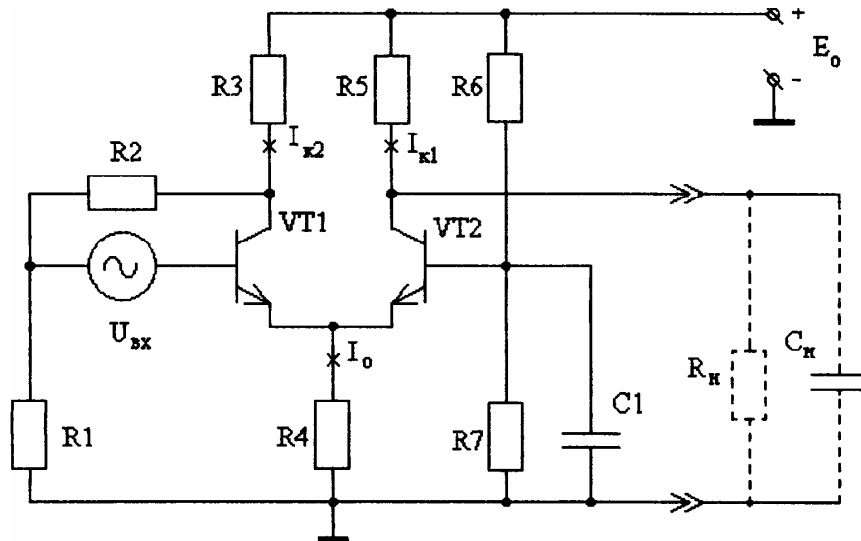


Рис.2.1. Схема усилителя-ограничителя .

Исходные данные для расчета :

- уровень входного сигнала $E_r = 1 \text{ В}$;
- внутреннее сопротивление $R_r \leq 2 \text{ кОм}$;
- центральная частота сигнала $f_0 = 10 \text{ кГц}$;
- сопротивление нагрузки $R_n \geq 30 \text{ кОм}$;
- ёмкость нагрузки $C_n \leq 500 \text{ пФ}$;
- напряжение питания $E_0 = 10 \text{ В}$.

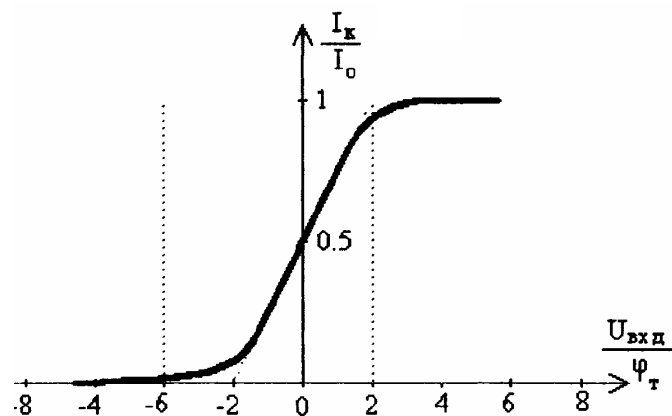


Рис. 2.2. Передаточная характеристика ДК.

Передающая характеристика дифференциального каскада (рис 2.2) в режиме большого сигнала имеет область ограничения примерно $\pm 4\phi_T$, т.е. около 8ф, или 200 мВ [3]. Таким образом, при двойном значении входного сигнала выше этого уровня происходит двухстороннее ограничение тока и соответственно выходного напряжения.

Для уменьшения длительности переходного процесса в схеме, в исходном состоянии (при отсутствии сигнала) на выходе ДК должен присутствовать высокий потенциал, т.е. транзистор VT2 должен быть закрыт ($I_{K2}=0$), а VT1 –открыт ($I_{K1}=I_0$). Это обеспечивается несимметричными цепями баз VT1 и VT2 по постоянному току.

Для работы в усилителе-ограничителе выбираем кремниевые эпитаксиально-планарные транзисторы КТ 316А с параметрами [1].

$$h_{21}=20...60; |h_{21}| \geq 6 \text{ при } f=100 \text{ МГц.}$$

$$C_K \leq 3 \text{ пФ при } U_{KB}=5 \text{ В; } \tau_K=150 \text{ пс;}$$

$$U_{KB\max}=10 \text{ В; } I_{K\max}=30 \text{ мА;}$$

$$U_{KЭ\text{ нас}} \leq 0.4 \text{ В; } P_{K\max}=150 \text{ мВт.}$$

Проверяем выполнение условия:

$$f_{h21} = \frac{|h_{21}| \cdot f}{h_{21}} = \frac{6 \cdot 100 \cdot 10^6}{35} \approx 17 \text{ МГц.}$$

$$\text{где } f_{21} = \sqrt{h_{21\max} \cdot h_{21\min}} = \sqrt{20 \cdot 60} = 35.$$

Имеем:

$$t_{и} = \frac{1}{2f_0} = \frac{1}{2 \cdot 10^4} = 50 \text{ мкс;}$$

$$f_{h21} > \frac{50...100}{f_{и}} = 1...2 \text{ МГц.}$$

Условие выполняется.

Расчет усилителя-ограничителя ведём в следующей последовательности.

Время установления фронта импульса при работе схемы на ёмкостную нагрузку ($C_H=500 \text{ пФ}$) в основном определяется выходной цепью:

$$t_{и} = 2.2 \cdot (R5 \parallel R_H) \cdot C_H = \frac{2.2 \cdot R5 \cdot R_H \cdot C_H}{R5 + R_H}.$$

Задаваясь t_y , можно определить значение сопротивления коллекторной нагрузки VT2 (резистора R5):

$$R5 \leq \frac{t_y \cdot R_H}{2.2 \cdot R_H \cdot C_H - t_y}.$$

Зададимся $t_y \leq 0,1 t_{и}$, где $t_{и}=1/(2 \cdot f_0)=50 \text{ мкс}$.

$$\text{Тогда : } R5 \leq \frac{5 \cdot 10^{-6} \cdot 30 \cdot 10^3}{2.2 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 500 \cdot 10^{-12} - 5 \cdot 10^{-6}} = 5,36 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R5=4,7 \text{ кОм}$.

Минимальное значение выходного напряжения усилителя в режиме насыщения VT2 (т.е. при $U_{KB2} \approx 0$) определяется напряжением на базе VT2, которое

задаётся делителем R6, R7. Принимаемая $U_{B2} = (0,1 \dots 0,3) \cdot E_0 = 1 \dots 3$ В. Задаёмся $U_{B2} = 2$ В.

Поскольку в режиме насыщения $I_{K2} \approx I_0$, то находим:

$$I_0 = I_{K2\text{нас}} = \frac{E_0 - U_{B2}}{R5} = \frac{10 - 2}{4,7 \cdot 10^3} = 1,7 \text{ мА}.$$

Сопротивление токозадающего резистора R4 :

$$R4 = \frac{U_{B2} - U_{B2\text{нас}}}{I_0} = \frac{2 - 0,9}{1,7 \cdot 10^{-3}} = 647 \text{ Ом}.$$

Выбираем $R4 = 680$ Ом.

Ток базового делителя R6, R7 задается по критерию:

$$I_{д2} = (5 \dots 10) \cdot I_{B2\text{нас}}, \text{ где } I_{B2\text{нас}} = \frac{S \cdot I_{K2\text{нас}}}{h_{21}} = \frac{S \cdot I_0}{h_{21}}$$

и $S = 2 \dots 5$ – коэффициент насыщения.

Находим при $S = 4$:

$$I_{B2\text{нас}} = \frac{4 \cdot 1,7 \cdot 10^{-3}}{35} = 194 \text{ мкА}.$$

Тогда, принимая $I_{д2} = 8 \cdot I_{B2\text{нас}}$, определяем:

$$I_{д2} = 8 \cdot 194 \cdot 10^{-6} = 1,55 \text{ мА}.$$

Рассчитываем сопротивление R6 и R7:

$$R7 = \frac{U_{B2}}{I_{д2}} = \frac{2}{1,55 \cdot 10^{-3}} = 1,29 \text{ кОм}.$$

Принимаем $R7 = 1,2$ кОм.

$$R6 = \frac{E_0 - I_{д2} \cdot R6}{I_{д2} + I_{B2\text{нас}}} = \frac{10 - 1,55 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2 \cdot 10^3}{1,55 \cdot 10^{-3} + 0,194 \cdot 10^{-3}} = 4,66 \text{ кОм}.$$

Принимаем $R6 = 4,7$ кОм.

Режим базы VT1 рассчитываем, полагая, что в исходном состоянии транзистор открыт, а VT2 – закрыт т.е. $U_{B1} - U_{B2} \geq 2\varphi_{\tau}$. Находим напряжение на базе VT1:

$$U_{B1} = U_{B2} + 2\varphi_{\tau} = I_{д2} \cdot R7 + 2\varphi_{\tau} = 1,55 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2 \cdot 10^3 + 2,25 \cdot 10^{-3} = 1,91 \text{ В}.$$

Задаваясь током делителя $I_{д2} \approx I_{д1}$, находим:

$$R1 = \frac{U_{B2}}{I_{д1}} = \frac{1,91}{1,55 \cdot 10^{-3}} = 1,23 \text{ кОм}.$$

Выбираем $R1 = 1,2$ кОм.

Принимаем в исходном состоянии $U_{KB1} \approx 3$ В, рассчитываем сопротивление коллекторной нагрузки VT1:

$$R3 = \frac{E_0 - U_{KB1} - U_{B1}}{I_0 + I_{д1}} = \frac{10 - 3 - 1,55 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2 \cdot 10^3}{(1,7 + 1,55) \cdot 10^{-3}} = 1,58 \text{ кОм}.$$

Выбираем $R_3=1,5 \text{ кОм}$.

$$R_2 = \frac{U_{K1} - U_{Б1}}{I_{Д1} + I_{Б1}} = \frac{E_0 - (I_{Д1} + I_0) \cdot R_3 - I_{Д1} \cdot R_1}{I_{Д1} + \frac{I_0}{h_{21}}} =$$

$$= \frac{10 - (1,55 + 1,7) \cdot 10^{-3} \cdot 1,5 \cdot 10^3 - 1,55 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2 \cdot 10^3}{1,55 \cdot 10^{-3} + \frac{1,7 \cdot 10^{-3}}{35}} = 2,03 \text{ кОм}.$$

Принимаем $R_2=2 \text{ кОм}$.

Емкость блокировочного конденсатора в цепи базы VT1:

$$C_1 \geq \frac{10 \dots 20}{2\pi f_0 r'_6}, \text{ где } r'_6 = \frac{\tau_K}{C_K} = \frac{150 \cdot 10^{-12}}{3 \cdot 10^{-12}} = 50 \text{ Ом} - \text{сопротивление базы}$$

транзистора.

Рассчитаем:

$$C_1 \geq \frac{10 \dots 20}{2 \cdot 3,14 \cdot 10^4 \cdot 50} = (3,18 \dots 6,36) \text{ мкФ}.$$

Выбираем $C_1=4,7 \text{ мкФ}$, тип КМ6.

В заключение определяем ориентировочное значение входного сопротивления усилителя-ограничителя:

$$R_{ВХ} \approx R_1 + 2 \cdot R_3 (1 + h_{21}),$$

где $r_3 = 2\phi_T / I_0 = 2 \cdot 25 \cdot 10^{-3} / 1,7 \cdot 10^{-3} = 29,4 \text{ Ом}$ – дифференциальное сопротивление эмиттера.

Получаем:

$$R_{ВХ} \approx 1,2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 29,4 \cdot (1 + 35) \approx 3,3 \text{ кОм}.$$

3. РАСЧЕТ БУФЕРНОГО КАСКАДА

Буферный каскад выполнен по схеме ОК (эмиттерный повторитель) и служит для согласования выхода усилителя-ограничителя с интегратором (частотным детектором). Характерной особенностью работы буферного каскада является ёмкостный характер нагрузки. Связь с источником сигнала и нагрузкой - непосредственная.

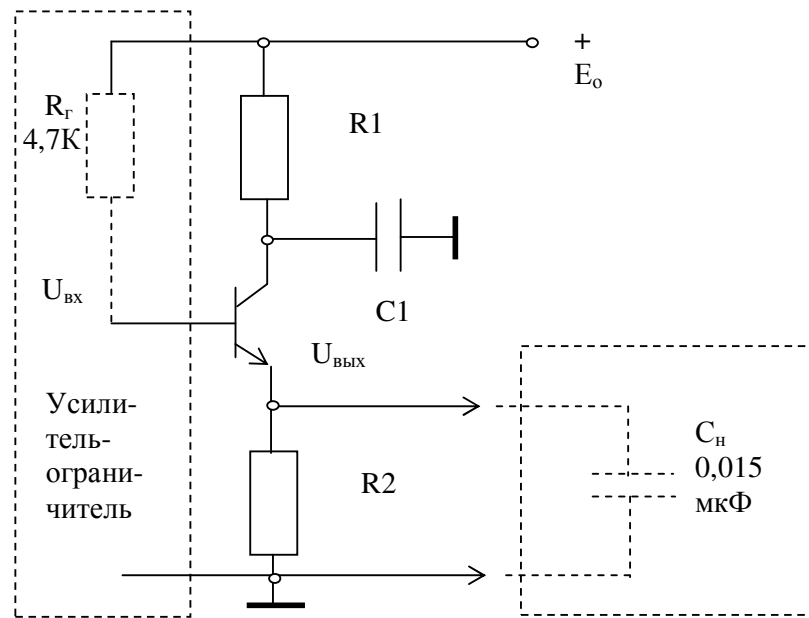


Рис. 3.1.

