

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«Уфимский государственный нефтяной технический университет»

Кафедра автоматизации технологических процессов и производств

**РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ
УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ ОУ**

Учебно-методическое пособие
для выполнения курсовой работы по дисциплинам
«Электротехника и электроника»,
«Электроника»

УФА
2018

Учебно-методическое пособие предназначено для выполнения курсовой работы обучающимися бакалавриата по направлению подготовки 15.03.04 «Автоматизация технологических процессов и производств (все профили)», 27.03.04 «Управление в технических системах», 09.03.01 «Информатика и вычислительная техника» по дисциплине «Электротехника и электроника», а также специалитета 21.05.06 – «Нефтегазовая техника и технологии», специализация «Системы автоматизации и управления в нефтегазовой промышленности» по дисциплине «Электроника».

Пособие содержит задание и требования к оформлению курсовой работы. В настоящем учебно-методическом пособии рассмотрены вопросы проектирования усилителей постоянного тока (УПТ), усилителей с емкостной связью и мультивибраторов на основе ОУ. При расчете особое внимание уделено метрологическим свойствам, так как они часто используются в качестве измерительных преобразователей. В пособии даны общие теоретические сведения и методики расчета названных схем. В приложении даны сведения о некоторых распространенных пассивных элементах.

Публикуется в авторской редакции.

Составитель: Латышев Л.Н., канд. техн. наук, доц. каф. АТПП

Рецензенты: Емец С.В., канд. техн. наук, доц. каф. АТПП
Краснов А.Н., канд. техн. наук, доц. каф. АТПП

СОДЕРЖАНИЕ

	С.
1. Расчёт и проектирование усилителей постоянного тока	4
1.1. Анализ инвертирующего усилителя постоянного тока	5
1.2. Анализ неинвертирующего усилителя постоянного тока	11
1.3. Методические указания к расчету усилителей постоянного тока на основе ОУ	13
2. Расчёт и проектирование усилителей с ёмкостной связью	15
2.1. Анализ инвертирующей схемы с ёмкостной связью	15
2.2. Анализ неинвертирующего усилителя с ёмкостной связью	17
2.3. Методические указания к расчёту усилителей с ёмкостной связью	20
3. Расчёт и проектирование мультивибраторов на основе ОУ	22
3.1. Анализ схемы мультивибратора на основе ОУ	22
3.2. Методика расчета мультивибратора	26
4. Задание по курсовому проектированию	27
5. Требования к выполнению и оформлению пояснительной записки	29
Список рекомендуемой литературы	29
Приложение	29

1. Расчёт и проектирование усилителей постоянного тока

Усилители постоянного тока (УПТ) достаточно часто используются как измерительные, т.е. они входят в измерительную систему как измерительные преобразователи. В этом случае при расчёте и выборе элементов схемы должна обеспечиваться необходимая точность преобразования. Характеристики преобразования УПТ, представляющие собой амплитудные характеристики представлены на рис.1.1.

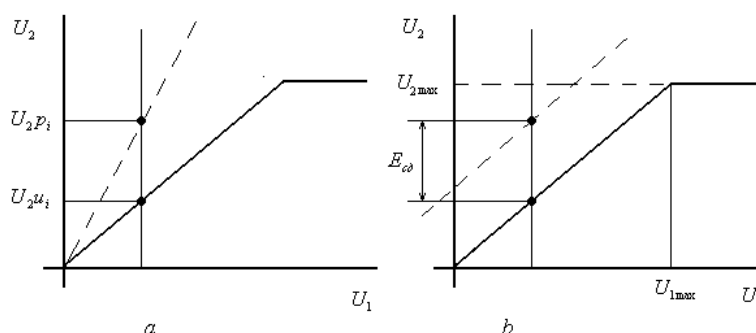


Рис.1.1. Характеристики преобразования УПТ:
(— идеальный, — реальный)
а - при мультипликативной погрешности,
б - при аддитивной погрешности

Основные погрешности усилителя можно разделить на мультипликативную и аддитивную составляющие. Представим уравнение преобразования в виде

$$U_2 = k_{oc}U_1 + E_{cd},$$

где k_{oc} - коэффициент усиления усилителя;

E_{cd} - напряжение сдвига - начальное напряжение при $U_1 = 0$.

Изменение k_{oc} приводит к появлению мультипликативной составляющей погрешности. Это отображается изменением угла наклона характеристики преобразования (рис.1.1,а) и оценивается относительной погрешностью

$$\gamma_m = \frac{U_{2pi} - U_{2i}}{U_{2i}}, \quad (1.1)$$

где U_{2pi} - выходной сигнал в i -й точке реального усилителя;

U_{2i} - выходной сигнал в i -й точке идеального усилителя.

Наличие E_{cd} приводит к параллельному перемещению характеристики на E_{cd} (рис.1.1,б), что вызывает аддитивную составляющую погрешности, которая оценивается приведённой погрешностью

$$\gamma_a = \frac{E_{cd}}{U_{2max}} = \frac{E_{cd}}{k_{oc}U_{1max}}, \quad (1.2)$$

где U_{1max} - наибольшее входное напряжение, которое может быть усилено без искажения формы сигнала.

В общем случае одновременно присутствуют оба вида погрешностей γ_m и γ_a , а общая погрешность оценивается двухзвенной формулой

$$\gamma = \gamma_m + \gamma_a \frac{U_{2\max}}{U_2} = \gamma_m + \gamma_a \frac{U_{1\max}}{U_1}. \quad (1.3)$$

1.1. Анализ инвертирующего усилителя постоянного тока

В инвертирующем УПТ (рис.1.2) реализована отрицательная обратная связь (ООС) по напряжению с параллельным способом введения. Это положение в значительной степени и определяет свойства схемы.

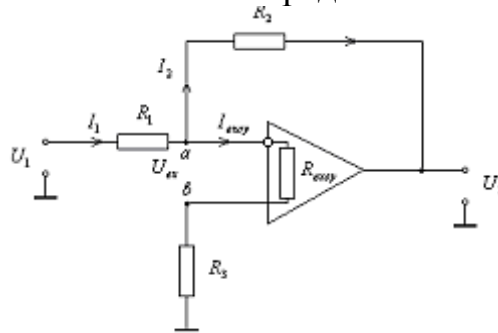


Рис.1.2. Инвертирующий УПТ

Рассмотрим работу схемы. Под действием входного напряжения U_1 в цепи резистора R_1 возникает ток I_1

$$I_1 = \frac{U_1 - U_a}{R_1}, \quad (1.4)$$

который в точке a распределяется на два тока: $I_{вх}$ - входной ток операционного усилителя

$$I_{вх} = \frac{U_{вх}}{R_{вх}}, \quad (1.5)$$

I_2 - ток в цепи обратной связи

$$I_2 = \frac{U_a - U_2}{R_2}, \quad (1.6)$$

где $U_a = I_{вх}(R_{вх} + R_3)$.

Выходное напряжение U_2 зависит от напряжения между инвертирующим и неинвертирующим входами ОУ $U_{вх}$

$$U_2 = k_{oy} U_{вх}, \quad (1.7)$$

где k_{oy} - коэффициент усилителя ОУ для дифференциального сигнала.

Входное напряжение $U_{вх}$ можно найти как

$$U_{вх} = U_{ав} = I_{вх} R_{вх}, \quad (1.8)$$

а также

$$U_{\text{ex}} = \frac{U_2}{k_{oy}}. \quad (1.9)$$

Решая совместно уравнения (1.4) – (1.9), получим коэффициент усиления усилителя с обратной связью k_{oc} ;

$$k_{oc} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{k_{oy}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_{\text{exoy}}} + \frac{R_3}{R_{\text{exoy}}} + \frac{R_3 R_2}{R_1 R_{\text{exoy}}} \right)}, \quad (1.10)$$

В первом приближении, приняв $k_{oy} = \infty$, найдём, что для схемы, построенной на идеальном ОУ, справедливы следующие выражения:

$$U_{\text{ex}} = U_{\text{ав}} = 0;$$

$$I_{\text{exoy}} = 0;$$

$$k_{oc} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

В случае реального ОУ появляется мультипликативная погрешность. Источники мультипликативных составляющих погрешностей УПТ, т.е. влияющих на k_{oc} , легче определить, рассмотрев уравнение (1.10): к ним относятся изменения сопротивления резисторов R_1 и R_2 , изменение R_{exoy} и изменение k_{oy} . Эти изменения, в основном, зависят от температуры кристалла операционного усилителя и элементов схемы.

Влияние изменения сопротивления резисторов R_1 и R_2 можно оценить, положив, что все другие источники погрешностей отсутствуют. Для этого воспользуемся приближённым выражением $k_{oc} = \frac{R_2}{R_1}$ и найдём полный

дифференциал

$$\begin{aligned} dk_{oc} &= \frac{\partial k_{oc}}{\partial R_2} dR_2 + \frac{\partial k_{oc}}{\partial R_1} dR_1; \\ dk_{oc} &= \frac{1}{R_1} dR_2 - \frac{R_2}{R_1^2} dR_1, \end{aligned} \quad (1.11)$$

а затем относительную погрешность, вызванную изменением сопротивления резисторов $\gamma_m(R)$

$$\gamma_m(R) = \frac{dk_{oc}}{k_{oc}} = \frac{dR_2}{R_2} - \frac{dR_1}{R_1} = \gamma(R_2) - \gamma(R_1). \quad (1.12)$$

Относительные изменения сопротивления резисторов R_1 и R_2 зависят от температуры

$$\gamma(R_i) = TKC_i (T_{\text{max}} - T_{\text{min}}), \quad (1.13)$$

где TKC_i - температурный коэффициент сопротивления резисторов;

$T_{\text{max}} - T_{\text{min}}$ - рабочий диапазон температур, определяемый условиями эксплуатации.

