

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

СВОЙСТВА И ПАРАМЕТРЫ

Операционным усилителем (ОУ) называют усилитель постоянного тока с дифференциальным входом, с коэффициентом усиления более тысячи. Схема операционного усилителя всегда содержит несколько каскадов усиления напряжения. Первый каскад схемы обязательно дифференциальный. Оконечный (выходной) каскад, работающий на нагрузку, имеет низкое выходное сопротивление. Как правило, выходной каскад строится по схеме двухтактного эмиттерного повторителя.

Работу операционного усилителя с входными сигналами различной полярности обеспечивается биполярным напряжением питания.

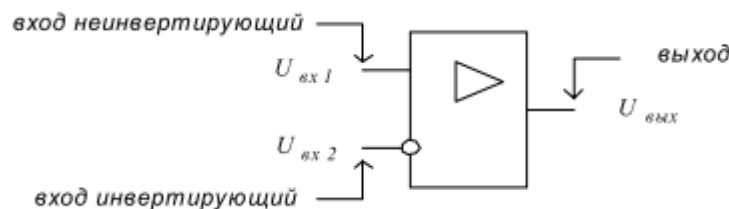
Основных входов у операционного усилителя два. Один из них называется инвертирующим, второй – неинвертирующим. Разность напряжений на входах называется дифференциальным входным сигналом

$$U_d = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}},$$

а полусумма напряжений – синфазным входным сигналом

$$U_c = (U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}}) / 2.$$

Операционные усилители выпускаются в виде интегральных микросхем, параметры и схемы включения которых достаточно подробно описаны в справочной литературе. Упрощенное условное обозначение операционного усилителя, на котором отсутствуют цепи питания, балансировки и частотной коррекции, показано на рис. 1.



1. Условное обозначение операционного усилителя

Статическая характеристика ОУ (зависимость выходного напряжения от входного) считается линейной, но из-за конечного диапазона

изменения выходного сигнала $U_{\text{вых}}$ этот линейный участок ограничен очень узкой областью. При выходе из линейного участка характеристики усилитель переходит в режим насыщения, где с ростом дифференциального входного сигнала его выходное напряжение не изменяется (рис.2).

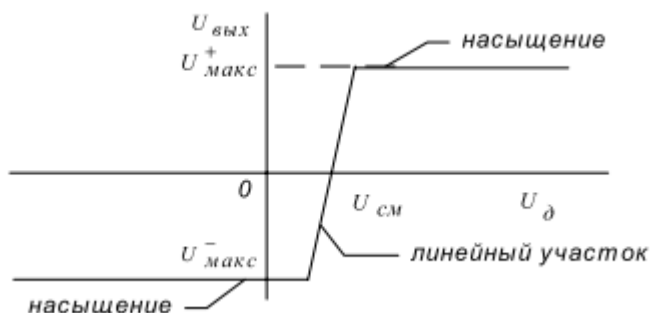


Рис. 2. Статическая характеристика операционного усилителя

Основные параметры

Коэффициент усиления

Коэффициент усиления операционного усилителя A измеряется как отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению дифференциального входного сигнала при работе усилителя на линейном участке статической характеристики

$$A = \partial U_{\text{вых}} / \partial U_{\text{д}}.$$

Современные интегральные операционные усилители имеют коэффициент усиления не менее 10 000.

Напряжение смещения

Напряжением смещения $U_{\text{см}}$ считается дифференциальное входное напряжение ОУ, при котором его выходное напряжение равно нулю. У интегральных операционных усилителей в зависимости от схемы может составлять 3-100 мВ.

Входной ток

Входной ток $I_{\text{вх}}$ протекает во входной цепи операционного усилителя, определяется как среднее арифметическое входных токов по каждому из входов. Обычно не превышает 1 мкА.

Входное сопротивление

Входным сопротивлением $R_{\text{вх}}$ считается сопротивление усилителя по отношению к входному дифференциальному сигналу. Как правило, входное сопротивление превышает несколько мегом.

Выходное сопротивление

Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ определяется точно так же как внутреннее сопротивление любого источника сигнала. Обычно составляет десятки или сотни ом.

Полоса пропускания

С ростом частоты входного сигнала коэффициент усиления операционного усилителя уменьшается. График зависимости коэффициента усиления A от частоты входного сигнала f обычно строится в логарифмическом масштабе, как показано на рис. 3.3.

Граничная частота $f_{\text{гп}}$ операционного усилителя определяется частотой входного сигнала, при которой его коэффициент усиления уменьшается до 0,7 от начального значения на нулевой частоте. Частота единичного усиления определяется значением $f_{\text{ед}}$, когда коэффициент усиления уменьшается до единицы.

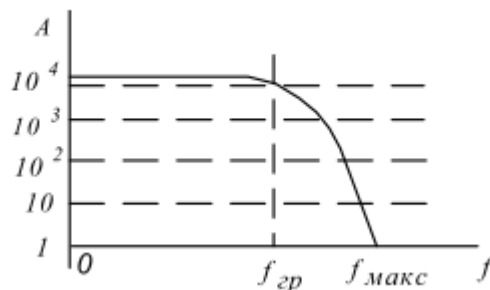


Рис. 3. Частотная характеристика операционного усилителя

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения

Выходное напряжение операционного усилителя не может изменяться мгновенно, даже при подаче на его входы напряжения прямоугольной формы. Максимальная скорость изменения выходного напряжения может составлять от 0,1 до 100 В/мкс для усилителей различных типов.

Диапазон изменения выходного напряжения

Диапазон изменения выходного напряжения определяется максимальным положительным $U_{\text{вых}}^+$ и максимальным отрицательным $U_{\text{вых}}^-$ выходными напряжениями. При $U_{\text{вх}}^- < U_{\text{вх}} < U_{\text{вх}}^+$

усилитель работает в активном режиме. При $U_{\text{аао}} = U_{\text{и\u0430\u044d\u043d}}^+$ и $U_{\text{аао}} = U_{\text{и\u0430\u044d\u043d}}^-$ усилитель находится в режиме насыщения (рис. 1).