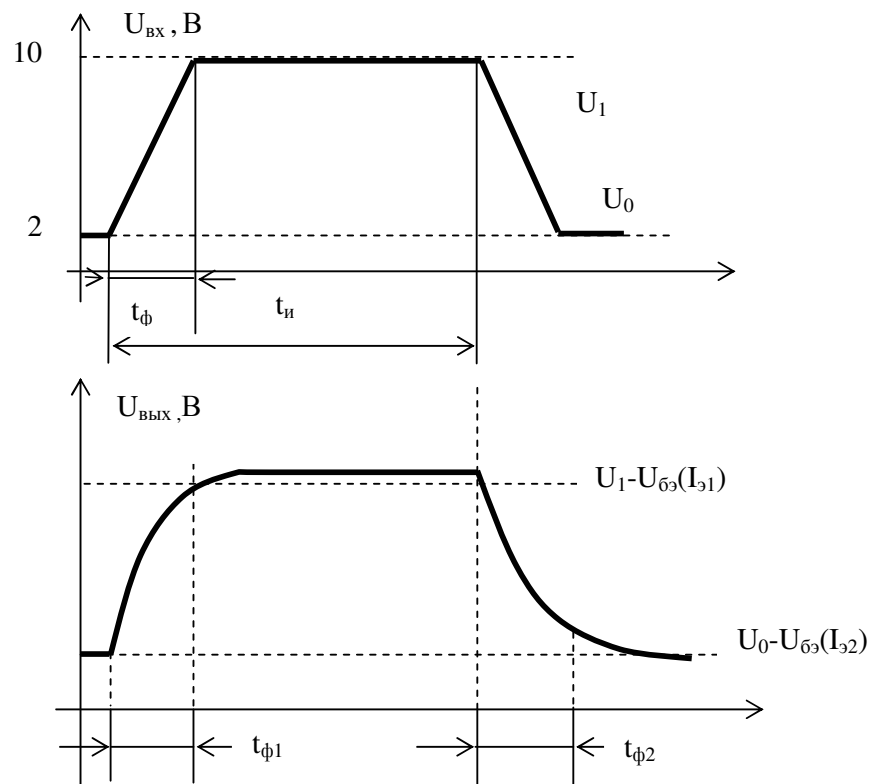


Рис.3.2. Временные диаграммы работы каскада.

Принципиальная схема каскада приведена рис. 3.1. Резистор R1 в коллекторной цепи транзистора служит для ограничения максимального значе-

ния тока через транзистор в момент заряда C_H , и снижает вероятность самовозбуждения транзистора.

Исходные данные для расчета:

длительность импульса	$t_{\text{и}}=50 \text{ мкс};$
частота следования	$f_0=10\pm 1 \text{ кГц};$
длительность фронта импульса	$t_{\text{ф}}=5 \text{ мкс};$
входные уровни	$U_1=+10 \text{ В}; U_0=+2 \text{ В};$
сопротивление источника сигнала	$R_r=4,7 \text{ кОм};$
ёмкость нагрузки	$C_H=0,015 \text{ мкФ};$
напряжение питания	$E_0=+10 \text{ В}.$

Для выбора транзистора определим максимальный ток заряда C_H по формуле /4/:

$$I_{C.\text{MAX}} = \frac{\Delta U \cdot C_H}{t_{\text{ФР}}} = \frac{(10-2) \cdot 0,015 \cdot 10^6}{5 \cdot 10^6} = 24 \text{ мА}.$$

Выбираем транзистор КТ316А, который уже применён в усилителе-ограничителе и имеет значение $I_{K\text{max}} 30 \text{ мА}.$

При работе на ёмкость повторитель затягивает задний фронт импульса. Для устранения этого постоянный ток эмиттера транзистора должен удовлетворять условию $I_{\text{э}} \geq I_{C\text{max}}.$

Однако, так как в нашей схеме длительность заднего фронта импульса не влияет на работу интегратора, то ток покоя можно снизить, задавшись $t_{\text{ФР}} \leq (0,3...0,5)t_{\text{и}}.$

Тогда:

$$I_{\text{э}} = \frac{\Delta U \cdot C_H}{t_{\text{ФР2}}} = \frac{\Delta U \cdot C_H}{(0,3...0,5) \cdot t_{\text{и}}} = \frac{(10-2) \cdot 0,015 \cdot 10^{-3}}{(0,3...0,5) \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = (4,8...8) \text{ мА}.$$

Зададимся $I_{\text{э}}=6,5 \text{ мА}.$

Сопротивление резистора R2 определим из уравнения:

$$I_{\text{б}} \cdot R_r + U_{\text{бэ}} + I_{\text{э}} \cdot R_2 = E_0;$$

Поскольку $I_{\text{э}}=I_{\text{б}} \cdot (1+h_{21})$, то

$$E_0 - U_{\text{БЭ}} - \frac{I_{\text{э}}}{1+h_{21}} \cdot R_r = \frac{10 - 0,7 - \frac{6,5 \cdot 10^{-3}}{1+35} \cdot 4,7 \cdot 10^{-3}}{6,5 \cdot 10^{-3}} = 1,29 \text{ кОм}.$$

Выбираем $R_2=1,2 \text{ кОм}$ (для уменьшения номенклатуры номиналов, т.к. такой номинал уже есть в усилителе-ограничителе).

Сопротивление резистора R1 выбирают в пределах $10...50 \text{ Ом}$, принимаем $R_1=27 \text{ Ом}.$ Блокировочная ёмкость C1 выбирается из условия:

$$C_1 \geq \frac{100...200}{t_{\text{ФР}} \cdot R} = \frac{100...200}{5 \cdot 10^{-6} \cdot 27} = (0,74...1,48) \text{ мкФ}.$$

Принимаем $C_1=2,2 \text{ мкФ}$ (из тех же соображений, что и относительно R2).

Входное сопротивление повторителя:

$$R_{\text{ВХ}} \approx h_{21} \cdot R_{\text{Н}} = 36 \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 43,2 \text{ кОм}.$$

Входная ёмкость:

$$C_{BX} \approx C_H / h_{21} = 0.015 \cdot 10^{-6} / 36 = 417 \text{ пФ.}$$

Выходное сопротивление:

$$R_{\text{ВЫХ}} = r_{\text{э}} + \frac{R_r}{1 + h_{21}} = \frac{\varphi_r}{I_{\text{э}}} + \frac{R_r}{1 + h_{21}} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{6,5 \cdot 10^{-3}} + \frac{4,7 \cdot 10^3}{1 + 35} = 134 \text{ Ом.}$$

Коэффициент передачи повторителя при достаточной большом значении нагрузки ($R_2 = 1,2 \text{ кОм}$) приближается к единице.

Выходные уровни напряжения буферного каскада в режиме сильного сигнала определим следующим образом.

При высоком уровне входного сигнала ($U_{\text{ВХ}} = +10 \text{ В}$) по резистору R_r протекает только базовый ток транзистора буферного каскада. Тогда уравнение для участка цепи запишется в виде:

$$E_0 = I_6 \cdot R_r + U_{\text{БЭ}} + I_{\text{э}} \cdot R_2,$$

где $I_{\text{э}} \cdot R_2 = U_{\text{ВЫХ1}}$ - выходное сопротивление высокого уровня.

$I_6 = I_{\text{э}} / (1 + h_{21})$ - базовый ток.

Отсюда находим:

$$U_{\text{ВЫХ}} = E_0 - U_{\text{Б}} - \frac{I_{\text{э}} R_r}{h_{21} + 1} = 10 - 0,7 - \frac{6,5 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^3}{35 + 1} = 8,45 \text{ В.}$$

При низком уровне входного сигнала ($U_{\text{ВХ0}} = +2 \text{ В}$) по резистору R_r протекает полный ток усилителя-ограничителя ($I_0 = 1,7 \text{ мА}$) и базовым током транзистора буферного каскада можно пренебречь. Отсюда:

$$U_{\text{ВЫХ0}} \approx U_{\text{ВХ0}} - U_{\text{БЭ}} = 2 - 0,7 = 1,3 \text{ В.}$$

Коэффициент передачи буферного каскада, таким образом, составит:

$$K = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{ВЫХ0}}}{U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ0}}} = \frac{8,45 - 1,3}{10 - 2} = 0,89.$$

4. РАСЧЕТ ЧАСТОТНОГО ДЕТЕКТОРА

Частотный детектор построен на использовании принципа накопления энергии диодно-транзисторным интегратором в линейном режиме. Схема (рис.4.1) является модификацией классической накопительной схемы на диодах.

Нагрузкой и источником сигнала для интегратора служат буферные каскады (повторители).

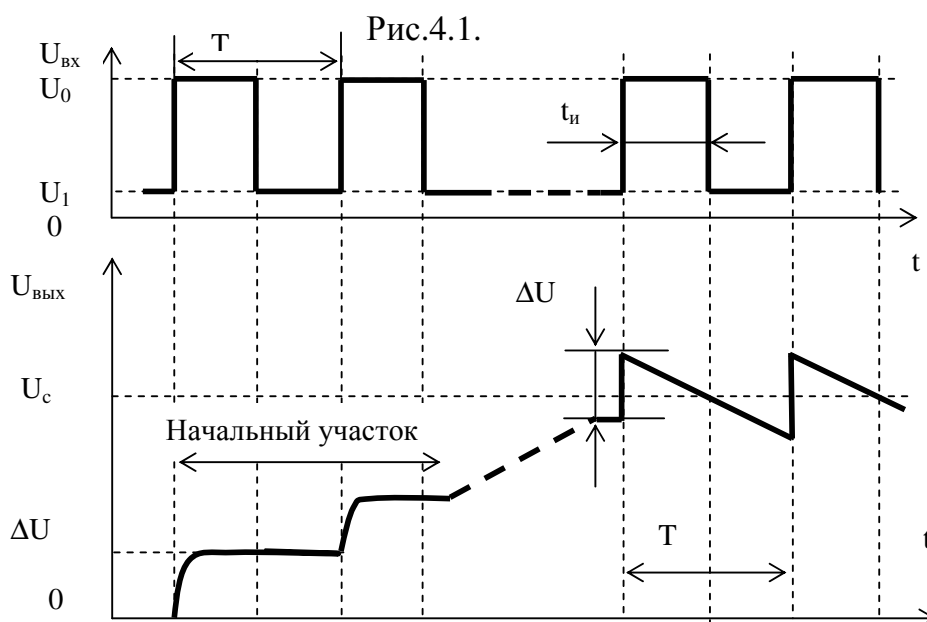
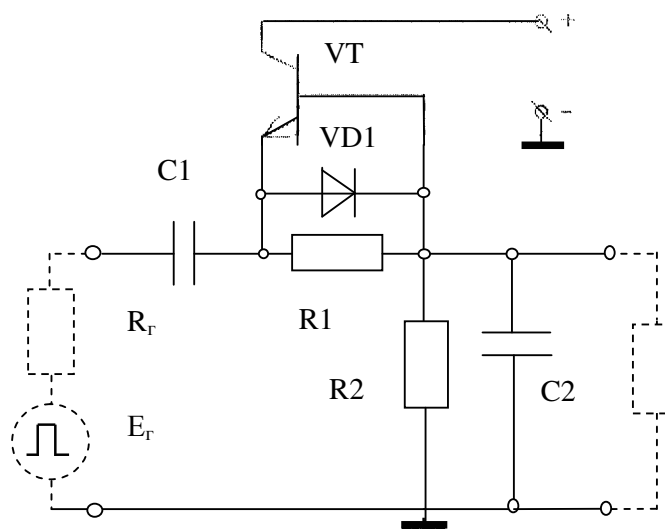


Рис.4.2. Временные диаграммы работы детектора.

Исходные данные для расчета:

уровни входного сигнала:

высокий

$$U_1 = 8,45 \text{ В};$$

низкий

$$U_0 = 1,3 \text{ В};$$

частота следования импульсов

$$f_0 = 10 \pm 1 \text{ кГц};$$

нижняя частота модуляции

$$F_H = 50 \text{ Гц};$$

сопротивление источника сигнала

$$R_r \leq 130 \text{ Ом};$$

сопротивление нагрузки

$$R_H \geq 50 \text{ Ом}.$$

Временные диаграммы работы детектора приведены на рис.4.2. Как видно, на конденсаторе C_2 происходит накопление напряжения, причем величина “ступеньки” ΔU зависит от соотношения емкостей C_1 и C_2 . Накопление происходит до уровня U_c , при котором выходное напряжение за период воздействия входного сигнала уменьшается за счет разряда C_2 через R_2 на величину ΔU . Таким образом, при уменьшении периода следования

импульсов (т.е. при возрастании частоты f_0) напряжение линейно возрастает, а при обратном изменении уменьшается.

Расчет ведем в следующей последовательности.

Зададимся резистором R2 из условий:

$$R2 = (0,1...0,2) \cdot R_H = (0,1...0,2) \cdot 50 \cdot 10^3 = 5...10 \text{ кОм.}$$

Выбираем R2=6.8 кОм.