Из выражения (1.13) видно, что $\gamma_m(R)$ можно свести к нулю, используя резисторы с одинаковыми TKC , однако, практически этого добиться невозможно из-за разброса TKC от образца к образцу до 10%, поэтому оценим $\gamma_m(R)$ как

$$\gamma_m(R) = 0,1TKC(T_{\max} - T_{\min}). \quad (1.14)$$

Влияние изменения коэффициента усиления операционного усилителя k_{oy} можно оценить, полагая, что

$$\begin{aligned} k_{oc} &= \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{k_{oy}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}, \\ \frac{dk_{oc}}{dk_{oy}} &= \frac{R_2}{R_1} \frac{\frac{1}{k_{oy}^2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{\left[1 + \frac{1}{k_{oy}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]^2}, \\ \gamma_m(k_{oy}) &= \frac{dk_{oc}}{k_{oc}} = \frac{dk_{oy}}{k_{oy}} \frac{1}{1 + \chi k_{oy}}. \end{aligned} \quad (1.15)$$

Относительное изменение коэффициента усиления операционного усилителя $\frac{dk_{oy}}{k_{oy}}$ зависит от температурных свойств операционного усилителя

$$\frac{dk_{oy}}{k_{oy}} = \left(\frac{dk_{oy}}{k_{oy}dT} \right) (T_{\max} - T_{\min}),$$

где $\frac{dk_{oy}}{k_{oy}dT}$ - температурный дрейф коэффициента усилителя.

Влияние изменения входного сопротивления операционного усилителя $R_{\text{вх}oy}$ оценивается аналогично. Для этого из выражения (1.10) необходимо найти $\frac{dk_{oc}}{dR_{\text{вх}oy}}$, а затем

$$\gamma_m(R_{\text{вх}oy}) = \frac{dR_{\text{вх}oy}}{R_{\text{вх}oy}} \frac{1}{1 + \chi \cdot k_{oy}} \frac{R_3 + R_1 \parallel R_2}{R_3 + R_1 \parallel R_2 + R_{\text{вх}oy}}. \quad (1.16)$$

Общая мультипликативная погрешность с учётом всех влияющих факторов определяется как среднеквадратичная

$$\gamma_m = \sqrt{\gamma_m^2(R) + \gamma_m^2(k_{oy}) + \gamma_m^2(R_{\text{вх}oy})}. \quad (1.17)$$

Аддитивные погрешности УПТ приводят к появлению напряжения сдвига E_{co} на выходе ОУ. Это явление может быть вызвано наличием входных токов смещения и их разности, напряжения смещения нуля, а также температурным дрейфом этих величин.

Влияние напряжения смещения нуля и его температурного дрейфа оценим по эквивалентной схеме (рис.1.3).

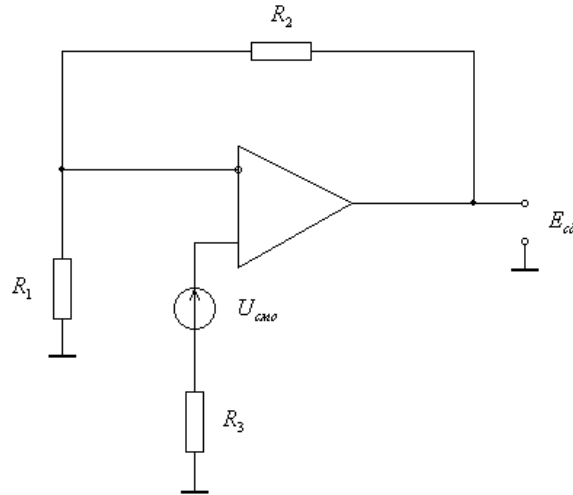


Рис.1.3. Эквивалентная схема для определения $E_{сд} = F(U_{см0})$

Для сигнала $U_{см0}$ схема представляет собой неинвертирующий УПТ и поэтому $E_{сд}$ определяется как

$$E_{сд} = U_{см0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right), \quad (1.18)$$

а приведённая погрешность, вызванная напряжением смещения нуля $\gamma_a(U_{см0})$, по формуле

$$\gamma_a(U_{см0}) = \frac{E_{сд}}{U_{вых}^{\pm \max}} = \frac{U_{см0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{k_{oc} U_{1\max}} = \frac{U_{см0} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)}{U_{1\max}}, \quad (1.19)$$

где $U_{вых}^{\pm \max} = k_{oc} U_{1\max}$ - наибольшее выходное напряжение, ограничивающее линейную часть амплитудной характеристики ОУ.

Погрешность $\gamma_a(U_{см0})$ обычно оказывается значительной, поэтому рекомендуется вводить схему коррекции нуля (балансировки ОУ) (рис. П1, П2). При настройке ОУ при нулевом входном сигнале с помощью подстроечного резистора R устанавливают $E_{сд} = 0$.

Однако при этом остаётся погрешность $\gamma_a(\Delta U_{см0})$ от температурного дрейфа напряжения смещения нуля $\Delta U_{см0}$:

$$\Delta U_{см0} = \frac{dU_{см0}}{dT} (T_{\max} - T_{\min}),$$

которая определяется выражением

$$\gamma_a(\Delta U_{см0}) = \frac{\Delta U_{см0}}{U_{1\max}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (1.20)$$

Влияние входных токов смещения, разности входных токов смещения и их дрейфа определим, воспользовавшись эквивалентной схемой (рис 1.4).

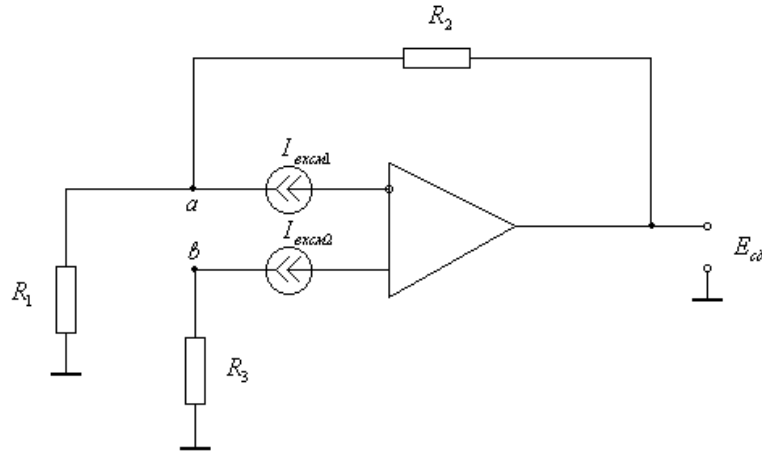


Рис.1.4. Эквивалентная схема для определения $E_{cd} = F(I_{вхсм1}, I_{вхсм2})$

Представим $I_{вхсм1}$ и $I_{вхсм2}$ в виде

$$I_{вхсм1} = I_{вхсм} + \frac{\Delta I_{вхсм}}{2}, \quad (1.21)$$

$$I_{вхсм2} = I_{вхсм} - \frac{\Delta I_{вхсм}}{2}, \quad (1.22)$$

где $I_{вхсм}$ - среднее значение входных токов смещения;

$\Delta I_{вхсм}$ - разность входных токов смещения.

Напряжение $U_{ав}$ между входами ОУ можно найти по эквивалентной схеме (рис. 1.4)

$$U_{ав} = I_{вхсм1}(R_1 \parallel R_2) - I_{вхсм2}R_3, \quad (1.23)$$

а с учётом (1.21) и (1.22)

$$U_{ав} = I_{вхсм}(R_1 \parallel R_2 - R_3) + \frac{\Delta I_{вхсм}}{2}(R_1 \parallel R_2 + R_3).$$

Из последнего выражения видно, что при выполнении равенства

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

первое слагаемое выражения (1.23) обращается в нуль, т.е. от влияния одинаковых входных токов смещения можно освободиться. Второе слагаемое отражает влияние разности входных токов смещения, которое приводит к появлению напряжений сдвига

$$E_{cd} = \Delta I_{вхсм} R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \Delta I_{вхсм} R_2 \quad (1.24)$$

и погрешности, обусловленной наличием разности входных токов $\gamma(\Delta I_{вхсм})$:

$$\gamma_a(\Delta I_{вхсм}) = \frac{E_{cd}}{U_{1\max} k_{oc}} = \frac{\Delta I_{вхсм}}{U_{1\max}} R_1. \quad (1.25)$$

Напряжение сдвига E_{cd} и погрешность $\gamma_m(\Delta I_{вхсм})$ можно привести к нулю при коррекции нуля ОУ.