В этом режиме параметры операционного усилителя не гарантируются. Обычно диапазон изменения выходного напряжения определяется напряжением питания операционного усилителя: $U_{\text{и\u0430\u044d\u043d}}^+ \leq +V_s$, $U_{\text{и\u0430\u044d\u043d}}^- \geq -V_s$.

Температурный дрейф

Температурный дрейф $\Delta U_{\text{и\u0430}} / \Delta T$ определяется изменениями напряжения смещения $\Delta U_{\text{и\u0430}}$ при изменении температуры окружающей среды ΔT .

Схема включения

В идеальном случае статическая характеристика операционного усилителя должна проходить через начало координат. Однако в реальных схемах эта зависимость несколько сдвинута и для того, чтобы сделать выходное напряжение равным нулю необходимо либо подать на входы ОУ некоторую разность потенциалов (напряжение сдвига), либо сбалансировать усилитель, используя специальные входы балансировки и рекомендации изготовителя по их использованию. Кроме того, операционный усилитель из-за большого коэффициента усиления и внутренних задержек сигнала склонен к самовозбуждению, при котором он переходит в режим генерации высокочастотных колебаний. Для предотвращения самовозбуждения иногда предусматриваются внешние цепи частотной коррекции. Цепи частотной коррекции и балансировки операционных усилителей обычно рассчитываются изготовителем микросхем и приводятся в их технических описаниях. На рис. 4 показаны примерные схемы включения микросхемы операционного усилителя.

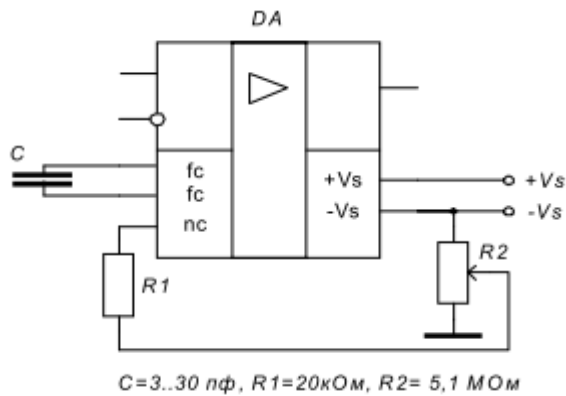


Рис. 4. Схема включения микросхемы K153УД2

Классификация

Усилители общего применения

Операционные усилители общего применения, или универсальные усилители, обеспечивают погрешность преобразования на уровне 1%. Главное их отличие - относительно малая стоимость. При этом они

92 характеризуются коэффициентом усиления A порядка десяти тысяч, скоростью нарастания выходного напряжения до единиц В/мкс, температурным дрейфом в десятки мкВ/°С.

Широкополосные операционные усилители

Используются в схемах, осуществляющих преобразование высокочастотных и импульсных сигналов. Обеспечивают скорость нарастания выходного сигнала более 30 В/мкс и частоту единичного усиления более 10 МГц. По остальным параметрам, как правило, уступают

операционным усилителям общего применения.

Прецизионные операционные усилители

Используются для усиления маломощных сигналов. Характеризуются напряжениями смещения менее 250 мкВ, коэффициентами усиления более 150 тысяч, температурным дрейфом менее 5 мкВ/°С, входными токами менее 50 нА. Обычно имеют малую скорость нарастания выходного сигнала и малую частоту единичного усиления.

Мощные и высоковольтные операционные усилители

Усилители с выходными каскадами, выдерживающими токи более 100 мА или с напряжениями питания более 15 В.

Микромощные операционные усилители

Используются в переносной аппаратуре, где ограничена потребляемая мощность схемы. Имеют ток потребления менее 1 мА.

Идеальный операционный усилитель

Понятие идеального операционного усилителя оказалось очень удобным при расчете электронных схем. Идеальный операционный усилитель характеризуется параметрами, значения которых могут приниматься равными 0 или ∞ . В частности бесконечно большими считаются коэффициент усиления ($A = \infty$), входное сопротивление ($R_{\text{вх}} = \infty$) и максимальная частота ($f_{\text{max}} = \infty$), а бесконечно малыми входные токи ($I_{\text{вх}} = 0$) и выходное сопротивление ($R_{\text{вых}} = 0$). Из принятого описания идеального ОУ вытекают следующие следствия:

- если напряжения на входах усилителя не равны $U_{\text{вх1}} \neq U_{\text{вх2}}$, то он находится в режиме насыщения. Его выходное напряжение равно либо $U_{\text{н1}}^+$, либо $U_{\text{н1}}^-$,
- если усилитель работает в активном режиме, то напряжения на его входах равны $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$.

Идеальный операционный усилитель из-за его бесконечно большого коэффициента усиления нельзя использовать без цепей обратной связи, связывающих выход усилителя с одним из его входов. При использовании в цепи обратной связи усилителя инвертирующего входа обратная связь считается отрицательной, а при использовании неинвертирующего входа – положительной.

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Схемы с отрицательной обратной связью

При анализе схем с отрицательной обратной связью всегда считается, что усилитель напряжения на входах ОУ равен, и он работает в активном режиме. Это условие может нарушаться только, если расчетное значение выходного напряжения оказывается большим, чем $U_{\text{н1}}^+$ или меньшим, чем $U_{\text{н1}}^-$. В таких случаях следует признать, что усилитель перешел в режим насыщения и напряжения на его входах не равны.

При включении операционного усилителя с отрицательной обратной

связью часть выходного напряжения через делитель напряжения поступает на его инвертирующий вход (рис. 5).