Величина емкости C2 должна удовлетворять соотношению:

$$C2 \leq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_H \cdot (R2 \parallel R_H)} = \frac{R2 + R_H}{2 \cdot \pi \cdot F_H \cdot R2 \cdot R_H} = \frac{(6,8 + 50) \cdot 10^3}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 6,8 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3} = 0,53 \text{ мкФ.}$$

Выбираем стандартное значение C1=0,47 мкФ.

Величина “ступеньки” ΔU не должна превышать (2...5)% от значения U_1 . Принимая $\Delta U = 0,33 \cdot U_1 = 0,33 \cdot 2,45 = 0,25 \text{ В}$ и падение напряжения на диоде $U_d \approx 0,7 \text{ В}$ находим соответственно емкость конденсатора C1 :

$$C1 = \frac{\Delta U}{U_1 - U_d - \Delta U} \cdot C2 = \frac{0,33 \cdot \Delta U}{U_1 - U_d - U_1} = \frac{0,33 \cdot 8,45}{8,45 - 0,7 - 0,33 \cdot 8,45} = 15,9 \cdot 10^{-9} \text{ Ф.}$$

Выбираем стандартное значение C1=0,015 мкФ.

В качестве диода VD1 выбираем кремниевый прибор КД512А с параметрами /1/.

$$U_{\text{обр.мах}} = 75 \text{ В; } U_{\text{пр}} = 1 \text{ В при } I_{\text{пр}} = 50 \text{ мА;}$$

$$I_{\text{обр}} \leq 1 \text{ мкА; } C_d \leq 19 \text{ нФ; } t_{\text{вос}} \leq 4 \text{ пс.}$$

Для уменьшения погрешности интегрирования тип транзистора VT целесообразно выбирать по минимальному значению обратного тока $I_{\text{КБО}}$.

Выбираем КТ342А с параметрами /1/.

$$h_{21} = 100...250; \quad |h_{21}| \geq 2,5 \text{ на } f = 100 \text{ МГц;}$$

$$I_{\text{КБО}} \leq 0,05 \text{ мкА; } I_{\text{Кмах}} = 50 \text{ мА;}$$

$$U_{\text{КЭмах}} = 30 \text{ В; } C_K \leq 8 \text{ пФ.}$$

В диапазоне температур ток $I_{\text{КБО}}$ утраивается на каждые 10°C /2/, т.е. при $\Delta t^\circ = 40^\circ \text{C}$ у выбранного транзистора достигает значения :

$$I_{\text{КБО}}(t^\circ) = I_{\text{КБО}} \cdot 3^{\frac{\Delta t^\circ}{10}} = 0,05 \cdot 10^{-6} \cdot 3^{\frac{40}{10}} = 4,05 \text{ мкА.}$$

Резистор R1 должен выбираться возможно большим из условия:

$$I_{\text{КБО}}(t^\circ) \cdot R1 < U_{\text{бэ}}, \text{ т.е. } R1 < \frac{U_{\text{бэ}}}{I_{\text{КБО}}(t^\circ)} = \frac{0,7}{4,05 \cdot 10^{-6}} = 172 \text{ кОм.}$$

Выбираем R1=150 кОм.

Определяем выходное напряжение частотного детектора по формуле:

$$U_{\text{вых}} = U_c = \frac{\Delta U}{1 - e^{-\frac{T_i}{\tau}}} = \frac{\Delta U}{1 - e^{-\frac{1}{\tau f}}},$$

где $\Delta U = 0,03 \cdot U_1 = 0,03 \cdot 8,45 = 0,25 \text{ В}$;

$$\tau = (R_2 \parallel R_H) \cdot C_2 = \frac{R_2 \cdot R_H}{R_2 + R_H} \cdot C_2 = \frac{6,8 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3}{6,8 \cdot 10^3 + 50 \cdot 10^3} \cdot 0,47 \cdot 10^{-6} = 2,8 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Находим при $f = f_0 = 10 \text{ кГц}$:

$$U_{\text{вых ном}} = \frac{0,25}{1 - e^{-\frac{1}{10^4 \cdot 2,8 \cdot 10^{-3}}}} = 7,13 \text{ В.}$$

Аналогично находим значения выходного напряжения детектора при $f_{\min} = 9 \text{ кГц}$ и $f_{\max} = 11 \text{ кГц}$:

$$U_{\text{вых min}} = 6,46 \text{ В. } U_{\text{вых max}} = 7,83 \text{ В.}$$

Коэффициент преобразования детектора:

$$K_d = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta f} = \frac{U_{\text{вых max}} - U_{\text{вых min}}}{f_{\max} - f_{\min}} = \frac{7,83 - 6,46}{11 \cdot 10^3 - 9 \cdot 10^3} = 0,685 \text{ В/Гц.}$$

5. РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРА СХЕМЫ КОНТРОЛЯ

Генератор схемы контроля вырабатывает синусоидальные колебания частотой 2.5 кГц. За основу принят RC- генератор по схеме индуктивной трёхточки (рис 5.1). Такой генератор обеспечивает высокую стабильность колебаний. Выходное напряжение снимается с делителя R5, R6 в эмиттерной цепи транзистора. Это обеспечивает достаточно низкое выходное сопротивление схемы, хотя и ограничивает уровень выходного напряжения (десятки ... сотни милливольт).

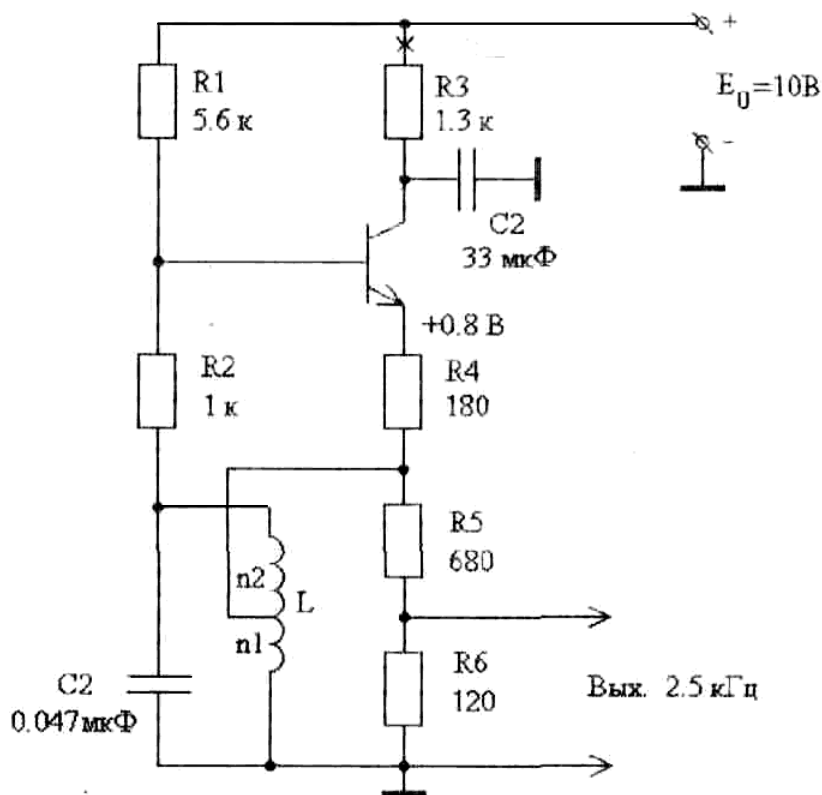


Рис 5.1.

Исходные данные для расчета:

частота генерации $f = 2,5 \text{ кГц}$;
 уровень выходного напряжения $U_{\text{вых}} \geq 250 \text{ мВ}$;
 сопротивление нагрузки $R_{\text{н}} \geq 800 \text{ Ом}$;
 напряжение питания $E_0 = +10 \text{ В}$.

Выбираем среднечастотный кремниевый транзистор КТ201А с параметрами :

$h_{21-20} \dots 60$; $|h_{21}| \geq 1 \text{ на } f=10 \text{ мГц}$;
 $I_{\text{кб0}} \leq 1 \text{ мкА}$; $C_{\text{к}} \leq 20 \text{ пФ}$;
 $U_{\text{КБмакс}}=20\text{В}$; $I_{\text{кмакс}}=20\text{мА}$;
 $P_{\text{к макс}}=150 \text{ мВт}$.

Зададимся режимом работы транзистора по постоянному току :

$$U_{кэ} = 5 \text{ В} , \quad I_c = 5 \text{ мА}.$$

Крутизна транзистора в рабочей точке:

$$S_i = \frac{I_c}{\Phi_T} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{25 \cdot 10^{-3}} = 200 \text{ мА / В}.$$

Максимальное усиление транзистора при этом:

$$K_{\max} = S_i \cdot R_H = 200 \cdot 10^{-3} \cdot 800 = 160.$$

Для обеспечения стабильности генерации зададимся местной обратной связью, которая определяется сопротивлением резистора R4 в эмиттерной цепи. Задавшись усилением $K \geq 5$, определяем:

$$R_4 \leq \frac{R_H}{K} = \frac{R_5 + R_6}{K} = \frac{800}{5} = 160 \text{ Ом}.$$

Выбираем $R_4 = 160 \text{ Ом}$.

Рассчитываем основные параметры резонансного контура. В диапазоне 1...10 кГц реализуется катушки индуктивности $L \leq 0,08 \text{ Гн} = 80 \text{ мГн}$ и $Q = 10$.

Ёмкость конденсатора C1:

$$C_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L} = \frac{1}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 2,5^2 \cdot 10^6 \cdot 80 \cdot 10^{-3}} = 5,07 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}.$$

Выбираем $C_1 = 0,047 \text{ мкФ}$, тип КМ6.

Сопротивление потерь катушки:

$$R_{\Pi} = \frac{1}{Q} \cdot \sqrt{\frac{L}{C_1}} = \frac{1}{10} \cdot \sqrt{\frac{80 \cdot 10^{-3}}{47 \cdot 10^{-9}}} = 130.$$

Резонансное сопротивление контура:

$$R_0 = \frac{L}{C_1 \cdot R_{\Pi}} = \frac{80 \cdot 10^{-3}}{4,7 \cdot 10^{-8} \cdot 130} = 13,1 \text{ кОм}.$$

Определим коэффициент включения нагрузки $R_H = R_5 + R_6$ в контур ($m_K = n_2 / n_1 + n_2$) из условия :

$$\frac{R_H}{m_K^2} \leq (0,1 \dots 0,2) R_{\text{ЭКВ}}.$$

Отсюда находим:

$$m_K \leq \sqrt{\frac{R_H}{(0,1 \dots 0,2) \cdot R_{\text{ЭКВ}}}} = \sqrt{\frac{800}{0,15 \cdot 13,1 \cdot 10^3}} = 0,407.$$

Принимаем $m_K = 0,4$

Максимальная амплитуда напряжения на участке катушки с числом витков n_2 составляет:

$$U_{\text{км}} = \frac{U_{\text{кэ}} - U_{\text{кэнас}}}{2} = \frac{5 - 0,4}{2} = 2,3 \text{ В}.$$

Полная амплитуда напряжения на контуре:

$$U_m = \frac{U_{\text{км}}}{m_K} = \frac{2,3}{0,4} = 5,75 \text{ В}.$$

Для получения заданного напряжения на выходе определяется коэффициент деления делителя:

$$k_d = \frac{R_6}{R_5 + R_6} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{КМ}} / \sqrt{2}} = \frac{0,25 \cdot 1,41}{2,3} = 0,153.$$

Отсюда:

$$R_6 = (R_5 + R_6) \cdot k_d = R_H \cdot k_d = 800 \cdot 0,153 = 122,4 \text{ Ом}.$$

Выбираем $R_6 = 120 \text{ Ом}$.

Находим также:

$$R_5 = R_H - R_6 = 800 - 120 = 680 \text{ Ом}.$$

Выбираем $R_5 = 680 \text{ Ом}$.

Рассчитаем далее параметры элементов, задающих режим транзистора по току.

Напряжение на эмиттере:

$$U_э = I_э \cdot R_5 = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 160 = 0,8 \text{ В}.$$

Напряжение на базе:

$$U_б = U_э + U_{бэ} = 0,8 + 0,7 = 1,5 \text{ В}.$$

Зададимся током делителя:

$$I_d \geq (5 \dots 10) \cdot I_б = (5 \dots 10) \cdot \frac{I}{h_{21} + 1} = (5 \dots 10) \cdot \frac{5 \cdot 10^{-3}}{35 + 1} = (0,7 \dots 1,4) \text{ мА}.$$

Принимаем $I_d = 1 \text{ мА}$.

Отсюда:

$$R_2 = \frac{U_б}{I_d} = \frac{1,5}{10^{-3}} = 1,5 \text{ кОм}.$$

$$R_1 = \frac{E_0 - U_э}{I_d + I_б} = \frac{10 - 1,5}{10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3} / (35 + 1)} = 7,46 \text{ кОм}.$$

Выбираем $R_1 = 7,5 \text{ кОм}$.

Сопrotивление буферного резистора в коллекторной цепи:

$$R_3 = \frac{E_0 - U_{кэ} - U_э}{I_k} = \frac{10 - 5 - 0,8}{5 \cdot 10^{-3}} = 840 \text{ Ом}.$$

Выбираем $R_3 = 820 \text{ Ом}$.