Остаётся погрешность $\gamma(d\Delta I_{вхсм})$ от дрейфа разности входных токов смещения

$$\gamma_a(d\Delta I_{\text{вхсм}}) = \frac{d\Delta I_{\text{вхсм}} R_1}{U_{1\text{max}}}, \quad (1.26)$$

где $d\Delta I_{\text{вхсм}} = \left(\frac{d\Delta I_{\text{вхсм}}}{dT} \right) (T_{\text{max}} - T_{\text{min}})$.

Нестабильность напряжения питания ОУ является причиной напряжения сдвига, а следовательно, и аддитивной погрешности

$$E_{\text{сд}} = K_{\Pi} \Delta E_{\Pi} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right),$$

$$\gamma_a(\Delta E_{\Pi}) = \frac{K_{\Pi} \Delta E_{\Pi} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{U_{1\text{max}} k_{\text{oc}}} = \frac{K_{\Pi} \Delta E_{\Pi} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)}{U_{1\text{max}}}, \quad (1.27)$$

где ΔE_{Π} - изменение напряжений питания ОУ, зависит от стабильности источника питания. Можно принять $\Delta E_{\Pi} = 0.1 E_{\Pi}$, если источник питания не стабилизирован, или $0.01 E_{\Pi}$, если источник стабилизирован.

K_{Π} - коэффициент влияния напряжений питания.

Общая аддитивная погрешность оценивается как среднеквадратичная

$$\gamma_a = \sqrt{\gamma_a^2(\Delta U_{\text{смo}}) + \gamma_a^2(d\Delta I_{\text{вхсм}}) + \gamma_a^2(\Delta E_{\Pi})}. \quad (1.28)$$

Погрешность при известном входном сигнале U_1 , с учётом мультипликативной и аддитивной составляющих погрешности, определяется по двухзвенной формуле

$$\gamma = \gamma_m + \gamma_a \frac{U_{1\text{max}}}{U_1}. \quad (1.29)$$

К основным параметрам, характеризующим свойства усилителей, кроме коэффициента усиления с обратной связью k_{oc} , относятся входное сопротивление с обратной связью $R_{\text{вхос}}$ и выходное сопротивление с обратной связью $R_{\text{выхос}}$

$$R_{\text{вхос}} = \frac{U_1}{I_1} = R_1; \quad (1.30)$$

$$R_{\text{выхос}} = \frac{R_{\text{выхоу}}}{1 + \chi k_{\text{оу}}}, \quad (1.31)$$

где $\chi = \frac{R_1}{R_2}$ - коэффициент обратной связи.

Частотные параметры УПТ определяют по амплитудно-частотным характеристикам (рис. 1.5), которые строятся в логарифмическом масштабе в соответствии с уравнением

$$k_{\text{oc}} = 20 \lg k_{\text{oc}}(0) - 20 \lg \frac{f}{f_{\text{всoc}}}, \quad (1.32)$$

где $k_{oc}(0)$ - коэффициент усиления при нулевой частоте $k_{oc}(0) = \frac{R_2}{R_1}$,

$f_{всос}$ - частота верхнего среза, т.е. такая частота, при которой коэффициент усиления уменьшится в $\sqrt{2}$ раз от своего максимального значения

$$f_{всос} = \frac{f_1 R_1}{R_2} = f_1 \chi. \quad (1.33)$$

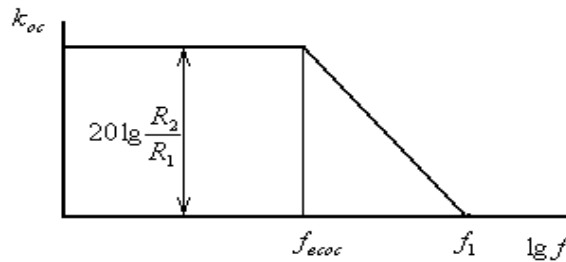


Рис.1.5. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика УПТ

1.2. Анализ неинвертирующего усилителя постоянного тока

В неинвертирующем УПТ (рис.1.6) реализована отрицательная обратная связь по напряжению с последовательным способом введения

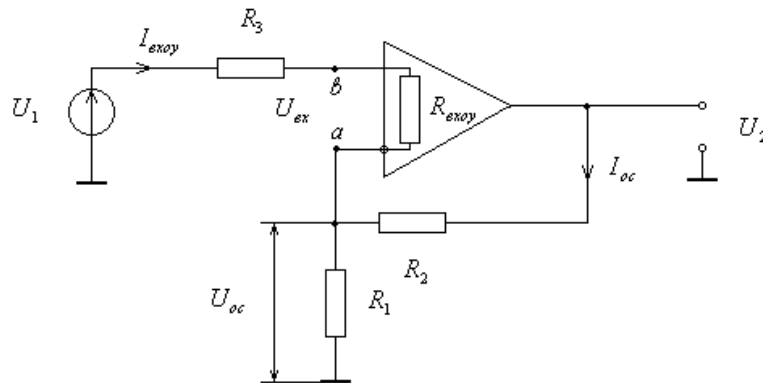


Рис. 1.6. Неинвертирующий УПТ

Напряжение обратной связи U_{oc} , являющееся частью выходного напряжения U_2 , формируется с помощью резисторов R_1 и R_2

$$U_{oc} = U_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (1.34)$$

Напряжение, подаваемое на вход ОУ $U_{вх}$ и входной ток ОУ $I_{вх_оу}$, определим для схемы (рис.1.6) как

$$U_{вх} = U_1 - I_{вх_оу} R_3 - U_{oc}, \quad (1.35)$$

$$I_{вх_оу} = \frac{U_{вх}}{R_{вх_оу}}, \quad (1.36)$$

$$U_{\text{ex}} = \frac{U_2}{k_{oy}}. \quad (1.37)$$

Решая совместно уравнения (1.34-1.37), найдем

$$k_{oc} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{k_{oy}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_{\text{exoy}}} + \frac{R_3}{R_{\text{exoy}}} + \frac{R_3 R_2}{R_1 R_{\text{exoy}}} \right)}. \quad (1.38)$$

В первом приближении для идеального ОУ ($k_{oy} \rightarrow \infty, R_{\text{exoy}} \rightarrow \infty$)

$$k_{oc} = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad (1.39)$$

$$U_{\text{ex}} = 0; I_{\text{exoy}} = 0.$$

Мультипликативные составляющие погрешности при неинвертирующем включении определяются практически теми же формулами, что и для инвертирующего включения.

Влияние изменения резисторов R_1 и R_2 , образующих ОС, оценивается выражением

$$\begin{aligned} \gamma_m(R) &= \frac{dk_{oc}}{k_{oc}} = \frac{dR_1}{R_1} \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} - \frac{dR_2}{R_2} \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \\ &= [\gamma(R_1) - \gamma(R_2)] \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1}}. \end{aligned} \quad (1.40)$$

Оценить погрешность $\gamma_m(R)$ при $\gamma(R_1) \approx \gamma(R_2)$ можно формулой

$$\gamma_m(R) = 0,1TKC(T_{\text{max}} - T_{\text{min}}) \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.41)$$

Погрешности, вызванные изменением коэффициента усиления ОУ и входного сопротивления $\gamma_m(k_{oc})$ и $\gamma_m(R_{\text{exoy}})$, определяются из выражений (1.15) и (1.16).

В неинвертирующей схеме сказывается влияние синфазного напряжения

$$U_{\text{синф}} = U_a = U_{\text{с}} = U_1, \text{ при } I_{\text{exoy}} = 0.$$

Коэффициент усиления схемы с учетом конечности коэффициента ослабления синфазного сигнала k_{occ} равен

$$k_{oc} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(1 + \frac{1}{k_{occ}} \right). \quad (1.42)$$

Коэффициент ослабления синфазного сигнала k_{occ} зависит от температуры

$$\frac{dk_{occ}}{k_{occ}} = \frac{dk_{occ}}{k_{occ}dT} (T_{\max} - T_{\min}), \quad (1.43)$$

что приводит к мультипликативной составляющей погрешности

$$\gamma_m(k_{occ}) = \frac{dk_{occ}}{k_{occ}} \frac{1}{k_{occ}}. \quad (1.44)$$

В справочниках по операционным усилителям k_{occ} дается в децибелах, при расчете следует перевести в относительные единицы

Общая мультипликативная погрешность с учётом всех факторов оценивается как среднеквадратичная

$$\gamma_m = \sqrt{\gamma_m^2(R) + \gamma_m^2(k_{oy}) + \gamma_m^2(R_{exoy}) + \gamma_m^2(k_{occ})}. \quad (1.45)$$

Аддитивные составляющие погрешности определяются по тем же формулам, что и для неинвертирующего усилителя.

Основные параметры, характеризующие свойства неинвертирующего УПТ, определяются выражениями, справедливыми для ООС по напряжению с последовательным способом введения:

$$k_{oc} = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad (1.46)$$

$$R_{exoc} = R_{exoy} (1 + \chi k_{oy}), \quad (1.47)$$

$$R_{выхос} = \frac{R_{выхоу}}{1 + k_{oy} \chi}, \quad (1.48)$$

где $\chi = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$

Амплитудно-частотная характеристика строится так же, как и для инвертирующего УПТ.

1.3. Методические указания к расчету усилителей постоянного тока на основе ОУ

Исходными данными для расчета являются схема включения, тип ОУ, коэффициент усиления с обратной связью k_{oc} , рабочий диапазон температур $T_{\min} \dots T_{\max}$, сопротивление источника входного сигнала R_{Γ} .