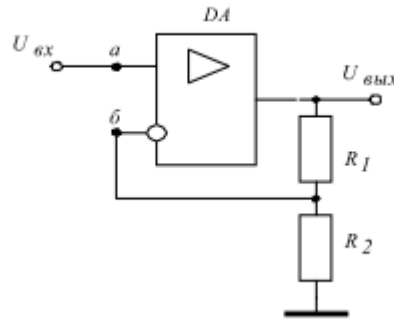


Рис. 5. Операционный усилитель с цепью отрицательной обратной связи

В данной схеме любое увеличение входного напряжения, поступающего на неинвертирующий вход ОУ, приводит к увеличению дифференциального входного напряжения и напряжения выходного. Однако отрицательная обратная связь ведет к возрастанию напряжения на инвертирующем входе ОУ, в результате которого дифференциальное напряжение на входах ОУ уменьшается. Напряжение на выходе тоже уменьшается. В результате в схеме наступает новое состояние равновесия. При уменьшении входного сигнала все процессы в схеме протекают аналогичным образом.

Уравнения, описывающие работу операционного усилителя в данной схеме, имеют вид:

$$\begin{aligned} U_a &= U_{\hat{a}\hat{o}}; \\ U_{\hat{a}\hat{o}} &= A(U_a - U_{\hat{a}}); \\ U_{\hat{a}} &= \gamma U_{\hat{a}\hat{o}}, \end{aligned}$$

где U_a и $U_{\hat{a}}$ - напряжения на входах операционного усилителя,

$\gamma = R_2 / (R_1 + R_2)$ - коэффициент передачи делителя напряжения.

Решая систему уравнений относительно $U_{\hat{a}\hat{o}}$, получим

$$U_{\hat{a}\hat{o}} = \frac{A}{1 + \gamma A} U_{\hat{a}\hat{o}}. \quad (1)$$

При $\infty = A$

$$\begin{aligned} U_{\hat{a}\hat{o}} &= U_{\hat{a}\hat{o}} / \gamma. \\ U_a &= U_{\hat{a}}. \end{aligned} \quad (2)$$

Из последних уравнений следует, что выходное напряжение усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, определяется параметрами делителя напряжения и практически не зависит

отпараметров операционного усилителя. Кроме того, отрицательная обратная связь обеспечивает равенство напряжений на входах операционного усилителя и его работу в активном режиме.

Инвертирующий усилитель

Инвертирующий усилитель (рис. 6) является одной из самых распространенных усилительных схем на ОУ с отрицательной обратной связью.

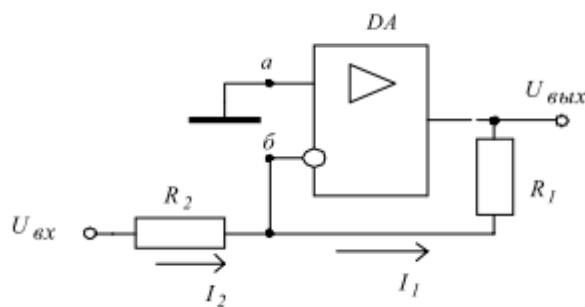


Рис. 6. Инвертирующий усилитель

В данной схеме условие равенства входных напряжений ОУ записывается в виде

$$U_a = U_{\bar{a}} = 0,$$

а уравнения, описывающие работу схемы при этом условии, выглядят следующим образом:

$$I_2 = U_{\bar{a}\bar{o}} / R_2,$$

$$I_1 = I_2,$$

$$U_{\bar{a}\bar{o}} = -I_1 R_1.$$

В результате находим

$$U_{\bar{a}\bar{o}} = -\frac{R_1}{R_2} U_{\bar{a}\bar{o}}. \quad (3)$$

Схема имеет абсолютно линейную характеристику. Коэффициент усиления схемы по напряжению полностью определяется отношением сопротивлений резисторов и не зависит от параметров самого операционного усилителя

$$K_u = \partial U_{\bar{a}\bar{o}} / \partial U_{\bar{a}\bar{o}} = -R_2 / R_1. \quad (4)$$

Входное сопротивление схемы зависит только от резистора R_1

$$R_{\bar{a}\bar{o}} = \partial U_{\bar{a}\bar{o}} / \partial I_1 = R_1. \quad (5)$$

Усилитель имеет отрицательный коэффициент усиления; полярность выходного напряжения схемы всегда противоположна полярности входного, что и объясняет её название.

При необходимости получения очень большого коэффициента усиления расчеты могут привести к неприемлемым величинам резисторов; например, для получения коэффициента 1000 при входном сопротивлении $R_2 = 10 \text{ к}\Omega$ необходим резистор обратной связи $R_1 = 10 \text{ М}\Omega$. В таких случаях целесообразно применение схемы с Т-образной обратной связью, показанной на рис. 7.

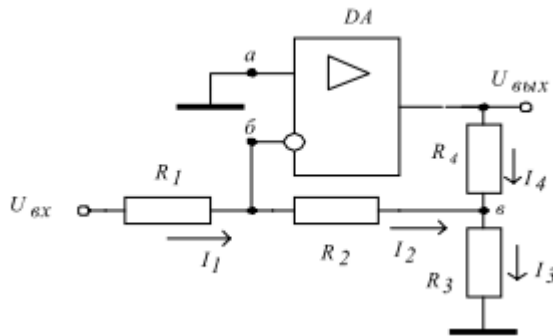


Рис. 7. Инвертирующий усилитель с Т-образной обратной связью

В такой схеме:

$$U_a = U_{\bar{a}} = 0,$$

$$I_1 = U_{\bar{a}\bar{o}} / R_1,$$

$$I_2 = I_1,$$

$$U_{\bar{a}} = -I_1 R_1,$$

$$I_3 = U_{\bar{a}} / R_3,$$

$$I_4 = I_2 + I_3,$$

$$U_{\bar{a}\bar{o}} = U_{\bar{a}} + I_4 R_4.$$

Решение системы уравнений приводит к ответу в виде:

$$U_{\bar{a}\bar{o}} = - \frac{R_2 + R_4 + \frac{R_2 R_4}{R_3}}{R_1} \cdot U_{\bar{a}\bar{o}}. \quad (6)$$

Коэффициент усиления схемы

$$\hat{E}_u = - \frac{R_2 + R_4 + \frac{R_2 R_4}{R_3}}{R_1}. \quad (7)$$

Неинвертирующий усилитель

Неинвертирующий усилитель (рис. 3.8) отличается от предыдущего точкой подключения источника входного сигнала.