Ёмкость конденсатора фильтра:

$$C_2 \geq \frac{10 \dots 20}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot R_3} = \frac{10 \dots 20}{2 \cdot 3,14 \cdot 2,5 \cdot 10^3 \cdot 820} = (0,78 \dots 1,55) \text{ мкФ}.$$

Выбираем $C_2 = 1,5 \text{ мкФ}$, тип КМ6.

Проверяем выполнение условия самовозбуждения генератора:

$$\beta \approx \frac{1}{K} = \frac{1}{5} = 0,2,$$

где β - передача цепи обратной связи.

В данной схеме:

$$\beta \approx \frac{1 - m_k}{m_k} \cdot \frac{R_{\text{ВХ.Т}}}{R_0 + R_2 + R_{\text{ВХ.Т}}},$$

где $R_{\text{ВХ.Т}} \approx R_4 \cdot h_{21} = 160 \cdot 35 = 5,6 \text{ кОм}$ - входное сопротивление каскада.

Находим:

$$\beta = \frac{1 - 0,4}{0,4} \cdot \frac{5,6 \cdot 10^{-3}}{13,1 \cdot 10^3 + 1,5 \cdot 10^3 + 5,6 \cdot 10^3} = 0,33.$$

Следовательно, условия самовозбуждения выполняются.

6. РАСЧЕТ АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА

Амплитудный детектор глассадного приемника выполнен по схеме удвоения с элементами температурной компенсации нестабильности параметров диодов (рис.6.1). Источником сигнала является выходной каскад УПЧ2, а нагрузкой служит : по постоянному току - входная цепь УПТ схемы АРУ ; по переменному току - также буферный каскад канала звуковой частоты (эмиттерный повторитель).

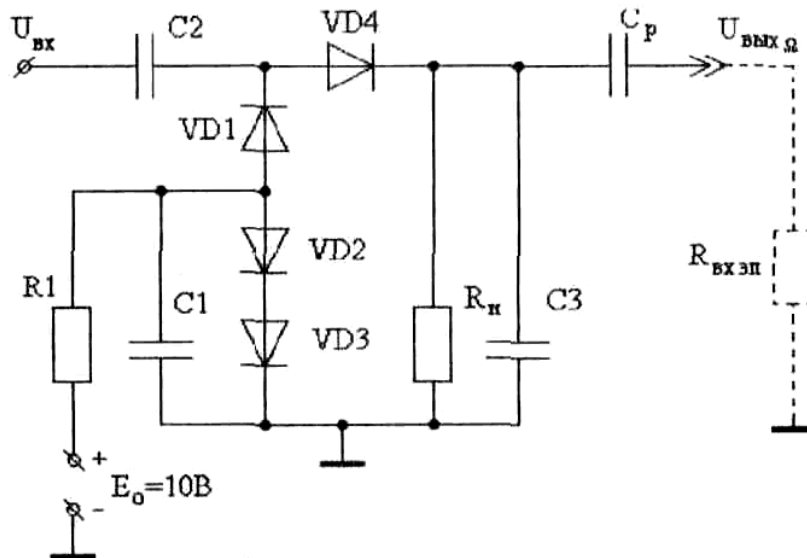


Рис. 6.1. Схема амплитудного детектора.

Исходные данные для расчета :

несущая частота УПЧ2 $f_0 = 6,3 \text{ МГц}$;

уровень несущей на входе $U_{\text{ВХ}} > 1 \text{ В}$;

модулирующие частоты $F1 = 90 \text{ Гц}$, $F2 = 150 \text{ Гц}$;

коэффициент модуляции $m = 0,3 \pm 0,03$.

Минимальное напряжение на входе детектора:

$$U_{\text{ВХ min}} = U_{\text{ВХ max}} (1 - m_{\text{max}}) = U_{\text{ВХ}} \cdot \sqrt{2} \cdot (1 - m_{\text{max}}) = 1 \cdot \sqrt{2} \cdot (1 - 0,3) = 0,987 \text{ В}.$$

Т.к. $U_{\text{ВХ min}} > 0,5 \text{ В}$, то детектор работает в режиме сильного сигнала /1,2/.

Выбираем для использования в детекторе кремниевые эпитаксиально-планарные диоды КД407А / 3 / с параметрами:

- постоянный обратный ток при $U_{обр}=24$ В:

$I_{обр} < 0.5$ мкА при $T = + 25$ °С;

$I_{обр} < 10$ мкА при $T = + 100$ °С;

- дифференциальное сопротивление при $I_{пр} = 10$ мА и $\Gamma = 50...300$ МГц, где < 1 Ом ~ общая емкость диода при $U_{обр} = 5$ В : $C_d \leq 1$ пФ;

- постоянное или импульсное обратное напряжение $U_{обр} = 24$ В;

- постоянный или прямой средний ток $I_{ср} = 50$ мА.

Расчет ведем, используя методику / 1 /, учитывая информацию в книге / 3 / по детекторам с удвоением и термокомпенсацией.

Задаемся сопротивлением нагрузки детектора по постоянному току $R_{н.} = 3...5$ кОм .

Принимаем $R_{н.} = 5$ кОм. Фактически – это входное сопротивление УПТ схемы АРУ.

При линейном детектировании нелинейные искажения отсутствуют, если сопротивления нагрузки детектора для постоянного и переменного токов примерно равны. Это условие выполнимо, если входное сопротивление эмиттерного повторителя $R_{ВХЭП} \gg R_{н.}$.

Зададимся реальной величиной для простого эмиттерного повторителя $R_{ВХЭП} = 20$ кОм.

Тогда сопротивление нагрузки детектора по переменному току:

$$R_{н.} = R_{н.} \parallel R_{ВХЭП} = \frac{R_{н.} \cdot R_{ВХЭП}}{R_{н.} + R_{ВХЭП}} = \frac{(5 \cdot 20) \cdot 10^3}{5 + 20} = 4 \text{ кОм} .$$

Коэффициент передачи диодного детектора с удвоением напряжения:

$$K_{д} = \frac{2 \cdot R_{н.}}{R_{н.}} \cdot \cos \Theta ,$$

где Θ - угол отсечки, определяемый по ВАХ диода.

При отсутствии ВАХ диода значение Θ можно ориентировочно определить по формуле /4/:

$$\Theta = \sqrt[3]{\frac{3 \cdot \pi \cdot R_{пр}}{R_{н.}} \cdot \left(1 + \frac{R_{н.}}{R_{обр}}\right)} ,$$

где $R_{пр}$ - сопротивление диода прямому току при напряжении 0,6...0,8В для кремниевых приборов.

$R_{обр}$ – обратное сопротивление диода при напряжении $U_{обр} \approx 2U_{ВХ}$.

Определяем $R_{пр}$ при паспортном токе $I_{пр} = 10$ мА:

$$R_{пр} = \frac{U_{до}}{I_{пр}} = \frac{0,7}{10 \cdot 10^{-3}} = 70 \text{ Ом} .$$

Величину $R_{обр}$ определим для наихудшего случая (при $T = +100$ °С):

$$R_{обр} = \frac{2 \cdot U_{ВХ}}{I_{ОБРМАХ}} = \frac{2 \cdot 1}{10 \cdot 10^{-6}} = 200 \text{ кОм} .$$

Вычисляем:

$$\Theta \approx \sqrt[3]{\frac{3 \cdot 3,14 \cdot 70}{4 \cdot 10^3}} \cdot \left(1 + \frac{4 \cdot 10^3}{200 \cdot 10^3}\right) = 0,55.$$

Коэффициент передачи детектора:

$$K_d = \frac{2 \cdot 4 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3} \cdot \cos(0,55) = 1,36.$$

Амплитуда выходного напряжения детектора:

$$U_{\text{ВЫХМ}} = U_{\text{ВЫХМ}} \cdot m \cdot K_d = 1 \cdot 1,41 \cdot 0,3 \cdot 1,36 = 0,575 \text{ В}.$$

Действующее значение выходного напряжения:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХМ}}}{\sqrt{2}} = \frac{0,575}{1,45} = 0,408 \text{ В}.$$

Входное сопротивление детектора равно половине $R_{\text{ВХ}}$ обычного диодного детектора:

7. РАСЧЕТ ЭМИТТЕРНОГО ПОВТОРИТЕЛЯ

Эмиттерный повторитель служит буферным каскадом между амплитудным детектором и блоком НЧ глассадного приемника. Схема повторителя приведена на рис. 7.1. Он выполнен на транзисторе р-п-р-структуры.

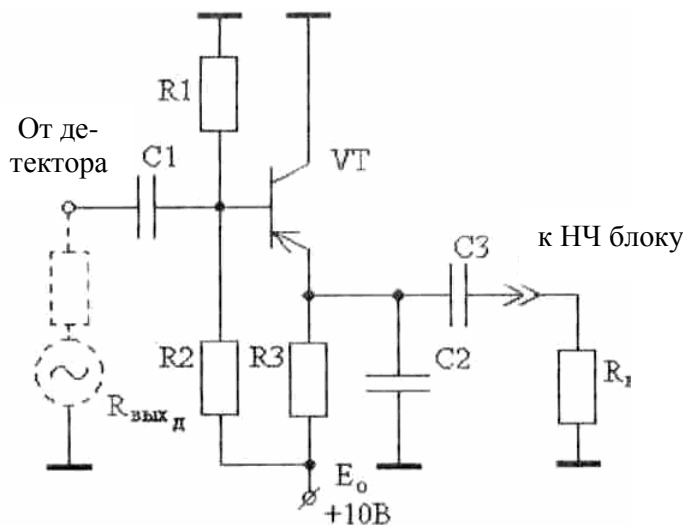


Рис. 7.1

Исходные данные для расчета :

номинальный уровень входного сигнала	$U_{\text{ВХ}} = 0,4 \text{ В};$
частоты входного сигнала	$f_1 = 90 \text{ Гц}; f_2 = 150 \text{ Гц};$
сопротивление нагрузки	$R_{\text{Н}} = 10 \text{ кОм};$
напряжение питания	$E_0 = +10 \text{ В};$
входное сопротивление	$R_{\text{ВХ}} \geq 20 \text{ кОм}.$

Для реализации повторителя применим практически любой маломощный транзистор с большим коэффициентом усиления по току h_{21} .

Выбираем КТ203В с параметрами / 3 /:

коэффициент усиления по току $h_{21} = 30 \dots 200$;
 обратный ток коллекторного перехода $I_{кбо} \leq 1 \text{ мкА}$;
 граничная частота $f_{гр} \geq 5 \text{ МГц}$;
 емкость коллекторного перехода $C_k \leq 10 \text{ пФ}$;
 допустимое напряжение коллектор-эмиттер $U_{кз \max} = 10 \text{ В}$;
 мощность, рассеиваемая на коллекторе $P_k = 150 \text{ мВт}$.

Определяем средний коэффициент усиления по току :

$$h_{21} = \sqrt{h_{21} \cdot h_{21}} = \sqrt{30 \cdot 200} \approx 77.$$

Амплитуда тока, отдаваемого в нагрузку :

$$I_{нм} \leq \frac{U_{вх} \cdot \sqrt{2} \cdot K_{п}}{R_{н}} = \frac{0,4 \cdot 1,41 \cdot 1}{10 \cdot 10^3} = 56,4 \text{ мкА},$$

где $K_{п} \approx 1$ – ориентировочно коэффициент передачи повторителя.

Зададимся током покоя транзистора:

$$I_k \geq (5 \dots 10) \cdot I_{нм} = (5 \dots 10) \cdot 56,4 \cdot 10^{-6} = (0,28 \dots 0,56) \text{ мА}.$$

Из соображений температурной стабильности ток целесообразно увеличить до $(1 \dots 2) \text{ мА}$. Принимаем $I_k = 1 \text{ мА}$.

При этом постоянный ток базы:

$$I_6 = \frac{I_k}{h_{21}} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{77} = 13 \text{ мкА}.$$

Задаемся током делителя в пределах:

$$I_d = (5 \dots 10) \cdot I_6 = (5 \dots 10) \cdot 13 \cdot 10^{-6} = (65 \dots 130) \text{ мкА}.$$

Выбираем $I_d = 100 \text{ мкА} = 0,1 \text{ мА}$.

Для получения максимального входного сопротивления принимаем $R_1 = R_2$. Общее сопротивление делителя:

$$R_{д\Sigma} = R_1 + R_2 = \frac{E_0}{I_d} = \frac{10}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 100 \text{ кОм}.$$

Отсюда $R = R_1 = R_2 = 0,5 R_{д\Sigma} = 50 \text{ кОм}$.

Выбираем $R_1 = R_2 = 47 \text{ кОм}$.

Определяем напряжение на базе транзистора:

$$U_6 = (I_d + I_6) \cdot R_1 = (0,1 + 0,013) \cdot 10^{-3} \cdot 47 \cdot 10^3 = 5,3 \text{ В}.$$

Напряжение на эмиттере:

$$U_9 = U_6 + U_{69} = 5,3 + 0,7 = 6 \text{ В}.$$

Сопротивление резистора в эмиттерной цепи:

$$R_3 = \frac{U_9}{I_9} = \frac{E_0 - U_9}{I_9} = \frac{10 - 6}{1 \cdot 10^{-3}} = 4 \text{ кОм}.$$

Выбираем стандартное значение $R_3 = 3,9 \text{ кОм}$.