Расчет заключается в выборе элементов схемы, в определении свойств УПТ, а также в оценке погрешностей усилителя.

Коэффициент усиления с обратной связью k_{oc} инвертирующего УПТ определяется соотношением резисторов R_1 и R_2 , причем номинальные значения резисторов могут изменяться в широких пределах. Однако резистор R_1 определяет входное сопротивление УПТ, и для уменьшения влияния усилителя на источник сигнала значение резистора R_1 должно удовлетворять неравенству

$$R_1 = R_{exoc} > R_{\Gamma}, \quad (1.49)$$

где R_{Γ} - сопротивление источника сигнала.

Значение резистора R_2 выбирается из неравенства

$$R_2 < R_{\text{exoy}}, \quad (1.50)$$

для уменьшения влияния R_{exoy} на коэффициент усиления УПТ (см. выражение (1.10)), следовательно,

$$R_1 = \frac{R_2}{k_{\text{oc}}} < \frac{R_{\text{exoy}}}{k_{\text{oc}}}. \quad (1.51)$$

Для уточнения значений R_1 и R_2 рассмотрим выражения (1.20) и (1.26) и заметим, что погрешность $\gamma(\Delta U_{\text{cmo}})$ определяется свойствами только ОУ, а погрешность $\gamma_a(d\Delta I_{\text{вхсм}})$ зависит от резистора R_1 . Значение резистора R_1 выбирают так, чтобы выполнялось неравенство

$$\gamma_a(d\Delta I_{\text{вхсм}}) \leq \gamma_a(\Delta U_{\text{cmo}}). \quad (1.52)$$

Из последнего неравенства следует

$$R_1 \leq \frac{\Delta U_{\text{cmo}}}{d\Delta I_{\text{вхсм}}} \left(\frac{1}{k_{\text{oc}}} + 1 \right), \quad (1.53)$$

$$R_2 \leq \frac{\Delta U_{\text{cmo}}}{d\Delta I_{\text{вхсм}}} (1 + k_{\text{oc}}). \quad (1.54)$$

Рекомендуется определить значение резистора R_2 из выражения (1.54), но выбрать его следует не более 1МОм, т.к. при больших значениях R_2 начинает сказываться сопротивление изоляции между выводами резистора на печатной плате, которое зависит от чистоты поверхности, влажности, температуры и свойств защитного лака. Номинальное значение резистора выбирается в соответствии с рядами E12 или E24.

Затем рассчитывается и выбирается значение резистора R_1 :

$$R_1 = \frac{R_2}{k_{\text{oc}}}.$$

После расчета элементов R_1 и R_2 производится проверка выполнения неравенств (1.49) и (1.50).

Расчет и выбор элементов неинвертирующего УПТ производится так же, как и в инвертирующей схеме. Следует учесть, что входное сопротивление схемы $R_{\text{вхос}}$ для неинвертирующей схемы очень большое и не зависит от R_1 , поэтому R_1 может быть меньше $R_{\text{г}}$. Значение резистора R_3 определяют из условия уменьшения влияния входных токов смещения

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

После расчета и выбора элементов необходимо оценить мультипликативные и аддитивные составляющие погрешности усилителя, оценить $k_{\text{ос}}$, $R_{\text{вхос}}$, $R_{\text{выхос}}$, построить логарифмическую амплитудно-частотную характеристику усилителя.

2. Расчёт и проектирование усилителей с ёмкостной связью

В некоторых случаях усиливаемый сигнал содержит переменную и постоянную составляющие, причём информативной является только переменная составляющая на фоне значительной постоянной. Усилить переменную составляющую с помощью УПТ невозможно, т.к. усилитель окажется в насыщении под действием постоянной составляющей сигнала. Для устранения постоянной составляющей между источником сигнала и входом усилителя включают разделительный конденсатор.

Возможны инвертирующая (рис.2.1) и неинвертирующая (рис.2.4) схемы включения ОУ.

2.1. Анализ инвертирующей схемы с ёмкостной обратной связью

Коэффициент усиления с обратной связью k_{oc} для схемы, приведенной на рис.2.1, будет носить комплексный характер и в области низких частот определяться выражением

$$\dot{k}_{oc}(нч) = -\frac{z_2}{z_1} = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_1}}. \quad (2.1)$$

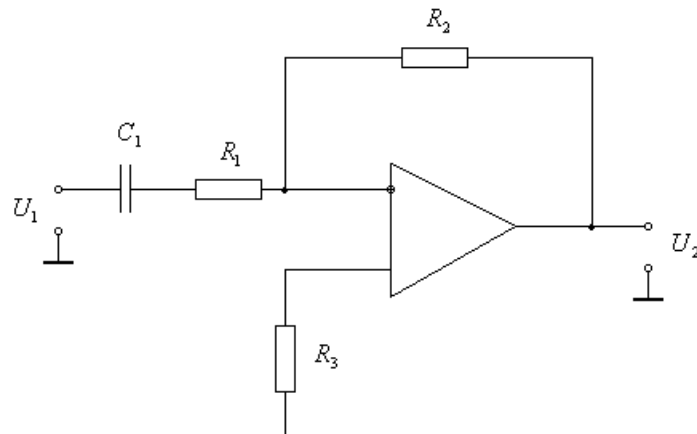


Рис.2.1. Инвертирующий усилитель с ёмкостной связью

Модуль $|\dot{k}_{oc}|$ зависит от частоты и постоянной времени входной цепи в области низких частот $\tau_n = R_1 C_1$

$$| \dot{k}_{oc}(нч) | = \frac{k_{oc}(сч)}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi f \tau_n} \right)^2}}, \quad (2.2)$$

где $k_{oc}(сч) = \frac{R_2}{R_1}$ - коэффициент усиления в области средних частот.

Эту зависимость называют амплитудно-частотной характеристикой, её строят в логарифмическом масштабе (рис.2.2) для области низких частот по уравнению

$$k_{oc}(нч) = 20 \lg k_{oc}(сч) - 20 \lg \sqrt{1 + \left(\frac{f_{нс}}{f}\right)^2}, \quad (2.3)$$

где $f_{нс} = \frac{1}{2\pi\tau_n}$ - частота нижнего среза.

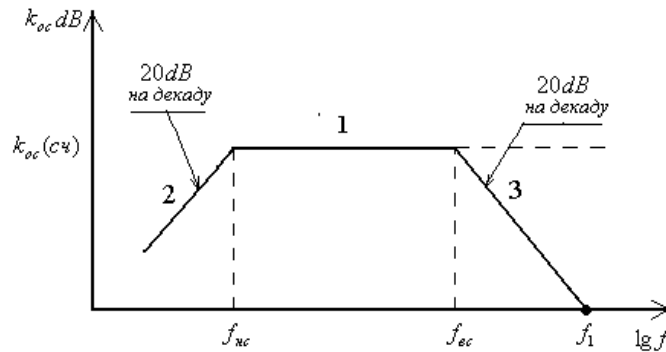


Рис. 2.2. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика инвертирующего усилителя с ёмкостной связью

Для удобства построения амплитудно-частотную характеристику (ЛАЧХ) аппроксимируют двумя прямыми:

первая (рис. 2.2) - участок 1, при $f \gg f_{нс} = \frac{1}{2\pi\tau_n}$

$$k_{oc}(сч)dB = 20 \lg k_{oc}(сч); \quad (2.4)$$

вторая - участок 2, при $f \ll f_{нс}$

$$k_{oc}(нч)dB = 20 \lg k_{oc} - 20 \lg \frac{f_{нс}}{f}. \quad (2.5)$$

Точке пересечения этих прямых будет соответствовать частота $f = f_{нс}$.

В области высоких частот $|k_{oc}| = F(f)$ зависит от частотных свойств

операционного усилителя и определяется выражением

$$k_{oc}(вч) = 20 \lg k_{oc}(сч) - 20 \lg \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{вс}}\right)^2}}, \quad (2.6)$$

где $f_{вс} = \frac{f_1}{k_{oc}(сч)}$ - частота верхнего среза,

f_1 - частота единичного усиления.

При $f \gg f_{вс}$ выражение (2.6) упрощается и принимает вид

$$k_{oc}(вч)dB = 20 \lg k_{oc}(сч) - 20 \lg \frac{f}{f_{вс}} \quad (2.7)$$

Этому выражению соответствует участок 3 на рис. 2.2.

К основным частотным параметрам для широкополосных усилителей относятся коэффициенты частотных искажений в области низких частот M_n :

$$M_H = \frac{|k_{oc}(c\mu)|}{|k_{oc}(н\mu)|} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi f \tau_H} \right)^2} \quad (2.8)$$

и коэффициенты частотных искажений в области высоких M_ϵ :

$$M_\epsilon = \frac{k_{oc}(c\mu)}{k_{oc}(в\mu)} = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_1} k_{oc}(c\mu) \right)^2}. \quad (2.9)$$

Входное и выходное сопротивления усилителя с ёмкостной связью определяется в области средних частот по выражениям (1.30) и (1.31).