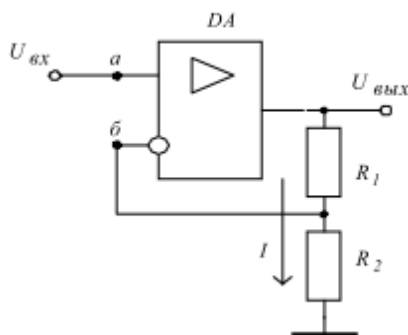


Рис. 8. Неинвертирующий усилитель

Уравнения, описывающие работу схемы, имеют вид :

$$U_a = U_{\dot{a}} = U_{\dot{a}\dot{o}},$$

$$I = U_{\dot{a}} / R_2,$$

$$U_{\dot{a}\dot{o}} = I(R_1 + R_2).$$

В результате преобразований получаем

$$U_{\dot{a}\dot{o}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{\dot{a}\dot{o}}.$$

Коэффициент усиления схемы $K_u = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$. (8)

При любых параметрах коэффициент усиления схемы больше единицы. Входное сопротивление неинвертирующего усилителя равно входному сопротивлению ОУ.

Повторители напряжения

Повторитель напряжения является усилителем тока. Его коэффициент усиления по напряжению должен равняться 1. Изображенный на рис. 9. повторитель напряжения можно рассматривать как частный случай неинвертирующего усилителя.

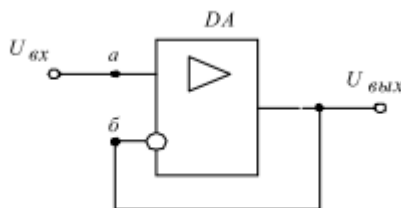


Рис. 9. Повторитель напряжения

Схема полностью описывается уравнением (3.8) при $R_2 = 0$ и $R_1 = \infty$.

Изображенный на рис. 10 повторитель может изменять знак выходного напряжения.

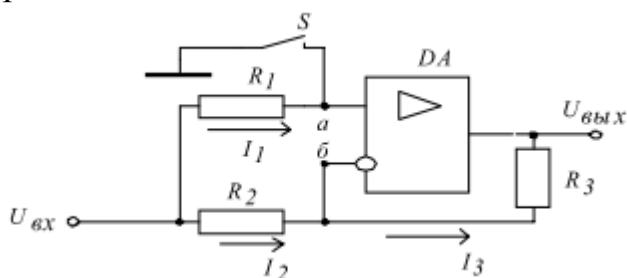


Рис. 10. Универсальный повторитель

Если в рассматриваемой схеме ключ S замкнут, то потенциал точки a равен 0 и схема ведет себя как инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления $K_u = -R_3 / R_2$. При $R_3 = R_2$ имеем $K_u = -1$ и, следовательно, $U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}}$.

Если ключ S разомкнут, то:

$$I_1 = 0,$$

$$U_a = U_{\text{вх}},$$

$$I_2 = I_3 = 0,$$

и, следовательно,

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}.$$

Суммирующий усилитель

Суммирующий усилитель (рис. 11) строится аналогично усилителю-инвертирующему. Но его входная цепь содержит несколько резисторов.

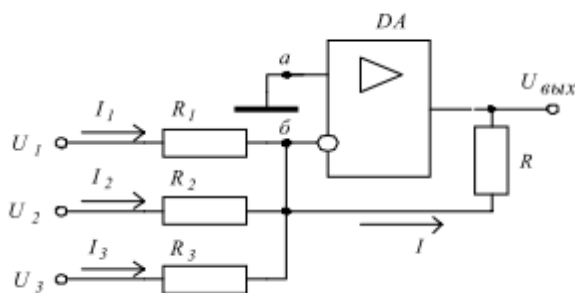


Рис. 11. Суммирующий усилитель

В этой схеме в направлении инвертирующего входа операционного усилителя протекают три входных тока:

$$I_1 = U_1 / R_1,$$

$$I_2 = U_2 / R_2,$$

$$I_3 = U_3 / R_3.$$

В точке б токи суммируются и далее протекают через резистор R.

В результате напряжение на выходе схемы равно сумме всех трех входных напряжений с индивидуальными весовыми коэффициентами

$$U_{\text{вых}} = -(U_1 \frac{R}{R_1} + U_2 \frac{R}{R_2} + U_3 \frac{R}{R_3}). \quad (9)$$

Схема может быть выполнена с любым количеством входов.

Вычитающий усилитель

На рис. 12 приведена типовая схема вычитающего усилителя.

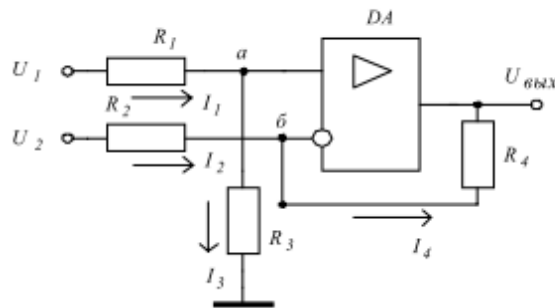


Рис. 12. Вычитающий усилитель

Уравнения, описывающие схему, выглядят следующим образом:

$$I_1 = I_3 = U_1 / (R_1 + R_3),$$

$$U_a = U_{\text{б}} = I_3 R_3;$$

$$I_2 = I_4 = (U_2 - U_{\text{б}}) / R_2;$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{б}} - I_4 R_4.$$

Решение системы относительно переменной $U_{\text{вых}}$ имеет вид

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_3(R_2 + R_4)}{R_2(R_1 + R_3)} U_1 - \frac{R_4}{R_2} U_2$$

Если принять $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$, то выходное напряжение схемы пропорционально разности входных напряжений.