Емкость разделительного конденсатора C3:

$$C3 \geq \frac{10..20}{2 \cdot \pi \cdot f1 \cdot R_H} = \frac{10..20}{2 \cdot \pi \cdot 90 \cdot 10 \cdot 10^3} = (1,77..3,54) \text{ мкФ.}$$

Выбираем C3 = 2.2 мкФ.

Блокировочный конденсатор C2 ограничивает полосу частот, повышая помехоустойчивость системы. Принимая частоту среза $f_c = 10 \cdot f_2 = 1,5 \text{ кГц}$ определяем емкость:

$$C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot (R3 \parallel R_H)} = \frac{R3 + R_H}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_H \cdot R3} = \frac{(3,9 + 10) \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 1,5 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 37,8 \cdot 10^{-9} \text{ мкФ.}$$

Принимаем C2 = 0,039 мкФ.

Входное сопротивление повторителя:

$$R_{\text{вх эп}} = R1 \parallel R2 \parallel R_{\text{вх т}},$$

$$\text{где } R_{\text{вх т}} \approx (R3 \parallel R_H) \cdot h_{21} = \frac{R3 \cdot R_H \cdot h_{21}}{R3 + R_H} = \frac{3,9 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 77}{(3,9 + 10) \cdot 10^3} = 216 \text{ кОм.}$$

Отсюда:

$$R_{\text{вх эп}} = \frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R_{\text{вх т}}}} = \frac{1}{\frac{1}{47 \cdot 10^3} + \frac{1}{47 \cdot 10^3} + \frac{1}{216 \cdot 10^3}} = 21,2 \text{ кОм.}$$

Емкость разделительного конденсатора на входе повторителя:

$$C3 \geq \frac{10..20}{2 \cdot \pi \cdot f1 \cdot R_{\text{вх эп}}} = \frac{10..20}{2 \cdot 3,14 \cdot 90 \cdot 21,2 \cdot 10^3} = (0,63..1,67) \text{ мкФ.}$$

Выбираем C1 = 1,5 мкФ.

Коэффициент передачи повторителя при $h_{21} \gg 1$:

$$K_n \approx \frac{R3 \parallel R_H}{r + (R3 \parallel R_H)},$$

$$\text{где } R3 \parallel R_H = \frac{R3 \cdot R_H}{R3 + R_H} = \frac{3,9 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3}{(3,9 + 10) \cdot 10^3} = 2,8 \text{ кОм,}$$

$$r_g = \frac{\varphi_T}{I_g} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} = 25 \text{ Ом} - \text{дифференциальное сопротивление эмиттера.}$$

Вычисляем:

$$K_n \approx \frac{2,8 \cdot 10^3}{25 + 2,8 \cdot 10^3} = 0,99.$$

8. РАСЧЕТ ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПЯЖЕНИЯ

Источник опорного напряжения (ИОН) предназначен для создания "средней точки" в блоке НЧ, модифицированный вариант которого выполнен на операционных усилителях. Необходимость этого источника обусловлена использованием однополярного питания блока. ИОН выполнен на ОУ и представляет собой преобразователь напряжение-напряжение. (Отличительной особенностью такого ИОН является бесконечно малое выходное сопротивление, создающее "виртуальную землю" по переменному току, смещенную по постоянному току на уровень, равный половине напряжения питания. Схема источника имеет вид (рис. 8.1).

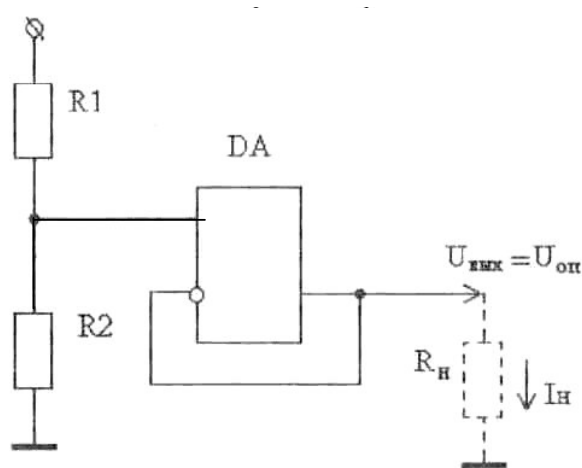


Рис.8.1

Операционный усилитель включен по схеме неинвертирующего повторителя напряжения. Это напряжение создается на входе делителя R1, R2. Для получения $U_{\text{вых}} = E_0 / 2$ принимается $R1=R2$, причем относительная точность и стабильность установки $U_{\text{вых}}$ будет практически определяться точностью и стабильностью делителя.

Исходные данные для расчета:

напряжение источника питания $E_0 = +15 \text{ В}$;

выходное напряжение $U_{\text{вых}} = (E_0 / 2) \pm 2 \%$;

ток нагрузки $I_{\text{н}} < 2 \text{ мА}$;

выходное сопротивление $R_{\text{вых}} < 10^{-2} \text{ Ом}$.

Для реализации схемы выбираем ОУ общего применения К140УД6 с внутренней коррекцией и защитой выхода от короткого замыкания. Особенности данного ОУ: малое потребление ($I_{\text{потр}} \leq 2,8 \text{ мА}$), хорошая температурная стабильность и низкие уровни входных токов / 5,6 /. ОУ работает в диапазоне питающих напряжений от ± 5 до $\pm 16,5 \text{ В}$. Основные параметры ОУ / 5 /:

коэффициент усиления по напряжению $K_u \geq 30-103$;
 напряжение смещения $U_{см} \leq 5 \text{ мВ}$;
 дрейф напряжения смещения $\Delta U_{см} / \Delta T \leq 20 \text{ мкВ}$;
 входной ток $R_{вх} \leq 25 \text{ нА}$;
 входное сопротивление $R_{вх оу} \geq 2 \text{ МОм}$;
 выходное сопротивление $R_{вых оу} \leq 100 \text{ Ом}$;
 частота единичного усиления $f_1 = 1 \text{ МГц}$;
 максимальный выходной ток $I_{вых max} = 25 \text{ мА}$.

Зададимся сопротивлением делителя $R = R1 = R2$ из условия:

$$R \leq \frac{(0,1..0,2)U_{см}}{R_{вх}} = \frac{(0,1..0,2) \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{25 \cdot 10^{-9}} = (20..40) \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Принимаем $R1 = R2 = 33 \text{ кОм}$.

При выборе типа резисторов зададимся допустимой погрешностью делителя из условия обеспечения заданной погрешности установки выходного напряжения (%):

$$\delta_d > 0,5 \cdot \delta_{U_{вых}} = 1 \text{ \%}.$$

Допуск на сопротивление резисторов делителя при $R1 = R2$ должен быть:

$$\delta_R > 0,5 \cdot \delta_d = \pm 0,5 \text{ \%}.$$

Из справочника [7] выбираем резисторы типа С2-23 с допуском $\pm 0,5 \text{ \%}$ по ряду Е96.

Коэффициент передачи ИОН:

$$K = \frac{K_U}{1 + K_U} = \frac{30 \cdot 10^3}{1 + 30 \cdot 10^3} \approx 1.$$

Погрешность передачи опорного напряжения:

$$\delta_U = \frac{1}{1 + K_0} = \frac{1}{1 + 30 \cdot 10^3} = 3,3(3) \cdot 10^{-5} \approx 0.033 \text{ \%}.$$

Выходное сопротивление источника:

$$R_{вых} = \frac{R_{вых оу}}{1 + K_U} = \frac{100}{1 + 30 \cdot 10^3} = 3,3 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}.$$

Температурная погрешность выходного напряжения ИОН в диапазоне $\Delta t^\circ = 60^\circ$ не превысит:

$$\delta_{t^\circ} \leq \frac{\Delta U_{см} \cdot \Delta t^\circ \cdot K}{U_{оп}} = \frac{20 \cdot 10^{-6} \cdot 60 \cdot 1}{7,5} = 0,16 \cdot 10^{-3} = 0,016 \text{ \%}.$$

Таким образом параметры ИОН соответствуют заданным.

9. РАСЧЕТ БУФЕРНОГО УСИЛИТЕЛЯ БЛОКА НЧ

Буферный усилитель служит для согласования блока НЧ с выходом блока ВЧ, с которого поступает сигнал глissады частотой 90 или (и) 150 Гц.

Усилитель представляет собой не инвертирующий повторитель напряжения на ОУ. На входе усилителя включен регулируемый делитель напряжения. Ввиду использования однополярного питания в блоке НЧ, делитель "привязан" к средней точке напряжения питания, которая создается источником опорного напряжения (ИОН). Схема имеет вид :

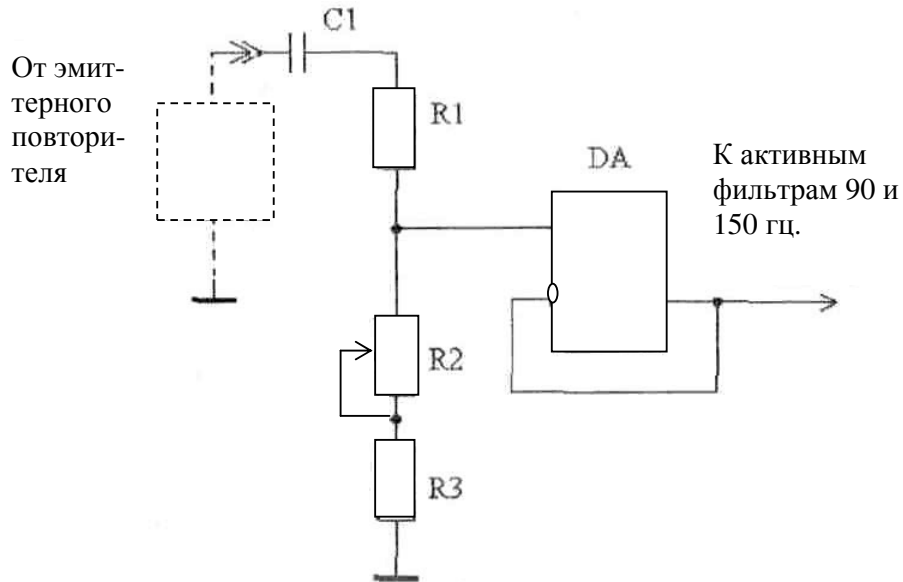


Рис. 9.1.

Исходные данные для расчета :

коэффициент передачи буферного усилителя	$K = 0,8...0,9$;
внутреннее сопротивление источника сигнала	$R_r \leq 200 \text{ Ом}$;
частоты сигнала	$F1=90 \text{ Гц}; F2=150 \text{ Гц}$;
сопротивление нагрузки	$R_n \geq 5 \text{ кОм}$;
напряжение питания	$E_o = +15 \text{ В}$;
опорное напряжение	$U_{оп} = (E_o/2) \pm 2\%$.

Для реализации схемы выбираем ОУ широкого применения К140УД6, используемый в источнике опорного напряжения блока НЧ. Параметры ОУ приведены в разделе 3 записки.

Коэффициент передачи неинвертирующего повторителя практически равен 1:

$$K = \frac{K_0}{1 + K_0} = \frac{30 \cdot 10^3}{1 + 30 \cdot 10^3} = 1.$$

Входное сопротивление повторителя в идеальном случае, т.е. без учета входных токов ОУ, стремится к значению :

$$R_{вх \max} \approx (1 + K_0) = 2 \cdot 10^6 \cdot (1 + 30 \cdot 10^3) \approx 60 \cdot 10^9 \text{ Ом.}$$

С учетом входных токов:

$$R_{вх \min} \geq \frac{E_0}{2I_{вх}} = \frac{15}{2 \cdot 25 \cdot 10^{-9}} = 0,3 \cdot 10^9 \text{ Ом.}$$

Выходное сопротивление повторителя

$$R_{вых} \approx \frac{R_{вых \text{ ОУ}}}{1 + K_U} = \frac{100}{1 + 30 \cdot 10^{-3}} = 3,3 \cdot 10^{-3} \text{ Ом.}$$

Рассчитаем параметры входного регулируемого делителя напряжения. Для снижения погрешности, вносимой выходным сопротивлением источника сигнала, сопротивление резисторов делителя должно удовлетворять условию: $(R1 + R3) \gg R_r$.