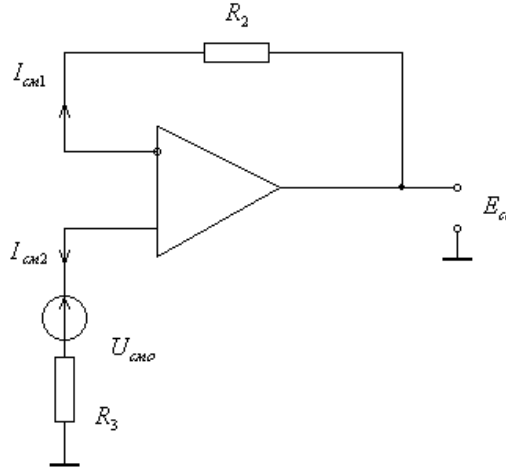


Рис. 2.3. Эквивалентная схема по постоянному току усилителя с ёмкостной связью

Постоянное напряжение E_{cd} на выходе ОУ ограничивает динамический диапазон усиливаемого сигнала; если E_{cd} более $0,1U_{вых\max}$, то вводят схему коррекции нуля ОУ, при меньших значениях можно сэкономить на подстроечном резисторе. Напряжение сдвига определим из эквивалентной схемы (рис.2.3)

$$E_{cd} = \pm U_{cmo} + I_{вхсм1}R_2 - I_{вхсм2}R_3.$$

Для уменьшения E_{cd} обычно выбирают $R_2 = R_3$, тогда при $I_{вхсм1} \approx I_{вхсм2}$

$$E_{cd} = \pm U_{cmo} + \Delta I_{вхсм} R_2 \approx \pm U_{cmo}. \quad (2.10)$$

2.2. Анализ неинвертирующего усилителя с ёмкостной связью

В схему неинвертирующего усилителя с ёмкостной связью (рис. 2.4) входят: разделительный конденсатор C_3 ; резистор R_3 , который создаёт путь для протекания входного тока смещения $I_{вхсм2}$; резисторы R_1 и R_2 , которые задают коэффициент усиления $k_{oc}(c\mu)$, и конденсатор C_1 , который служит для уменьшения напряжения сдвига E_{cd} .

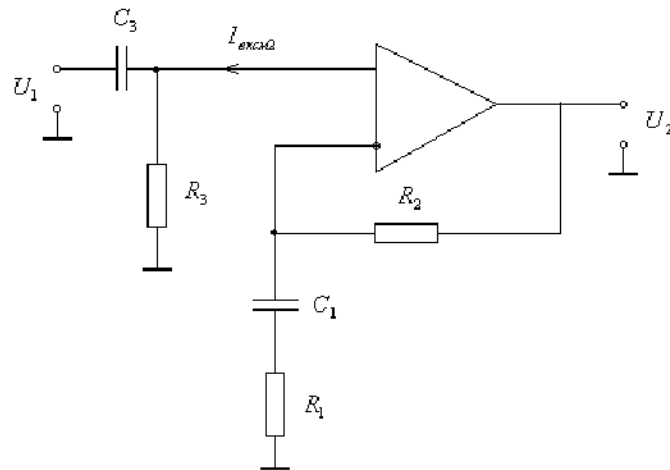


Рис. 2.4. Неинвертирующий усилитель с ёмкостной связью

Напряжение сдвига без конденсатора C_1 определяется по эквивалентной схеме (рис. 2.5,а) выражением

$$E_{сд} = \pm U_{см0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \left(I_{вхсм2} R_3 - I_{вхсм1} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (2.11)$$

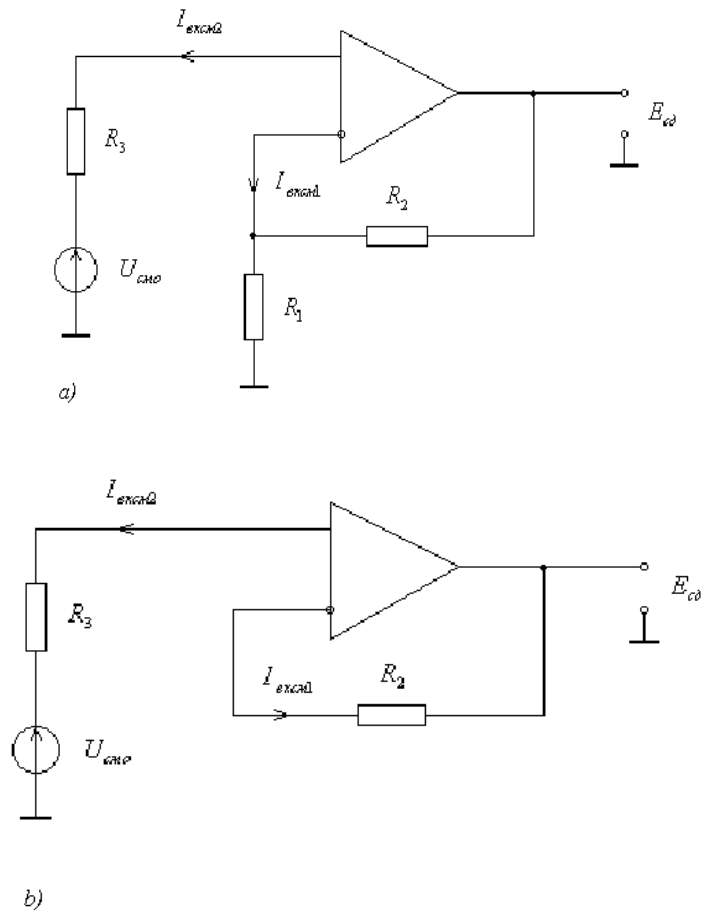


Рис. 2.5. Эквивалентная схема по постоянному току:
а - без конденсатора C_1 , б - с конденсатором C_1

Если даже для уменьшения $E_{сд}$ выбрать $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$, то напряжение сдвига может оставаться весьма существенным:

$$E_{сд} \approx \pm U_{смo} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (2.12)$$

Для уменьшения $E_{сд}$ последовательно с резистором R_1 включают конденсатор C_1 . Эквивалентная схема по постоянному току приобретает вид, как показано на рис.2.5,b.

Выражение для $E_{сд}$ можно получить в виде $E_{сд} = \pm U_{смo} + I_{вхсм1} R_1 - I_{вхсм2} R_2$, а при $R_2 = R_3$

$$E_{сд} \approx \pm U_{смo}. \quad (2.13)$$

Коэффициент усиления с обратной связью неинвертирующего усилителя k_{oc} находится как

$$k_{oc} = \frac{R_3}{R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \right),$$

где первый сомножитель определяет коэффициент деления делителя, образованного конденсатором C_3 и резистором R_3 , а второй сомножитель определяет коэффициент усиления сигнала после делителя.

Модуль коэффициента усиления после преобразований получим в следующем виде:

$$\left| k_{oc} \right| = k_{oc}(сч) \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{нс3}}{f} \right)^2}} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{нс1}}{f} \right)^2}}, \quad (2.14)$$

где

$$f_{нс3} = \frac{1}{2\pi C_3 R_3}; \quad (2.15)$$

$$f_{нс1} = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}; \quad (2.16)$$

$$k_{oc}(сч) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (2.17)$$

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика неинвертирующего усилителя показана на рис. 2.6.

Для области средних частот $f \gg f_{нс1} > f_{нс3}$ ЛАЧХ описывается уравнением

$$k_{oc} dB = 20 \lg k_{oc}(сч),$$

которому соответствует участок 1 (рис. 2.6).

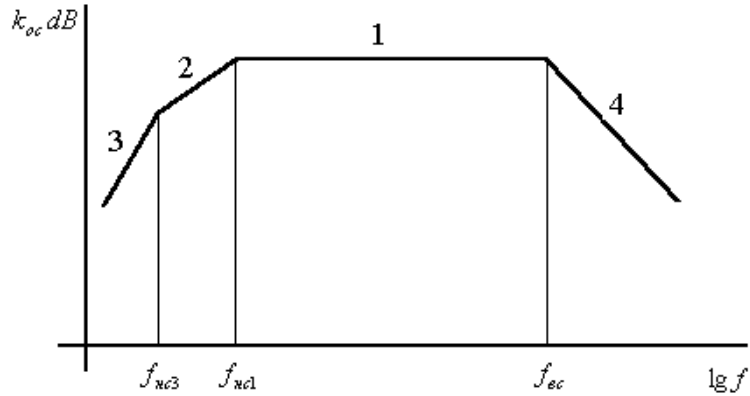


Рис.2.6. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика неинвертирующего усилителя с ёмкостной связью

Область низких частот аппроксимируется участками 2 и 3. Участок 2 для области частот $f_{нс3} < f < f_{нс1}$ описывается уравнением

$$k_{oc} dB = 20 \lg k_{oc}(сч) - 20 \lg \frac{f_{нс1}}{f}$$

и имеет наклон $20 dB$ на декаду.

Участок 3 для области частот $f < f_{нс1} < f_{нс3}$ описывается уравнением

$$k_{oc} dB = 20 \lg k_{oc}(сч) - 20 \lg \frac{f_{нс1}}{f} - 20 \lg \frac{f_{нс3}}{f}$$

и имеет наклон $40 dB$ на декаду.

В области высоких частот логарифмическая амплитудно-частотная характеристика строится так же, как для неинвертирующего усилителя (участок 4).

Выходное сопротивление неинвертирующего усилителя с ёмкостной связью в области средних частот определяется выражением (1.48).