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_3}{R_1} (U_1 - U_2). \quad (10)$$

Интегрирующий преобразователь

Схема простейшего интегрирующего преобразователя показана на рис. 13.

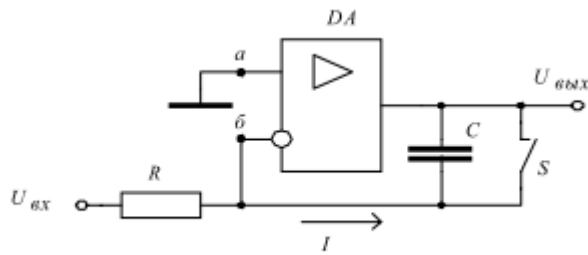


Рис. 13. Интегрирующее устройство

Работу схемы можно описать следующей системой уравнений:

$$U_a = U_{\dot{a}} = 0;$$

$$I = U_{\dot{a}\dot{o}} / R;$$

$$U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} = -\frac{1}{\tilde{N}} \int_0^t I dt + U_{\hat{u}\hat{a}},$$

где $U_{\hat{u}\hat{a}}$ - начальное значение выходного напряжения,

t - текущее время.

В результате преобразований имеем

$$U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} = -\frac{1}{T} \int_0^t U_{\dot{a}\dot{o}} dt + U_{\hat{u}\hat{a}}, \quad (11)$$

где $T = RC$ - постоянная времени интегрирования.

Схема вычисляет определенный интеграл от входной переменной за всё время работы. Нулевые начальные условия для работы схемы можно обеспечить, разряжая конденсатор с помощью ключа, как это показано на рис. 14. При замкнутом ключе S выходное напряжение схемы равно нулю. С момента размыкания ключа начинается процесс интегрирования, описываемый уравнением (3.11). Например, при постоянном входном напряжении $U_{\dot{a}\dot{o}}$ после размыкания ключа напряжение на выходе интегрирующего преобразователя изменяется по линейному закону $U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} = -U_{\dot{a}\dot{o}} t / T$ (рис. 14).

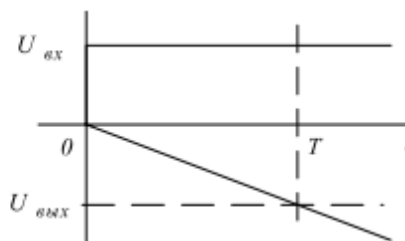


Рис. 14. Процесс интегрирования при постоянном напряжении на входе

За время $t = T$ выходное напряжение по абсолютной величине становится равным входному

$$U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} = -U_{\dot{a}\dot{o}}.$$

Дифференцирующий преобразователь

Дифференцирующий преобразователь (рис. 15) реализует функцию обратную интегрированию.

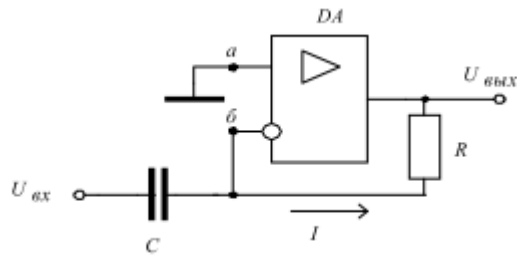


Рис. 15. Дифференцирующий преобразователь

Для данной схемы:

$$U_{\dot{a}} = U_{\dot{a}} = 0;$$

$$I = C \frac{\partial U_{\dot{a}\dot{o}}}{\partial t};$$

$$U_{\dot{a}\dot{o}} = -IR.$$

В результате решения системы получаем:

$$U_{\dot{a}\dot{o}} = -T \frac{\partial U_{\dot{a}\dot{o}}}{\partial t}, \quad (12)$$

где $T = RC$ - постоянная времени дифференцирования.

Источник тока

Распространенная схема простейшего источника тока представлена на рис. 16. В схеме операционный усилитель охвачен двумя цепями обратной связи, а нагрузка R_i подключена к неинвертирующему входу ОУ.

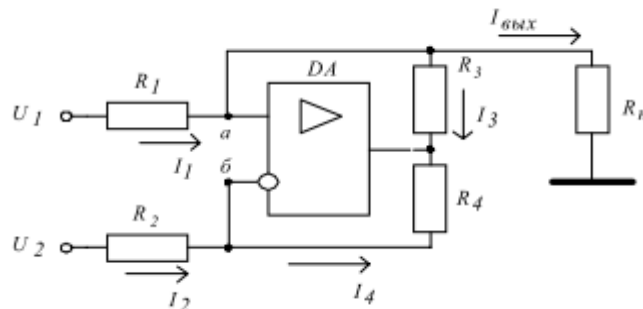


Рис. 16. Источник тока

Работу схемы описывает следующая система уравнений:

$$\begin{aligned}
U_a &= U_{\dot{a}} = I_{\dot{a}\dot{u}\dot{o}} R_f; \\
I_{\dot{a}\dot{u}\dot{o}} &= I_1 - I_2; \\
I_1 &= (U_1 - U_a) / R_1; \\
I_2 &= (U_2 - U_{\dot{a}}) / R_2; \\
I_3 R_3 &= I_4 R_4.
\end{aligned}$$

В результате решения системы получаем:

$$I_{\dot{a}\dot{u}\dot{o}} = \frac{U_1 R_2 R_3 - U_2 R_1 R_4}{R_1 R_2 R_3 + R_2 R_3 R_f - R_1 R_4 R_f}. \quad (13)$$

При $R_2 R_3 = R_1 R_4$ схему можно рассматривать как источник тока, поскольку её выходной ток не зависит от сопротивления нагрузки

$$I_{\dot{a}\dot{u}\dot{o}} = \frac{U_1 R_2 R_3 - U_2 R_1 R_4}{R_1 R_2 R_3} = \frac{U_1 - U_2}{R_1}. \quad (14)$$

Направление тока определяется знаком разности $U_1 - U_2$. Обычно при расчете считают одно из входных напряжений равным нулю.