Принимаем $R1 + R3 = 100 \cdot R_r = 100 \cdot 100 = 10 \text{ кОм.}$

Исходя из минимального коэффициента передачи делителя $K_{\min} = 0,7$, находим:

$$R3 = (R1 + R3) \cdot K_{\min} = 10 \cdot 10^3 \cdot 0,8 = 8 \text{ кОм.}$$

Выбираем ближайшее стандартное значение сопротивления $R3 = 8,2 \text{ кОм.}$ Тогда:

$$R1 = (R1 + R3) - R3 = 10 \cdot 10^3 - 8,2 \cdot 10^3 = 1,8 \text{ кОм.}$$

Выбираем $R1 = 1,8 \text{ кОм.}$

Сопротивление подстроечного резистора $R2$ находим исходя из $K_{\max} = 0,9$:

$$K = \frac{R2 + R3}{R1 + R2 + R3}.$$

Отсюда:

$$R2 \geq \frac{K_{\max} \cdot (R1 + R3) - R3}{1 - K_{\max}} = \frac{0,9 \cdot (1,8 + 8,2) \cdot 10^3 - 8,2 \cdot 10^3}{1 - 0,9} = 8 \text{ кОм.}$$

Выбираем $R2 = 10 \text{ кОм.}$

Емкость разделительного конденсатора $C1$:

$$C1 \geq \frac{10 \cdot 20}{2\pi \cdot F_1 \cdot (R_r + R3 + R3)} = \frac{10 \cdot 20}{2 \cdot 3,14 \cdot 90 \cdot (0,1 + 1,8 + 8,2)} = (1,75 \cdot 3,5) \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$$

Выбираем $C1 = 2,2 \text{ мкФ.}$

Средний коэффициент передачи схемы:

$$K_{cp} = \frac{K_{\max} + K_{\min}}{2} = \frac{0,9 + 0,8}{2} = 0,85.$$

10. РАСЧЕТ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ БЛОКА НЧ

Фильтры блока НЧ выделяют сигналы, определяющие положение линии глассады. Эти сигналы с частотами 90 и 150 Гц поступают с амплитудного детектора через согласующие каскады.

В разработанном варианте блока НЧ фильтры выполнены на основе операционного усилителя со сложной отрицательной обратной связью / 8,9 /. Такие фильтры обладают хорошей устойчивостью, не критичны к номиналам элементов и легко настраиваются. По сравнению с LC - фильтрами активные фильтры (АФ) на ОУ обладают очевидными преимуществами: простотой исполнения, малыми габаритами и массой.

Базовая схема фильтра показана на рис.10.1. Коэффициент передачи АФ на резонансной частоте определяется отношением резисторов R1 и R2 :

$$K_0 = \frac{R_2}{2R_1}.$$

Резистор R3 регулирует' добротность резонансной системы и снижает ее зависимость от коэффициента передачи. Варьируя величину R3, можно изменять частоту настройки АФ в некоторых пределах, не изменяя при этом коэффициент передачи и ширину полосы пропускания фильтра.

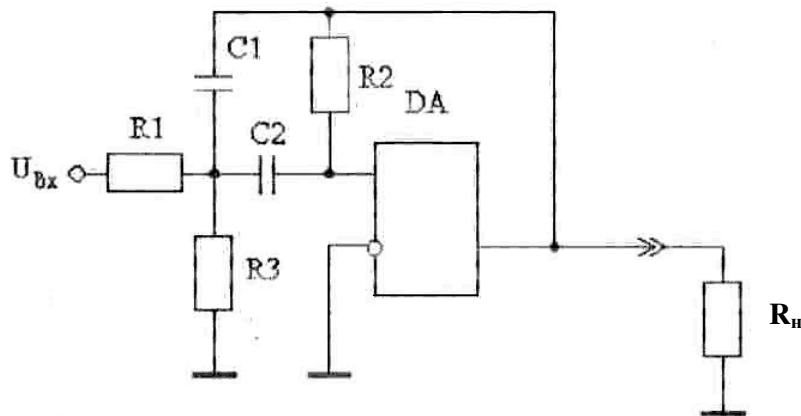


Рис.10.1 Базовая схема активного фильтра.

Исходные данные для расчета :
резонансная частота $f_0 = 90$ Гц (150 Гц);
полоса пропускания на уровне -3 дБ $2\Delta f = 20$ Гц (40 Гц);
номинальное входное напряжение $U_{вх} = 0,1$ В;
номинальное выходное напряжение $U_{вых} = 1$ В;
входное сопротивление, не менее $R_{вх} \geq 5$ кОм.

Расчет ведем с использованием литературы / 8,9 /, вначале для фильтра 90Гц.

Определяем номинальный коэффициент передачи АФ на резонансной частоте:

$$K_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{0,1} = 10.$$

Входное сопротивление схемы в полосе определяется в основном резистором R1. С учетом требования $R_{\text{ВХ}} > 5 \text{ кОм}$, принимаем $R1 = 10 \text{ кОм}$, тогда сопротивление R2 определяется как :

$$R2 = 2 \cdot R2 \cdot K0 = 2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10 = 200 \text{ кОм}.$$

Добротность фильтра:

$$Q = \frac{f_0}{2\Delta f} = \frac{90}{20} = 4,5.$$

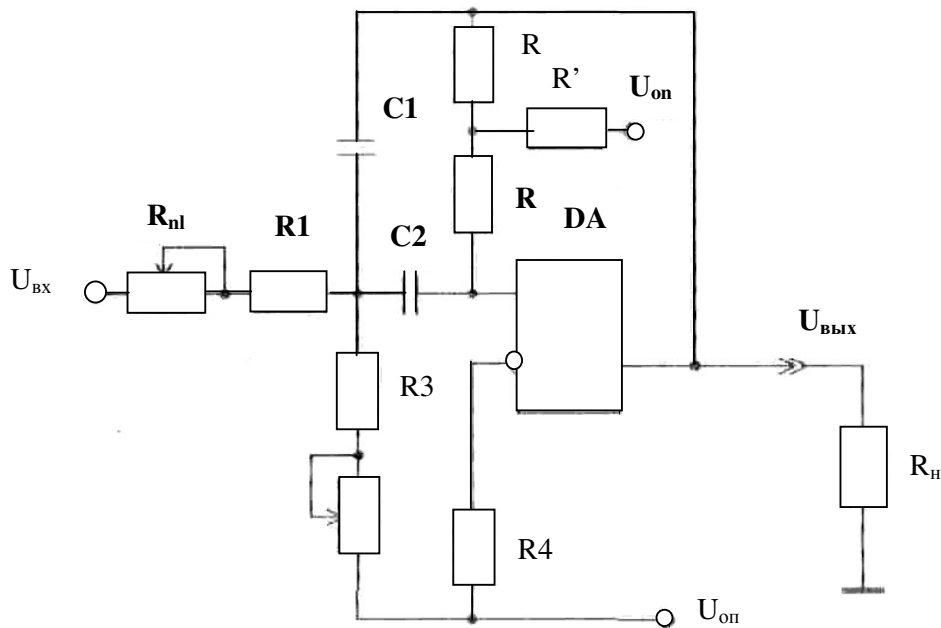


Рис.10.2. Модифицированная схема фильтра.

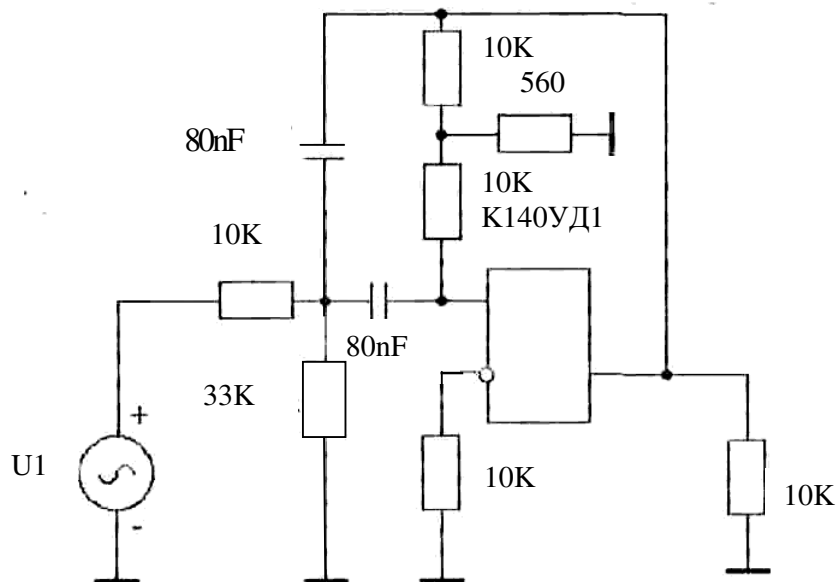


Рис. 10.3. Схема фильтра 90Гц

Значение сопротивления R3:

$$R_3 = \frac{K_o \cdot R_1}{2Q^2 - K_o} = \frac{10 \cdot 10 \cdot 10^3}{2 \cdot (4,5)^2 - 10} = 3278 \text{ Ом.}$$

Выбираем стандартный номинал R3=3,3кОм.

Емкость конденсаторов C=C1=C2:

$$C = \frac{Q}{\pi \cdot f_0 \cdot R_2} = \frac{4,5}{3,14 \cdot 90 \cdot 200 \cdot 10^3} = 7,96 \cdot 10^{-8} \text{ Ф.}$$

Принимаем C=0,08 мкФ, из двух соединенных параллельно емкостей стандартных номиналов.

В качестве микросхемы может использоваться любой ОУ, обеспечивающий на частоте f_0 усиление не менее:

$$K_u > (10 \dots 20) \cdot Q^2 = (10 \dots 20) \cdot 4,5^2 = 202,5 \dots 405.$$

Выбираем ОУ общего применения с внутренней коррекцией и защитой выхода К140УД6, параметры которого приведены в разделе 3.

Для улучшения параметров исходной схемы необходимо предпринять следующее:

а) обеспечить минимальный температурный дрейф выходного напряжения;

б) ввести элементы регулировки частоты настройки и коэффициента передачи фильтра;

в) предусмотреть работу схемы с однополярным напряжением питания $E_0 = +15 \text{ В}$.

Для решения этих задач исходная схема АФ модифицируется к виду, показанному на рис.10.2.

Основным источником нестабильности выходного напряжения является температурный дрейф входного тока ОУ, который для К140УД6 характеризуется величиной $\Delta I_{\text{вх}} / \Delta T = \pm 0,3 \text{ нА/К}$.

Для снижения этой составляющей температурного дрейфа нужно обеспечить баланс сопротивлений по постоянному току на обоих входах ОУ.

Для уменьшения сопротивления в цепи инвертирующего входа заменяем резистор R2 = 200 кОм Т-образной схемой из резисторов R и R' /10/. При этом эквивалентное сопротивление цепи по переменному току

$$R_{\text{экв}} = 2R + \frac{R^2}{R^1}.$$

Отсюда

$$R' = \frac{R^2}{R_{\text{экв}} - 2R}.$$

Принимая $R_{\text{экв}} = 2R = 200 \text{ кОм}$ (чтобы сохранить все параметры схемы по сигналу) и задавая $R = 10 \text{ кОм}$, т.е. $R \ll R_2$, получаем:

$$R' = \frac{(10 \cdot 10^3)^2}{200 \cdot 10^3 - 2 \cdot 10 \cdot 10^3} = 555 \text{ Ом.}$$

Принимаем $R' = 560 \text{ Ом}$.

Общее сопротивление по постоянному току в цепи инвертирующего входа $R_{\text{инв}} \approx R + R' \parallel R$, т.е. около 10 кОм. Соответственно в цепь неинвертирующего входа включаем балансный резистор $R_{\text{бал}} = K4 = 10 \text{ кОм}$.

При этом температурный дрейф в диапазоне $T = 50^\circ$ не превысит:

$$\Delta U = \Delta I_{\text{вх}} \cdot \Delta T \cdot R_{\text{бал}} \cdot K = 0,3 \cdot 10^{-9} \cdot 50 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10 = \pm 1,5 \text{ мВ}.$$

Для обеспечения возможности подстройки по частоте резистор $R3$ целесообразно дополнить последовательно включенным подстроечным резистором $R_{\text{пз}} = (0,1 \dots 0,2) \cdot R3$, соответственно уменьшив номинал $R3$.

Принимаем $R_{\text{пз}} = 470 \text{ Ом}$; $R3 = 3 \text{ кОм}$.

Для подстройки по амплитуде аналогично вводим последовательный подстроечный резистор в цепь $R1$.

Принимаем $R_{\text{п1}} = 2,2 \text{ кОм}$; $R1 = 9,1 \text{ кОм}$.

Работа схемы при однополярном питании обеспечивается привязкой общих точек к «виртуальной земле», формируемой источником опорного напряжения ИОН. Потенциал «виртуальной земли» смещен относительно общей шины на половину напряжения питания.

Схема фильтра 150 Гц аналогична описанной выше. Расчеты дают следующие величины элементов, отличающих ее от схемы АФ на 90 Гц:

$$C = 0,04 \text{ мкФ}; R3 = 5,52 \text{ кОм}.$$

Для подстройки по частоте принимаем:

$$R3 = 5,1 \text{ кОм}; R_{\text{пз}} = 1 \text{ кОм}.$$

11. РАСЧЕТ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ИСТОЧНИКА ТОКА

Источник тока предназначен для питания термодатчиков схемы измерения температуры.

Основным требованием к источнику является высокая стабильность отдаваемого им в нагрузку тока, т.к. определяет точность измерения температуры.

Принципиальная схема источника тока приведена на рис.11.1. Он выполнен на ОУ и полевом транзисторе по схеме измерительного преобразователя напряжение-ток /1/. Опорное напряжение $U_{\text{оп}}$ на входе схемы задается параметрическим стабилизатором на стабилитроне $VD1$. Это напряжение сравнивается с напряжением U_1 , задаваемым на инвертирующем входе ОУ $DA1$ потенциометром $R1$. Выходной ток преобразователя, пропорциональный разности напряжений $U_{\text{оп}}$ и U_1 , поступает в нагрузку через полевой транзистор $VT1$.