Входное сопротивление равно параллельному соединению резистора R_3 и входного сопротивления неинвертирующего каскада (1.47), которое много больше R_3 . Следовательно, $R_{вхос} \approx R_3$.

Коэффициент частотных искажений в области низких частот

$$M_n = \frac{k_{oc}(сч)}{k_{oc}(нч)} = \sqrt{1 + \left(\frac{f_{нс3}}{f}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{f_{нс1}}{f}\right)^2}, \quad (2.18)$$

как видно из (2.16) и (2.17), зависит от ёмкости конденсаторов C_1 и C_2 .

2.3. Методические указания к расчёту усилителей с ёмкостной связью

Исходными данными являются схемы включения, марка операционного усилителя, рабочая частота усилителя и соответствующий ей коэффициент частотных искажений M_n , коэффициент усиления в области средних частот $k_{oc}(сч)$, сопротивление источника входного сигнала $R_{Г}$.

Расчёт резистора R_2 производится из условий минимизации

напряжения сдвига $E_{сд}$, которое определяется выражением

$$E_{сд} = \Delta I_{вхсм} R_2 + U_{смo}. \quad (2.19)$$

Принимая, что $\Delta I_{вхсм} R_2 \leq U_{смo}$, найдём, что

$$R_2 \leq \frac{U_{смo}}{\Delta I_{вхсм}}.$$

Конкретные значения R_2 выбираются по таблице номинальных значений, в соответствии с рядом Е 12...Е 24, но не более 1МОм.

Для уменьшения влияния входных токов смещения $R_3 = R_2$.

Затем рассчитывается и выбирается резистор R_1 :

- для инвертирующего включения

$$R_1 = \frac{R_2}{k_{oc}(сч)}, \quad (2.20)$$

- для неинвертирующего включения

$$R_1 = \frac{R_2}{k_{oc}(сч)-1}. \quad (2.21)$$

Далее следует произвести проверку условий (1.49) для инвертирующей схемы и (1.50) для инвертирующей и неинвертирующей схем. Расчёт конденсатора C_1 в инвертирующей схеме производится по заданным значениям коэффициента частотных искажений в области низких частот M_n и соответствующей f_n . Из выражения (2.8) получим

$$\tau_n = \frac{1}{2\pi f_n \sqrt{M_n^2 - 1}}; \quad (2.22)$$

$$C_1 = \frac{\tau_n}{R_1}. \quad (2.23)$$

Расчёт конденсаторов C_1 и C_3 в неинвертирующей схеме производится по заданным M_n и f_n , при условии, что $\tau_1 = \tau_3 = \tau_n$; из выражения (2.16) получим

$$\tau_n = \frac{1}{2\pi f_n \sqrt{M_n^2 - 1}}; \quad (2.24)$$

$$C_1 = \frac{\tau_n}{R_1}, \quad (2.25)$$

$$C_3 = \frac{\tau_n}{R_3}. \quad (2.26)$$

Рекомендуется выбирать конденсаторы из широко применяемых типов с керамическим диэлектриком КМЗ... КМ6, КМ10.

После расчета и выбора элементов необходимо определить основные показатели усилителя $k_{сч}$, $R_{вхос}$, $R_{выхос}$, $f_{нс1}$, $f_{нс3}$, $f_{вс}$ и построить ЛАЧХ.

3. Расчёт и проектирование мультивибраторов на основе ОУ

Мультивибратор преобразует постоянное напряжение источника питания в периодическую последовательность импульсов прямоугольной формы с заданными параметрами (амплитудой, длительностью, частотой следования и скважностью).

Мультивибратор в большинстве случаев выполняет функцию задающего генератора, формирующего запускающие входные импульсы для последующих узлов в системах импульсного действия.

3.1. Анализ схемы мультивибратора на основе ОУ

Мультивибратор (рис. 3.1) состоит из хронизирующей цепи (резистора R и конденсатора C), которая определяет временные параметры периодической последовательности прямоугольных импульсов и триггера Шмидта, представляющего собой операционный усилитель, охваченный положительной обратной связью через резисторы R_1 и R_2 .

Триггер Шмидта может находиться в двух устойчивых состояниях, напряжения на выходе принимают значения $U_{вых\ max}^+$ и $U_{вых\ max}^-$. На неинвертирующем входе формируется напряжение обратной связи U_{oc} , которое может принимать также два значения: U_{oc}^+ - называют напряжением срабатывания U_{cp} , а U_{oc}^- - напряжением отпускания U_{omn} .

$$U_{oc}^+ = U_{cp} = \frac{U_{вых\ max}^+ R_1}{R_1 + R_2}; \quad (3.1)$$

$$U_{oc}^- = U_{omn} = \frac{U_{вых\ max}^- R_1}{R_1 + R_2}. \quad (3.2)$$

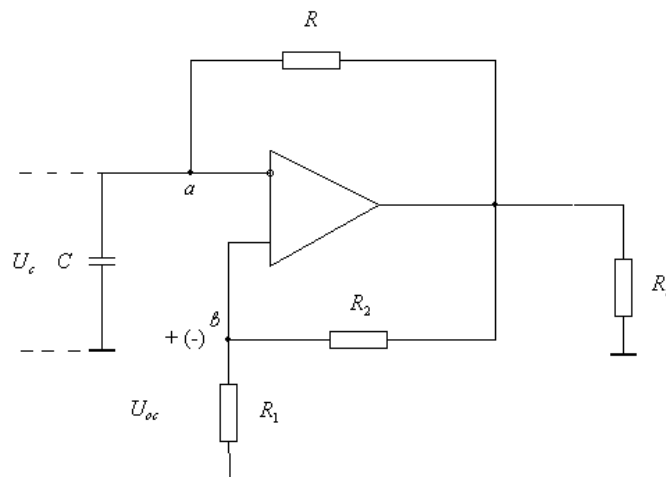


Рис. 3.1. Схема симметричного мультивибратора

При включении питания ОУ напряжение на выходе принимает одно из значений $U_{\text{вых max}}^+$ или $U_{\text{вых max}}^-$, под действием которого через резистор R конденсатор C заряжается. Процесс заряда описывается уравнением

$$RC \frac{du_c}{dt} + u_c = E, \quad (3.3)$$

решение которого имеет вид

$$u_c(t) = U_c(\infty) - [U_c(\infty) - U_c(0)]e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (3.4)$$

где $U_c(\infty)$ - напряжение на конденсаторе при $t = \infty$;

$U_c(0)$ - напряжение на конденсаторе при $t = 0$;

$\tau = RC$ - постоянная времени цепи заряда.

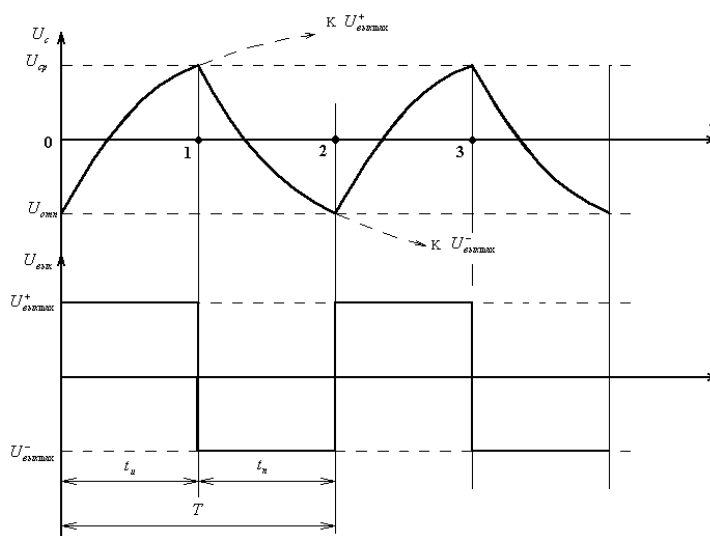


Рис.3.2. Временная диаграмма работы мультивибратора

В соответствии с временной диаграммой работы мультивибратора (рис. 3.2) на интервале $t_0 - t_1$ происходит заряд конденсатора, справа от точки 1 напряжение $U_c > U_{ср}$, т.е. $U_c > U_{ос}^+$, и напряжение на инвертирующем входе $U_{ав} > 0$, следовательно, напряжение на выходе принимает значение $U_{\text{вых max}}^-$. Причём переключение ОУ за счёт ПОС происходит с большой скоростью. На интервале $t_1 - t_2$ напряжение на конденсаторе изменяется под действием отрицательного напряжения $U_{\text{вых max}}^-$, приложенного к RC цепи. Этот процесс продолжается до точки 2, в которой $U_c < U_{омн}$ и напряжение на инвертирующем входе $U_{ав} < 0$, следовательно, напряжение на выходе примет значения $U_{\text{вых max}}^+$. Далее процессы заряда и разряда конденсатора продолжаются аналогичным образом. В результате на выходе мультивибратора формируются импульсы прямоугольной формы длительностью t_u , с паузой t_n и периодом следования T . Для определения t_u воспользуемся уравнением (3.4), в котором, как видно из временной диаграммы (рис.3.2),

$$U_c(0) = U_{omn} = \frac{U_{блх\max}^- R_1}{R_1 + R_2};$$

$$U_c(\infty) = U_{блх\max}^+;$$

$$U_c(t_u) = U_{cp} = \frac{U_{блх\max}^+ R_1}{R_1 + R_2};$$

$$t = t_u; \tau_u = RC.$$

Разрешая это уравнение относительно t_u , получим

$$t_u = \tau_u \ln \left(1 + \left(1 + \left| \frac{U_{блх\max}^-}{U_{блх\max}^+} \right| \right) \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (3.5)$$

Для определения t_n , поступая аналогично, получим

$$t_n = \tau_n \ln \left(1 + \left(1 + \left| \frac{U_{блх\max}^+}{U_{блх\max}^-} \right| \right) \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (3.6)$$

Если $U_{блх\max}^+ = |U_{блх\max}^-|$ и $\tau_u = \tau_n = \tau$,

$$t_u = t_n = \tau \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (3.7)$$

Мультивибратор, у которого $t_u = t_n$, а скважность $q = T/t_u = 2$, называют симметричным.