Источники напряжения

Классическая схема маломощного источника напряжения (рис. 3.17) строится на основе неинвертирующего усилителя, где в качестве источника входного сигнала применен параметрический стабилизатор напряжения на стабилитроне VD и резисторе R_2 .

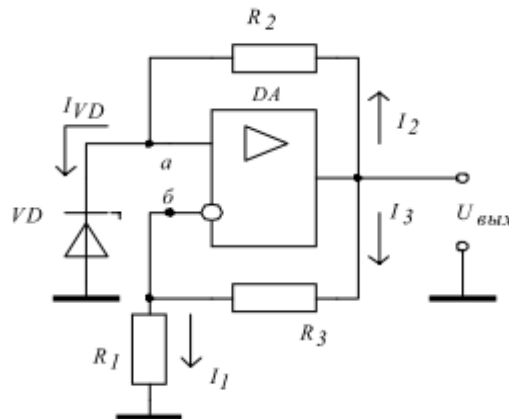


Рис. 17. Источник напряжения

Основные уравнения схемы имеют вид:

$$\begin{aligned}
U_a &= U_{\dot{a}} = U_{cm}; \\
I_1 &= I_3 = U_{\dot{a}} / R_1; \\
U_{\dot{a}\dot{u}\dot{o}} &= I_3 (R_1 + R_3);
\end{aligned}$$

где $U_{\dot{n}\dot{o}}$ - напряжение стабилизации стабилитрона.

Решение системы

$$U_{\dot{a}\dot{u}\dot{o}} = U_{\dot{n}\dot{o}} (1 + R_3 / R_1) \quad (15)$$

показывает, что выходное напряжение схемы не зависит от напряжения питания операционного усилителя и параметров цепи нагрузки. Мощные схемы источников напряжения обычно используют в источниках питания и называют стабилизаторами напряжения. Такие схемы обычно содержат мощные выходные каскады повторителей напряжения на биполярных транзисторах. На рис. 3.18 изображена такая схема источника положительного напряжения, содержащая транзистор типа $n-p-n$.

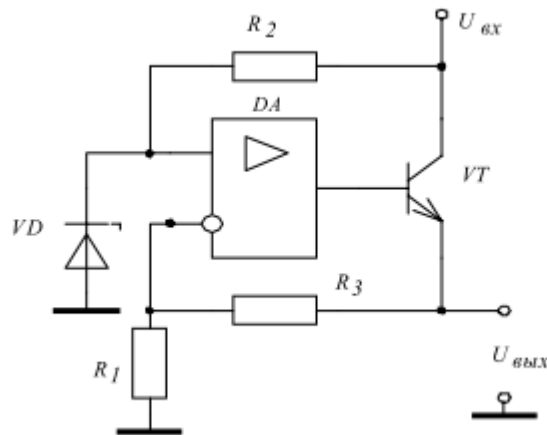


Рис. 18. Стабилизатор напряжения

Работа стабилизатора, как и источника напряжения, описывается уравнением (15). Транзистор в схеме является усилителем тока, связывающим маломощный операционный усилитель с нагрузкой.

Логарифмические и экспоненциальные схемы

Для получения логарифмической характеристики в цепь обратной связи операционного усилителя включается биполярный транзистор (рис.19).

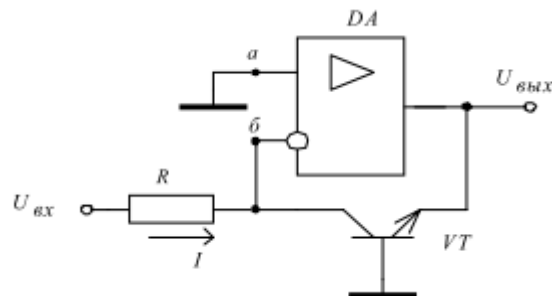


Рис. 19. Логарифмический преобразователь

В этом случае выходное напряжение усилителя равно падению напряжения на переходе база-эмиттер транзистора, а ток через транзистор определяется входным напряжением:

$$U_a = U_{\dot{a}} = 0;$$

$$I = U_{\dot{a}\dot{o}} / R;$$

$$U_{\dot{a}\dot{u}\dot{o}} = -U_{\dot{a}\dot{y}};$$

$$I = I_{\dot{e}\dot{i}} e^{U_{\dot{a}\dot{y}} / \varphi_0};$$

где $U_{\dot{a}\dot{y}}$ - напряжение на переходе «база-эмиттер» транзистора,

φ_0 - термический потенциал электрона,

$I_{\dot{e}\dot{i}}$ - начальный ток коллектора.

В результате решения системы уравнений имеем

$$U_{\dot{a}\dot{u}\dot{o}} = -\varphi_0 \ln(U_{\dot{a}\dot{o}} / R I_{\dot{e}\dot{i}}) . \quad (16)$$

Полярность выходного напряжения схемы определяется проводимостью транзистора. Схема, изображенная на рис. 19 позволяет получить выходное напряжение только отрицательной полярности.

Положительное выходное напряжение при отрицательном входном можно получить, используя транзистор типа р-п-р.

Для точной работы рассмотренных схем в широком диапазоне температур необходимо использовать элементы температурной компенсации и применять прецизионные операционные усилители. Простейшая схема с экспоненциальной (антилогарифмической) характеристикой изображена на рис. 20.