Эквивалентная схема, поясняющая принцип работы преобразователя, приведена на рис.11.2.

При анализе схемы используем общие принципы, вытекающие из основных свойств ОУ:

- 1) входные токи ОУ бесконечно малы ($I_{\text{вх1}} = I_{\text{вх2}} \approx 0$);

2) разность напряжений на входах ОУ (бесконечно мала ($\Delta U_{\text{вх}} \approx 0$)).

Напряжение на инвертирующем входе ОУ задается делителем R_1' , R_1'' (потенциометром R1):

$$U_1 = U_{\text{оп}} \cdot \frac{R_1''}{R_1' + R_1''} = U_{\text{оп}} \cdot k.$$

Так как $\Delta U_{\text{вх}} \approx 0$, то напряжение на неинвертирующем входе также равно U_1 : " U_1 " $\approx U_1$.

Отсюда ток, протекающий по резистору R2:

$$I_2 = \frac{U_{\text{оп}} - "U_1"}{R_1} = \frac{U_{\text{оп}} - U_1}{R_1}.$$

Поскольку $i_{\text{вх}} \approx 0$, то ток, протекающий через нагрузку, включенную в исток VT1:

$$I_{\text{н}} = I_2 = \frac{U_{\text{оп}} - U_1}{R_1}.$$

В целом схема охвачена глубокой последовательной отрицательной ОС по току. Это определяет очень высокое выходное сопротивление, что и требуется от источника тока /1/:

$R_{\text{вых}} \approx R_1 \cdot K_{\text{ц}}$, где $K_{\text{ц}}$ – коэффициент усиления ОУ.

Схема сохраняет свои параметры, пока транзистор VT1 находится в линейном режиме, т.е. при $U_{\text{си}} \geq U_{\text{си min}}$, где $U_{\text{си min}} \approx (3 \dots 5) \text{ В}$.

Исходные данные для расчета:

- выходной ток $I_{\text{н}} = (100 \pm 1) \text{ мкА}$;
- напряжение источника питания $E_0 = \pm(15 \pm 1,5) \text{ В}$;
- диапазон рабочих температур $\Delta t^\circ = 0 \dots +50^\circ \text{C}$.

Вначале рассчитаем параметрический стабилизатор. Выберем в качестве VD1 стабилитрон КС210Б с параметрами /2/:

$U_{\text{ст}} = 10 \pm 0,7 \text{ В}$ при $I_{\text{ст}} = 5 \text{ мА}$;

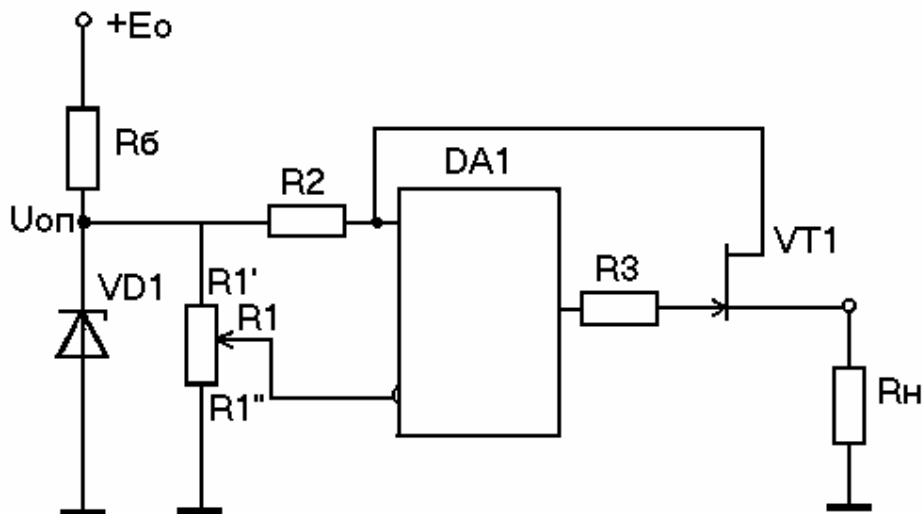


Рис 11.1. Измерительный источник тока

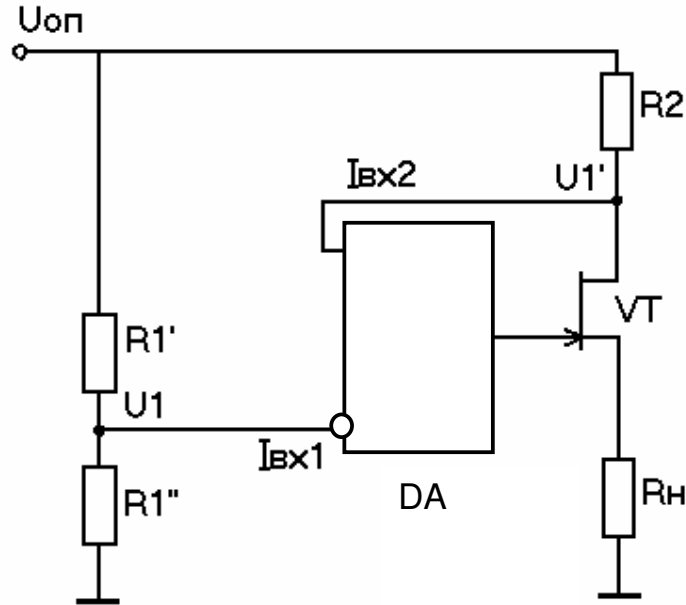


Рис.11.2. Эквивалентная схема источника тока

$$r_{\text{ст}} = 22 \text{ Ом при } I_{\text{ст}} = 5 \text{ мА};$$

$$I_{\text{ст min}} = 3 \text{ мА}; I_{\text{ст max}} = 14 \text{ мА}.$$

Зададимся током делителя через R1: $I_1 = 1 \text{ мА}$. Сопротивление потенциометра:

$$R1 = \frac{U_{\text{ст}}}{I_1} = \frac{10}{1 \cdot 10^{-3}} = 10 \text{ кОм}.$$

Общий ток нагрузки стабилитрона:

$$I_{\text{н ст}} = I_1 + I_2 = (1 + 0,1) \cdot 10^{-3} = 1,1 \text{ мА}.$$

Выбираем номинальный ток стабилитрона:

$$I_{\text{ст}} = 5 \text{ мА} > (I_{\text{ст min}} + I_{\text{ст}}).$$

Сопротивление балансного резистора:

$$R_6 \leq \frac{E_0 - U_{\text{ст}}}{I_{\text{ст}} + I_{\text{н ст}}} = \frac{15 - 10}{(5 + 1,1) \cdot 10^{-3}} = 8,19 \text{ Ом}.$$

Принимаем $R_6 = 820 \text{ Ом}$.

Коэффициент стабилизации:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta E_0 / E_0}{\Delta U_{\text{ст}} / U_{\text{ст}}} = \frac{U_{\text{ст}}}{E_0} = \frac{U_{\text{ст}}}{E_0} \cdot \frac{R_6}{r_{\text{ст}}} = \frac{10}{15} \cdot \frac{820}{22} = 24,8.$$

Минимальный и максимальный токи стабилитрона:

$$I_{\min} = \frac{E_0 - U_{\text{ст}}}{R_6} - I_{\text{н ст}} = \frac{13,5 - 10}{820} - 1,1 \cdot 10^{-3} = 3,17 \text{ мА} > I_{\text{ст min}};$$

$$I_{\max} = \frac{E_{0 \max} - U_{\text{ст}}}{R_6} - I_{\text{н ст}} = \frac{16,5 - 10}{820} - 1,1 \cdot 10^{-3} = 6,83 \text{ А} < I_{\text{ст max}}.$$

В качестве DA1 выбираем ОУ типа К140УД14 с параметрами [3]:

$$K_U = 50 \cdot 10^3; U_{\text{ст}} = \pm 2 \text{ мВ}; (dU_{\text{ст}}/dT) = 15 \text{ мкВ/}^\circ\text{С}; R_{\text{н}} \geq 2 \text{ кОм}.$$

Сопротивление токозадающего резистора R2 определяем, исходя из температурного дрейфа напряжения смещения ОУ:

$$R2 = \frac{\Delta U_{\text{ст}}(t^\circ)}{I_{\text{н}} \cdot \delta_I(U_{\text{ст}})} = \frac{(dU_{\text{ст}}/dT) \cdot \Delta t^\circ}{I_{\text{н}} \cdot \delta_I(U_{\text{ст}})},$$

где $\delta_I(U_{\text{СТ}})$ - относительная погрешность выходного тока, вносимая дрейфом $U_{\text{СТ}}$.

Принимая $\delta_I(U_{\text{СТ}}) \leq 0,3\delta_I = 0,3 \cdot 0,01 = 3 \cdot 10^{-3} = 0,3\%$, находим:

$$R2 = \frac{15 \cdot 10^{-6} \cdot (50^0 - 25^0)}{100 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^{-3}} = 1,25 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Выбираем стандартный номинал $R2 = 1,5 \text{ кОм}$. Резистор R3 ограничивает выходной ток ОУ при включении схемы. Выбираем $R3 \geq R_{\text{н}} : R3 = 3 \text{ кОм}$

В качестве полевого транзистора выбираем n-канальный КП302А, имеющий параметры [2].

$$I_{\text{с нач}} = 3 \dots 24 \text{ мА}; S_{\text{н}} \geq 5 \text{ мА/В}; U_{\text{отс}} \leq \text{В}; U_{\text{си max}} = 20 \text{ В}; I_{\text{с max}} = 24 \text{ мА}.$$

Для данного транзистора $U_{\text{си n}} \approx 4 \text{ В}$. Отсюда определяем максимальное значение сопротивления нагрузки источника тока:

$$R_{\text{н max}} \leq \frac{U_{\text{оп}} - I_{\text{н}} \cdot R2 - U_{\text{сив in}}}{I_{\text{н}}} = \frac{10 - 100 \cdot 10^{-6} \cdot 1,5 \cdot 10^3 - 4}{100 \cdot 10^{-6}} = 58,5 \text{ кОм}$$

Выходное сопротивление источника тока:

$$R_{\text{вых}} \approx R2 \cdot K_U = 1,5 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3 = 75 \cdot 10^6 \text{ Ом}.$$

Относительная погрешность выходного тока при изменении нагрузки от 0 до $R_{\text{н max}}$ не превышает:

$$\delta_{I(R_{\text{н}})} = \frac{R_{\text{н max}}}{R_{\text{вых}}} = \frac{58,5 \cdot 10^3}{75 \cdot 10^6} = 7,8 \cdot 10^{-4} = 0,078\%.$$

Относительная погрешность источника тока, определяемая нестабильностью $U_{\text{оп}}$ при изменении напряжения питания:

$$\delta_{I(E_0)} \approx \delta_{U_{\text{оп}}} = \frac{\delta E_0}{K_{\text{см}}} = \frac{\Delta E_0 / E_0}{K_{\text{см}}} = \frac{1,5}{15 \cdot 24,8} = 4 \cdot 10^{-3}.$$

Общая относительная погрешность источника тока:

$$\delta_I \approx \sqrt{\delta_{I(E_0)}^2 + \delta_{I(U_{\text{СТ}})}^2 + \delta_{I(R_{\text{н}})}^2} = \sqrt{(0,4\%)^2 + (0,3\%)^2 + (0,078\%)^2} = 0,5\% < \delta_I.$$

Для обеспечения устойчивости схемы целесообразно подключить к выводам 1 и 8 микросхемы DA1 К1404УД14 корректирующий конденсатор,

обеспечивающий частоту первого полюса ОУ порядка 0,05 Гц. Ёмкость конденсатора подбирается экспериментально ввиду отсутствия частотных характеристик ОУ в справочной литературе.

12. РАСЧЕТ СХЕМЫ КОНТРОЛЯ УРОВНЯ

Схема контроля уровня представляет собой пороговое устройство с гистерезисом (триггера Шмидта) и операционном усилителе (рис.12.1).

Опорное напряжение $U_{оп}$ подается на инвертирующий вход ОУ от источника $-E_0$. Для получения гистерезисной характеристики ОУ охвачен положительной обратной связью через резистор R5.

Сигнал от датчика уровня воды (0...12 В; 50 Гц) через преобразователь переменного напряжения в постоянное (выпрямитель+ограничитель) на элементах VD1, R1, R2, C1, VD2, подается на инвертирующий вход ОУ, где сравнивается с величиной опорного напряжения. Временные диаграммы работы устройства приведены на рис.12.2.

В исходном состоянии $U_a=0$ и на выходе ОУ напряжение близко к питательному напряжению отрицательной полярности $[U_{max}] < [E_{02}]$.

При достижении уровня сигнала на входе схемы значение $U_{оп}=U_1$ (напряжение срабатывания) схема скачком переходит во второе устойчивое состояние, при котором $U_{вых}=U_{max}^+ < E_{01}$. Обратный переход схемы в исходное состояние происходит при снижении уровня сигнала на входе ОУ до значения U_2 .

Исходные данные для расчета:

- э.д.с. сигнала датчика E_d -12 В, $f_0=50$ Гц;
- внутреннее сопротивление датчика $R_d \leq 330$ кОм;
- задержка срабатывания схемы $t_{зад} \leq 0,5$ сек;
- диапазон рабочих температур $\Delta T=0...+70^\circ\text{C}$.