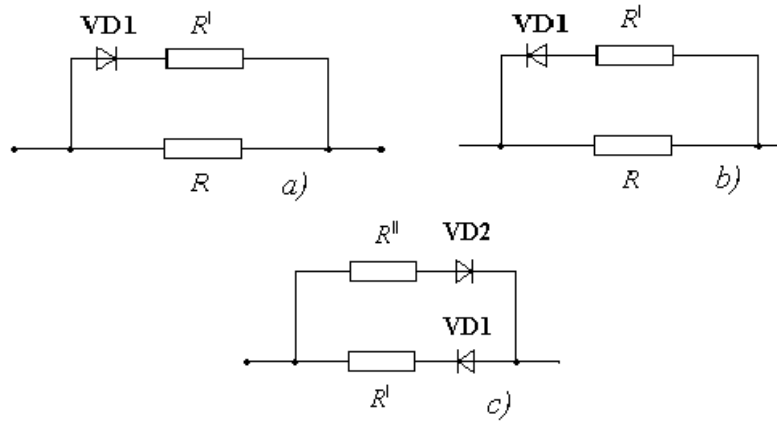


Рис.3.3. Варианты цепей заряда храниющего конденсатора несимметричного мультивибратора:

а - $t_u > t_n$, б - $t_u < t_n$, в – универсальный

Для получения скважности $q \neq 2$ заряд конденсатора C производят по цепям, варианты которых показаны на рис.3.3 а, б, в.

Поскольку сопротивление в цепи заряда конденсатора зависит от направления тока, то для цепи а

$$\tau_u = CR, \tau_n = C(R \parallel R'), \quad (3.8)$$

для цепи б

$$\tau_u = C(R \parallel R'), \tau_n = CR, \quad (3.9)$$

для цепи с

$$\tau_u = CR', \quad \tau_n = CR''. \quad (3.10)$$

Временная нестабильность генератора γ_t определяется, в основном, постоянством параметров хронизирующей цепи

$$\gamma_t = \frac{\Delta T}{T} = \gamma_R + \gamma_C, \quad (3.11)$$

где γ_R – относительное изменение сопротивления резистора, которое зависит от температуры

$$\gamma_R = TKC(T_{\max} - T_{\min}); \quad (3.12)$$

γ_C – относительное изменение ёмкости конденсатора

$$\gamma_C = TKE(T_{\max} - T_{\min}). \quad (3.13)$$

При расчете схемы следует соблюдать условия ограничения по предельным режимам работы операционного усилителя. Так дифференциальное и синфазное напряжения не должны превосходить допустимые значения

$$U_{\text{диф}} < U_{\text{дифдоп}},$$

$$U_{\text{синф}} < U_{\text{синфдоп}}.$$

Дифференциальное напряжение $U_{\text{диф}}$ принимает наибольшее значение справа от точки 1, т.е. после переключения ОУ

$$U_{\text{диф}} = U_{\text{ав}} = U_{\text{ср}} - U_{\text{отп}} = \frac{(U_{\text{вых max}}^+ + |U_{\text{вых max}}^-|)R_1}{R_1 + R_2}.$$

Если учесть, что ОУ не нагружен, то

$$U_{\text{вых max}}^+ \rightarrow E_{\text{П1}};$$

$$U_{\text{вых max}}^- \rightarrow E_{\text{П2}}.$$

Отсюда следует, что при выборе резисторов R_1 и R_2 следует соблюдать неравенство

$$\frac{(E_{\text{П1}} + E_{\text{П2}})R_1}{R_1 + R_2} < U_{\text{дифдоп}}. \quad (3.14)$$

Синфазное напряжение $U_{\text{синф}}$ принимает наибольшее значение слева от точки 1, т.е. до переключения ОУ

$$U_{\text{синф}} = U_{\text{ср}} = \frac{U_{\text{вых max}}^+ R_1}{R_1 + R_2} = \frac{E_{\text{П1}} R_1}{R_1 + R_2} < U_{\text{синфдоп}}. \quad (3.15)$$

Выбор значений сопротивлений R , R_1 , R_2 в схеме производят с учетом максимально допустимого тока $I_{\text{вых max}}$ операционного усилителя

$$I_{\text{вых max}} = \frac{U_{\text{вых max}}^\pm}{R_{\text{н min}}}.$$

Выходной ток ОУ образуется из трёх составляющих: тока нагрузки $U_{\text{вых max}}^\pm / R_{\text{н}}$, тока обратной связи $U_{\text{вых max}}^\pm / (R_1 + R_2)$ и тока заряда ёмкости

$(U_{cp} + |U_{блх\max}^-|)/R$, который максимален в момент переключения ОУ

Если учесть, что $U_{блх\max}^+ = |U_{блх\max}^-| \rightarrow E_n$, то

$$E_{II} \left(\frac{1}{R_H} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}}{R} \right) < I_{блх\max}. \quad (3.16)$$

В случае несимметричного мультивибратора это условие должно выполняться для наименьшего сопротивления зарядной цепи.

3.2. Методика расчета мультивибратора

Исходные данные для расчета: тип ОУ, рабочий диапазон температур $T_{\max} - T_{\min}$, длительность импульса t_u и длительность паузы t_n .

Следует рассчитать значения пассивных элементов схемы и выбрать их по выпускаемой промышленной номенклатуре, также проверить режим работы ОУ и убедиться в работоспособности схемы.

Последовательность расчета:

1. Выбирают резистор R_2 порядка 10 кОм, чтобы не нагружать ОУ. Рассчитывают значение R_1 по неравенствам (3.14) и (3.15) и выбирают
2. наименьшее по таблице номинальных значений.
3. Определяют τ_u и τ_n из уравнений (3.5) и (3.6). В зависимости от соотношений t_u и t_n выбирают вариант цепи заряда а, б или с.
4. Выбирают значение резистора R , близкое к максимальному значению для данного типа резисторов. Рекомендуется выбирать термостабильные резисторы С2-13 или С2-29 порядка 1 МОм.
5. Ёмкость конденсатора C рассчитывают по наибольшей длительности τ_u или τ_n . Для выбора рекомендуются конденсаторы керамические монолитные КМЗ...К10-52.
6. Определяют температурную нестабильность γ_t .
7. Проверяют работоспособность по выражению (3.16).

4. Задание по курсовому проектированию

Вариант задания студентов для очной формы обучения определяется по номеру в списке группы, а заочной формы обучения - по сумме последних цифр в номере зачётной книжки.

Это число N необходимо представить в двоичном виде

$$N = a_4 \cdot 2^4 + a_3 \cdot 2^3 + a_2 \cdot 2^2 + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0$$

Коэффициенты a_i могут принимать значения «0» или «1». После определения коэффициентов вариант выбирается по табл. 4.1.

4.1. Рассчитать усилитель постоянного тока

По исходным данным рассчитать и выбрать элементы схемы.

Определить основные параметры: коэффициент усиления с обратной связью, входное и выходное сопротивления схемы и построить логарифмическую амплитудно-частотную характеристику.

Вычислить мультипликативные и аддитивные составляющие погрешности.

Таблица 4.1

Марка операционного усилителя	a_0	0	14ОУД7
		1	14ОУД8
Схема включения	a_1	0	инвертирующая
		1	неинвертирующая
Сомножитель m	a_2	0	0,5
		1	1
Сомножитель A	a_3	0	50
		1	80
Температурный диапазон $T_{\min} \dots T_{\max}, \text{C}$	a_4	0	минус 50...+50
		1	минус 30...+10

Коэффициент усиления с обратной связью $k_{oc} = m \cdot A$.

$$R_{\Gamma} = 1 \text{ кОм.}$$

4.2. Рассчитать усилитель с ёмкостной связью

Рассчитать и выбрать элементы схемы.

Определить основные параметры: коэффициент усиления с обратной связью, входное и выходное сопротивление, полосу пропускания, построить логарифмическую амплитудно-частотную характеристику.

Таблица 4. 2.

Марка операционного усилителя	a_0	0	14ОУД8
		1	14ОУД7
Схема включения	a_1	0	инвертирующая
		1	неинвертирующая
Коэффициент частотных искажений M_n	a_2	0	1,2
		1	1,1
Нижняя рабочая частота f_n , Гц	a_3	0	20
		1	80
Коэффициент усиления с обратной связью для средних частот K_{oc} (сч)	a_4	0	50
		1	120

4.3. Рассчитать мультивибратор

Рассчитать и выбрать элементы схемы.