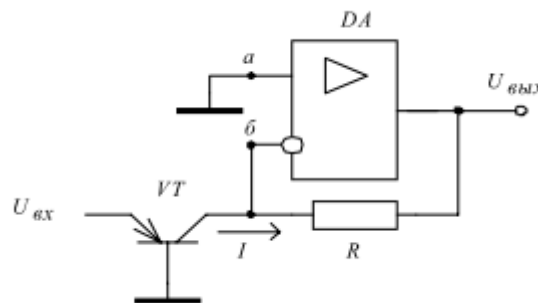


Рис. 20. Антилогарифмический преобразователь

В данной схеме

$$U_a = U_{\dot{a}} = 0;$$

$$U_{\dot{a}\dot{o}} = U_{\dot{a}\dot{y}};$$

$$I = I_{\dot{e}\dot{i}} e^{U_{\dot{a}\dot{y}} / \varphi_0};$$

$$U_{\dot{a}\dot{u}\dot{o}} = -IR.$$

В результате решения системы уравнений получаем

$$U_{\dot{a}\dot{u}\dot{o}} = -I_{\dot{e}\dot{i}} R \cdot \exp(U_{\dot{a}\dot{o}} / \varphi_0) . \quad (17)$$

Для отрицательных входных напряжений схема аналогична, но необходимо использовать транзистор типа п-р-п.

Схемы умножения и деления

На основе логарифмических и антилогарифмических преобразователей строятся схемы умножения аналоговых сигналов. В основу устройства закладывается математическое равенство:

$$a \times b = \exp(\ln a + \ln b) .$$

Типовая схема умножения (рис. 21) содержит два логарифмических преобразователя (DA1 и DA2), сумматор DA3 и антилогарифмический преобразователь (DA4).

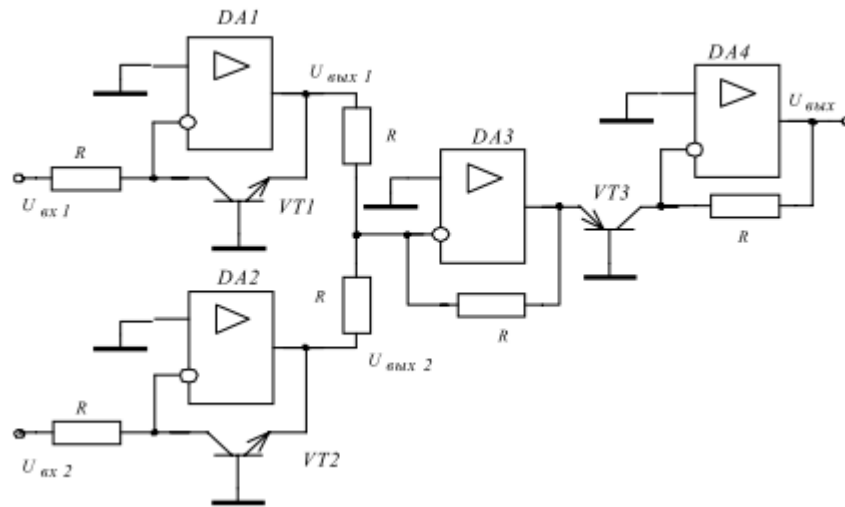


Рис. 21 Схема умножения аналоговых сигналов

Выходные напряжения логарифмических преобразователей равны:

$$U_{\text{вых}1} = -\varphi_0 \ln\left(\frac{U_{\text{вх}1}}{R I_{ko}}\right),$$

$$U_{\text{вых}2} = -\varphi_0 \ln\left(\frac{U_{\text{вх}2}}{R I_{ko}}\right),$$

где I_{ko} - обратный ток коллектора биполярного транзистора.

Выходное напряжение сумматора:

$$U_{\text{вых}3} = \varphi_0 \ln\left(\frac{U_{\text{вых}1} U_{\text{вых}2}}{R^2 I_{ko}^2}\right),$$

а выходное напряжение умножителя в целом

$$U_{\text{вых}} = -R I_{ko} \exp\left[\ln\left(\frac{U_{\text{вх}1} U_{\text{вх}2}}{R^2 I_{ko}^2}\right)\right] = -\frac{U_{\text{вх}1} U_{\text{вх}2}}{R I_{ko}} . \quad (18)$$

Для качественной работы схемы необходим тщательный расчет и подбор элементов.

Схема деления аналоговых сигналов (рис. 22) строится на основе тождества

$$a/b = \exp(\ln a - \ln b).$$

Единственным отличием последней схемы от умножителя является использование вычитающего устройства вместо сумматора.

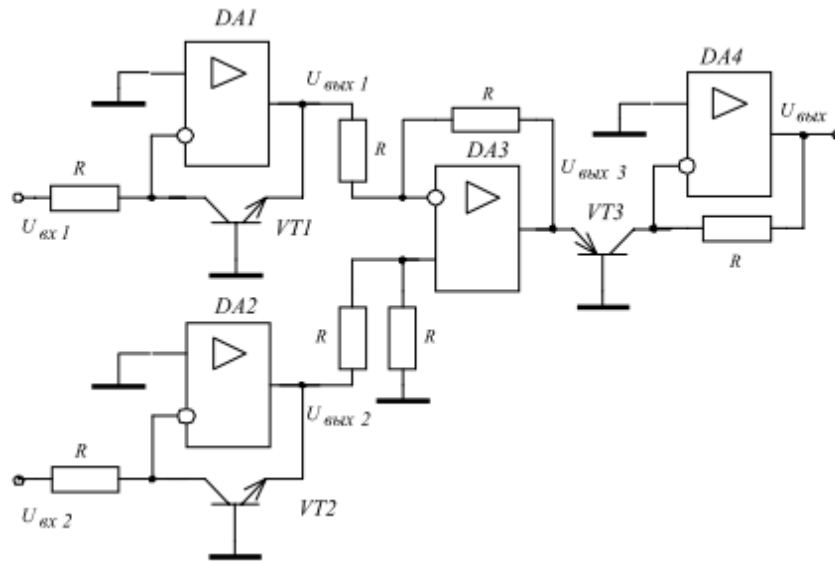


Рис. 22. Схема деления аналоговых сигналов

Вычитающее устройство на микросхеме DA3 формирует разностный сигнал:

$$U_{\text{вых3}} = \varphi_0 \ln\left(\frac{U_{\text{вх2}}}{U_{\text{вх1}}}\right).$$