Расчет ведем с использованием литературы [1].

Для реализации схемы выбираем ОУ типа К544УДА с полевым транзистором на входе, что обеспечивает высокое входное сопротивление и хорошую температурную стабильность. Его параметры [2]:

$$\begin{aligned} E_{01} &= (+15 \pm 1,5) \text{ В}; & E_{02} &= (-15 \pm 1,5) \text{ В}; \\ I_{BX \text{ CP}} &\leq 0,15 \text{ На}; & R_{BX \text{ ОУ}} &\geq 10 \text{ ГОм}; \\ K_U &\geq 50000; & R_H &\geq 2 \text{ кОм}; \\ U_{max} &= +12,5 \text{ В}; & U_{max} &= -12,5 \text{ В при } |E_{01}|=|E_{02}|=15 \text{ В}. \end{aligned}$$

Для ограничения уровня сигнала на входе ОУ зададимся максимальным значением $|E_{вх \text{ max}}|=10 \text{ В} < |E_{01,2}|$ и выберем в качестве ограничительного диода стабилитрон КС210Б с параметрами [3].

$$U_{СТ} = (10 \pm 0,7) \text{ В при } I_{СТ} = 5 \text{ мА};$$

$$I_{СТ \text{ min}} = 3 \text{ мА}; I_{СТ \text{ max}} = 14 \text{ мА}.$$

Сопротивление резистора R2 зададимся из условия:

$$R2 \geq (3...5) \cdot R_d \text{ max} = (3...5) \cdot 330 \cdot 10^3 = (0,99...1,65) \cdot 10^6 \text{ Ом}.$$

Выбираем $R2 = 1 \text{ Мом}$.

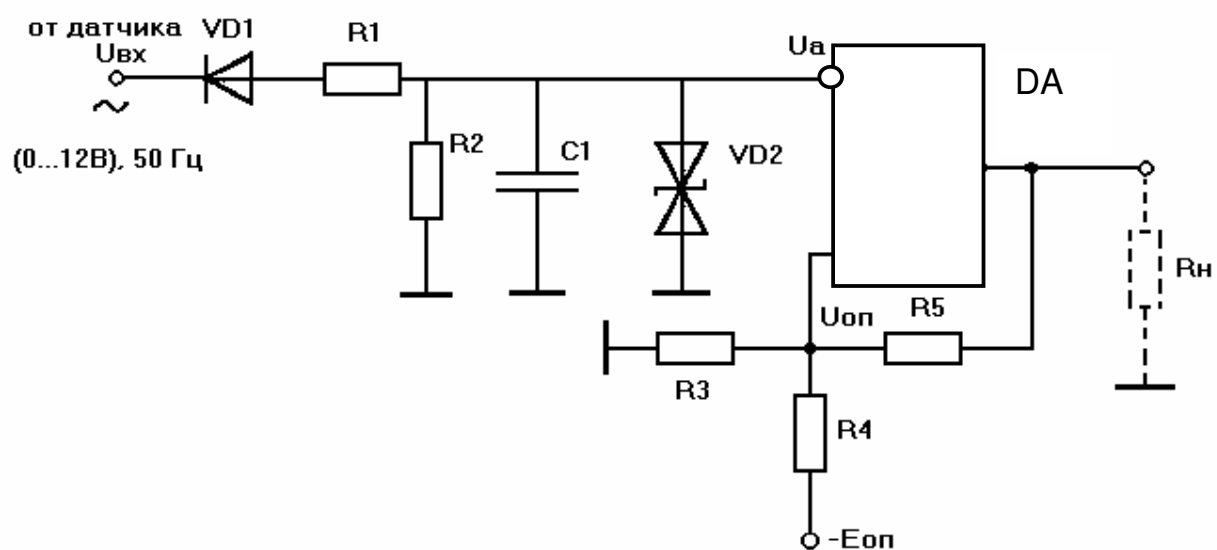


Рис.12.1. Пороговая схема контроля уровня

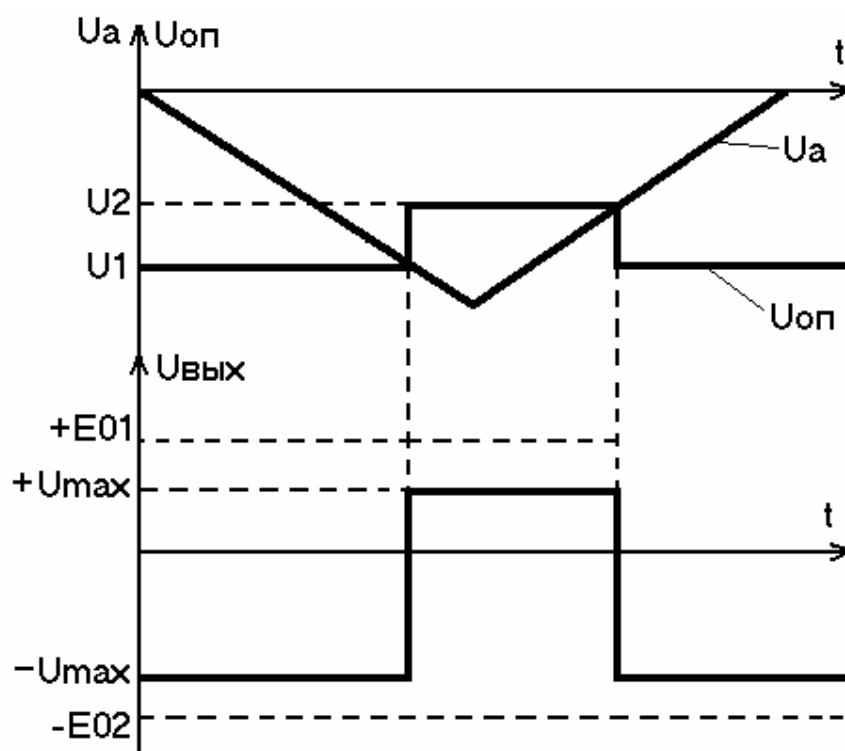


Рис.12.2. Векторные диаграммы

Емкость конденсатора фильтра C1 определим из условий:

$$\tau_1 = (R_{д\max} \parallel R_2) \cdot C_1 \leq t_{\text{зад}};$$

$$\tau_2 = R_2 \cdot C_1 \geq \frac{30..50}{f_0}.$$

Находим:

$$C_1 \leq \frac{t_{\text{зад}}}{R_{д\max} \parallel R_2} = \frac{t_{\text{зад}} \cdot (R_{д\max} + R_2)}{R_{д\max} \cdot R_2} = \frac{0,5 \cdot (0,33 + 1) \cdot 10}{0,33 \cdot 10 \cdot 1 \cdot 10} = 2,01 \text{ мкФ};$$

$$C_1 \geq \frac{30..50}{R_2 \cdot f_0} = \frac{30..50}{1 \cdot 10^6 \cdot 50} = (0,6..1) \text{ мкФ}.$$

Выбираем C1 = 1 мкФ.

В качестве выпрямительного диода используем кремниевый прибор КД103А [3]; руководствуясь критериями:

$$U_{\text{обр}} = 50 \text{ В} \geq 2U_{д\max}; I_{\text{выпр ср}} = 100 \text{ мА} \geq I_{ст\max}.$$

Ограничительный резистор R1 в цепи диода принимаем равным 10 кОм из условий:

$$R_1 \geq \frac{E_{д\max}}{I_{ст\max}} = \frac{E_{д\max} \cdot \sqrt{2}}{I_{ст\max}} = \frac{12 \cdot \sqrt{2}}{14 \cdot 10^3} = 1,2 \text{ кОм};$$

$$R_1 \leq (0,1..0,2) \cdot R_{д\max} = (0,1..0,2) \cdot 330 \cdot 10^3 = 33,66 \text{ кОм}.$$

Для расчета элементов цепи опорного напряжения определим пороговые уровни схемы, используя принцип суперпозиции для нахождения напряжения на неинвертирующем входе ОУ для двух состояний схемы:

Напряжение срабатывания:

$$U_1 = \frac{(E_{\text{оп}} \cdot R_5 + U_{\max}^- \cdot R_4) \cdot R_1}{R_3 \cdot R_4 + R_3 \cdot R_5 + R_4 \cdot R_5}. \quad (1)$$

Напряжение отпущения:

$$U_2 = \frac{(E_{\text{оп}} \cdot R_5 + U_{\text{вых}}^+ \cdot R_4) \cdot R_3}{R_3 \cdot R_4 + R_3 \cdot R_5 + R_4 \cdot R_5}. \quad (2)$$

Напряжение гистерезиса:

$$\Delta U = |U_1| - |U_2| = \frac{(U_{\max}^+ - U_{\min}^-) \cdot R_3 \cdot R_4}{R_3 \cdot R_4 + R_3 \cdot R_5 + R_4 \cdot R_5} = \frac{U_{\max}^+ - U_{\max}^-}{1 + \frac{R_5}{R_4} + \frac{R_5}{R_3}}. \quad (3)$$

Принимаем Eоп=Eо2=-15В.

Зададимся пороговыми уровнями из условия помехоустойчивости схемы:

$$|U_1| = (0,2..0,3) \cdot U_{a\max} = (0,2..0,3) \cdot 10 = (2..3) \text{ В};$$

$$|\Delta U| \geq 0,5 \cdot |U_1| = 1 \text{ В}; |U_2| = |U_1| - |\Delta U| = (1..2) \text{ В}.$$

Выбираем сопротивление резистора $R3=R1=10$ кОм для обеспечения баланса схемы при повышении температуры.

Сопротивлением $R4$ зададимся ориентировочно, пренебрегая влиянием напряжения $U_{\max}^-$ в исходном состоянии и полагая $R5 \gg R3$. Тогда;

$$|U1| > |E_{00}| \cdot \frac{R3}{R3 + R4}$$

Отсюда:

$$R4 \geq R3 \cdot \left(\frac{|E_{00}|}{|U1|} - 1 \right) = 10 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{15}{2} - 1 \right) = 65 \text{ кОм}.$$

Выбираем $R4=75$ кОм.

Рассчитываем сопротивление резистора обратной связи $R5$. Из формулы (3) получаем:

$$R5 = R \left(\frac{U_{\max}^+ - U_{\max}^-}{\Delta U} - 1 \right) \cdot \frac{R3 \cdot R4}{R3 + R4} = \left(\frac{12,5 + 12,5}{1} - 1 \right) \cdot \frac{10 \cdot 75}{10 + 75} \cdot 10^3 = 211,7 \text{ кОм}.$$

Принимаем $R5=200$ кОм.

Рассчитываем уровень срабатывания схемы при выбранных номиналах:

Порог срабатывания по формуле (1):

$$U1 = \frac{(-15 \cdot 200 \cdot 10^3 - 12,5 \cdot 75 \cdot 10^3) \cdot 10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 \cdot 75 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^3 + 75 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^3} = -2,2 \text{ В}.$$

Порог отпускания по формуле (2):

$$U2 = \frac{(-15 \cdot 200 \cdot 10^3 + 12,5 \cdot 75 \cdot 10^3) \cdot 10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 \cdot 75 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^3 + 75 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^3} = -1,18 \text{ В}.$$

Напряжение гистерезиса по формуле (3) составит:

$$\Delta U = 2,2 - 1,18 = 1,02 \text{ В}.$$

Следовательно, параметры схемы удовлетворяют заданным.

ЛИТЕРАТУРА

1. Расчет электронных схем. Примеры и задачи./Г.И.Изъюрова и др.- М.: Высш.шк., 1987.
2. Булычев А.П. и др. Аналоговые интегральные схемы: Справочник. – Мн.: Беларусь, 1993.
3. Галкин В.И. и др. Полупроводниковые приборы. Справочник. –Мн.: Беларусь, 1987.
4. Полупроводниковые приборы. Диоды высокочастотные, диоды импульсные, оптоэлектронные приборы: Справочник/ Под ред. А.В.Голомедова. –М.: Радио и связь, 1989.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
1. Расчет резонансного усилителя.....	4
2. Расчет усилителя-ограничителя	9
3. Расчет буферного каскада.....	12
4. Расчет частотного детектора	15
5. Расчет генератора схемы контроля	19
6. Расчет амплитудного детектора	22
7. Расчет эмиттерного повторителя.....	24
8. Расчет источника опорного напряжения	27
9. Расчет буферного усилителя блока НЧ.....	29
10. Расчет активных фильтров блока НЧ.....	31
11. Расчет измерительного источника тока	34
12. Расчет схемы контроля уровня.....	38
Литература.....	42

Учебное издание

Авторы Крушев Владимир Тимофеевич
Барченко Григорий Васильевич

Задачи и упражнения
по курсу «Аналоговые электронные устройства»
для студентов специальностей Т.09.01.00, Т.09.02.00

Редактор Т.Н.Крюкова

Подписано в печать

Бумага

Уч.-изд.л. 3,0

Печать офсетная.

Тираж 250 экз.

Корректор Е.Н.Батурчик

Формат 60х84 1/16.

Усл.печ.л.

Заказ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
Отпечатано в БГУИР. Лицензия ЛП № 156. 220013. Минск, П.Бровки,6