Определить длительность импульса и длительность паузы при выбранных элементах схемы. Рассчитать температурную стабильность.

Таблица 4. 3.

Марка операционного усилителя	a_0	0	14ОУД7
		1	14ОУД8
Длительность импульса t_u , мс	a_1	0	20
		1	2
Длительность t , мс	a_2	0	1
		1	10
Сомножитель А	a_3	0	0.5
		1	2
Температурный диапазон $T_{\max} \dots T_{\min}$, °С	a_4	0	минус 50...+50
		1	минус 30...+10

Длительность паузы определяется как $t_n = A \cdot t$; $R_n = 5$ кОм.

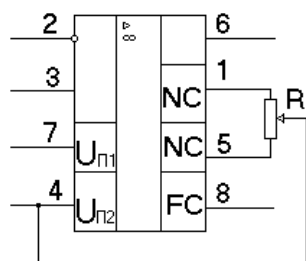
5. Требования к выполнению и содержанию расчётно-пояснительной записки

Расчётно-пояснительная записка должна содержать принципиальную схему устройства, теоретическое описание его работы и расчётную часть. Графическая часть выполняется на формате А4 с соблюдением норм ЕСКД.

Список рекомендуемой литературы

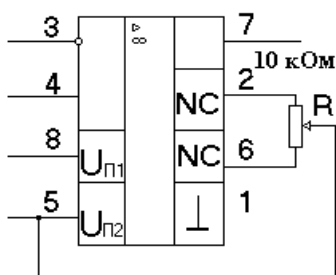
1. Прянишников В.А. Электроника: Курс лекций. –СПб.:Корона принт, 2004.
2. Лачин В.И. Савелов Н.С. Электроника: Учебное пособие –Ростов н/Д; изд-во «Феникс», 2004.
3. Латышев Л.Н. Основы электроники: курс лекций. – Уфа: Изд-во «Реактив», 2008.

Приложение



- 1,5 – Баланс
- 2 – Инвертирующий вход
- 3 – Неинвертирующий вход
- 4 – Питание (-)
- 6 – Выход
- 7 – Питание (+)
- 8 – Частотная коррекция

Рис.П1. Условное обозначение ОУ 140УД7



- 1 – Корпус
- 2,6 – Баланс
- 3 – Инвертирующий
- 4 – Неинвертирующий вход
- 5 – Питание (-)
- 7 – Выход
- 8 – Питание (+)

Рис.П2. Условное обозначение ОУ 140УД8

Параметры операционных усилителей

Параметр	Размерность	Обозначение	140УД7	140УД8
Напряжение питания	В	$E_{п1}, E_{п2}$	15	15
Ток питания при холостом ходе	мА	$I_{п}$	2,8	3
Дифференциальный коэффициент усиления	-	K_{oy}	50000	50000
Напряжение смещения нуля	мВ	$U_{см}$	5	50
Максимальное выходное напряжение (при $E_{п}=15$ В)	В	$U_{выхмах}^{\pm}$	10	11
Входной ток смещения	нА	$I_{вхм}$	200	0.2
Разность входных токов смещения	нА	$\Delta I_{вхсм}$	50	0.1
Входное сопротивление операционного усилителя	М Ом	$R_{вхоу}$	4	200
Выходное сопротивление операционного усилителя	Ом	$R_{выхоу}$	75	50
Частота единичного усиления	М Гц	f_1	1	0.8
Коэффициент ослабления синфазного сигнала	дВ	K_{occ}	70	70
Дрейф напряжения смещения нуля	мкВ/К	$dU_{смо}/dT$	6	50
Дрейф входного тока смещения	нА/К	$dI_{вхсм}/dT$	3	0.1
Дрейф разности входных токов смещения	нА/К	$d\Delta I_{вхсм}/dT$	0.4	0.1
Дрейф коэффициента усиления	1/К	$dK_{oy}/K_{oy}dT$	0.03	0.03
Дрейф коэффициента ослабления синфазного сигнала	1/К	$dK_{occ}/K_{occ}dT$	0.03	0.03
Дрейф входного сопротивления	1/К	$dR_{вхоу}/R_{вхоу}dT$	0.02	0.02
Коэффициент влияния изменения напряжения питания	мкВ/В	$K_{п}$	150	200
Максимально допустимое синфазное напряжение	В	$U_{синфдоп}$	15	10
Максимально допустимое дифференциальное напряжение	В	$U_{дифдоп}$	20	6
Минимальное сопротивление нагрузки	кОм	R_{min}	2	2

Сведения о конденсаторах и резисторах широкого применения

Сведения о резисторах широкого применения

Наиболее употребляемые ряды номинальных значений резисторов																								
E12	1		1,2		1,5		1,8		2,2		2,7		3,3		3,9		4,7		5,6		6,8		8,2	
E24	1	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2	2,2	2,4	2,7	3	3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1

Общие параметры резисторов

Тип резистора	Номинальная мощность, Вт	Размеры, мм				Масса, г, не более
		D	L	D	.l	
МЛТ	0,125	2,2	6	0,6	20	0,15
	0,25	3	7	0,6	20	0,25
	0,5	4,2	10,8	0,8	25	1
	1	6,6	13	0,8	25	2
	2	8,6	18,5	1	25	3,5
C2 - 29B	0,125	3,5	8	0,6	25	0,3
	0,25	4,5	11	0,8	25	1
	0,5	7,5	14	0,8	25	2

Номинальные мощности рассеяния, пределы номинальных сопротивлений и допускаемые отклонения от номинального сопротивления

Тип резистора	Номинальная мощность, Вт	Пределы номинальных сопротивлений, Ом	Допускаемые отклонения, %, ряд
МЛТ	0,125	$8,2 - 3,0 \cdot 10^6$	± 2 ; ± 5 ; ± 10 ; E24; E96
	0,5	$1,0 - 5,4 \cdot 10^6$	± 2 ; ± 5 ; ± 10 ; E24; E96
	1	$1,0 - 10 \cdot 10^6$	± 2 ; ± 5 ; ± 10 ; E24; E96
C2 - 29B	0,125	$1,0 - 10 \cdot 10^6$	$\pm 0,05$; $\pm 0,1$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$; ± 1 ; E192
	0,25	$1,0 - 2,21 \cdot 10^6$	$\pm 0,05$; $\pm 0,1$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$; ± 1 ; E192
	0,5	$1,0 - 3,01 \cdot 10^6$	$\pm 0,05$; $\pm 0,1$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$; ± 1 ; E192

Температурный коэффициент сопротивления

Тип резистора	Пределы номинальных сопротивлений, Ом	ТКС, $10^{-6} 1/^\circ\text{C}$, в интервале температур, не более	
		от -60 до $+25^\circ\text{C}$	от $+25^\circ\text{C}$ до предельных окружающих температур
МЛТ	до $10 \cdot 10^3$	1200	± 600
	$11 \cdot 10^3$ до $1 \cdot 10^6$	1200	± 700
	Свыше $1 \cdot 10^6$	1200	± 1000
C2 - 29B	От 10 до $10 \cdot 10^6$	± 75	± 25
	От 1 до $10 \cdot 10^6$	± 150 ; ± 300	± 50 ; ± 100

Сведения о конденсаторах широкого применения

КМ-6

Группы по ТКЕ						
ПЗЗ	М47	М75	М750	М1500	Н50	Н90
Номинальная ёмкость, пФ						
120 - 300	120 - 470	180 - 510	470 - 910	820 – 1500	0,01; 0,015 мкФ	0,022; 0,033; 0,047; 0,068 мкФ
330 - 1100	510 - 1200	560 - 1500	1000 - 3300	1600 – 4700	0,022; 0,033 мкФ	0,1; 0,15 мкФ
1200 - 2700	1300 - 2700	1600 - 3300	3600 - 5600	5100 пФ – 0,01 мкФ	0,047; 0,068 мкФ	0,22; 0,33 мкФ
3000 - 5100	3000 - 6200	3600 - 5600	6200 пФ – 0,1 мкФ	0,011 – 0,015 мкФ	0,1; 0,15 мкФ	0,47; 0,68; 1 мкФ
						1,5; 2,2 мкФ
Примечание: Номинальное напряжение для конденсаторов всех групп 50 В						

К50 – 6 (с однонаправленными проволочными выводами)

Номинальное напряжение, В	Номинальная ёмкость, мкФ	Размеры, мм				Масса, г, не более
		D	H	A	d	
6,3	50	7,5	13	2,5	0,5	1,4
	100	10,5	15	5	0,5	2,5
	200	14	16	5	0,8	5,5
	500	18	18	7,5	0,8	8,5
10	10	6	13	2,5	0,5	0,8
	20	7,5	13	2,5	0,5	1,4
	50	10,5	15	5	0,5	2,5
	100	12	16	5	0,5	4
	200	16	18	7,5	0,8	6,5
	500 1000	18	25 40	7,5	0,8	12 25
16	1	4	13	2	0,5	0,6
	5	6	13	2,5	0,5	0,8
	10					
	20	7,5	13	2,5	0,5	1,4
	30					
	50	10,5	18	5	0,5	3,5
	100	12				4,5
	200	16	18	7,5	0,8	6,5
	500	18	25	7,5	0,8	12
	1000	21	45			35