В результате, на выходе микросхемы DA4 имеем

$$U_{\text{вых}} = -RI_{ko}\left(\frac{U_{\text{вх2}}}{U_{\text{вх1}}}\right). \quad (19)$$

Требования к точности элементов схемы устройства для деления ниже, чем для устройства умножения. Кроме того, ошибка деления сигналов существенно возрастает при малых сигналах $U_{\text{вх1}}$.

Преобразователь отрицательного полного сопротивления

Преобразователь отрицательного полного сопротивления (рис. 23) используется в схемах как резистор с отрицательным сопротивлением.

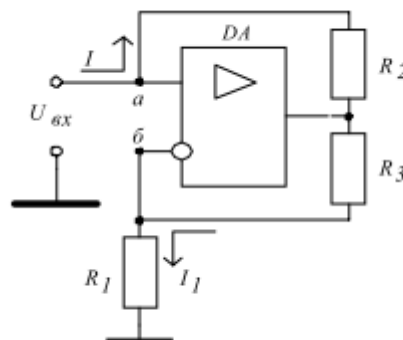


Рис. 23. Преобразователь отрицательного полного сопротивления
При положительном входном напряжении

$$U_a = U_{\dot{a}} = U_{\dot{a}\dot{o}};$$

$$IR_2 = -I_1 R_3;$$

$$I_1 = U_a / R_1,$$

и входной ток схемы имеет отрицательный знак -

$$I = -\frac{U_{\dot{a}\dot{o}} R_3}{R_1 R_2}.$$

Таким образом, схема имеет отрицательное входное сопротивление

$$R_{\dot{a}\dot{o}} = U_{\dot{a}\dot{o}} / I = -R_1 R_2 / R_3. \quad (20)$$

При $R_2 = R_3$ имеем $R_{\dot{a}\dot{o}} = -R_1$.

Генераторы синусоидальных колебаний

Генератором синусоидальных колебаний называется электронная схема, выходной сигнал которой по форме близок к синусоиде и может иметь любую заданную частоту и амплитуду.

В общем случае в режим генерации колебаний можно перевести любой усилитель, охватив его цепью обратной связи (рис. 24).

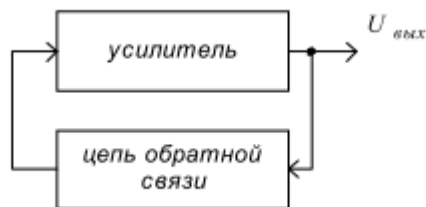


Рис. 24. Генератор синусоидальных колебаний

При этом выходной сигнал усилителя через цепь обратной связи попадает на его вход и вновь усиливается. Если считать коэффициент усиления усилителя \hat{E}_y и коэффициент передачи цепи обратной связи \hat{E}_{oc} величинами комплексными, зависящими от частоты сигнала, то для данной схемы при наличии в ней колебаний справедливо равенство

$$\hat{U}_{\dot{a}\dot{o}} = \hat{E}_y \hat{K}_{oc} \hat{U}_{\dot{a}\dot{o}}.$$

Из равенства следуют условия возбуждения колебаний:

- условие баланса амплитуд - $K_y K_{oc} = 1$,
- условие баланса фаз - $\varphi_y + \varphi_{oc} = 2\pi n$,

где K_y - модуль коэффициента усиления усилителя,

K_{oc} - модуль коэффициента передачи цепи обратной связи,

φ_y - фазовый сдвиг сигнала в усилителе,

φ_{oc} - фазовый сдвиг сигнала в цепи обратной связи, $n=0,1,2\ldots$

Если условия самовозбуждения выполняются только на одной частоте, то выходной сигнал содержит только одну гармонику, т.е. является синусоидальным.

В качестве цепи обратной связи в генераторах можно использовать самые различные RC-цепи. Наиболее часто в схемах применяется частотно-зависимая RC-цепь по схеме моста Вина (рис. 25), имеющая резонансную частотную характеристику.

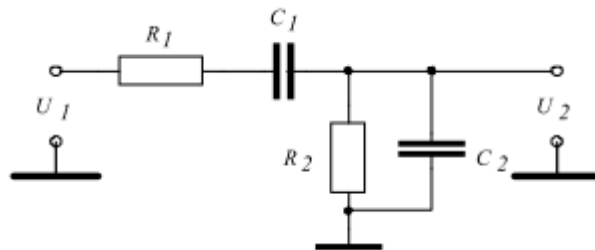


Рис. 25. Схема моста Вина

Для данной схемы

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_1}{R_1 + X_{c1} + \frac{R_2 X_{c2}}{R_2 + X_{c2}}};$$

$$\dot{U}_2 = \dot{I} \frac{R_2 X_{c2}}{R_2 + X_{c2}},$$

где X_{c1} и X_{c2} - реактивные сопротивления конденсаторов $C1$ и $C2$ соответственно.

В результате находится комплексный коэффициент передачи схемы

$$K_{oc} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{R_2 X_{c2}}{R_1 R_2 + R_1 X_{c2} + R_2 X_{c1} + R_2 X_{c2} + X_{c1} X_{c2}}.$$

Если учесть, что

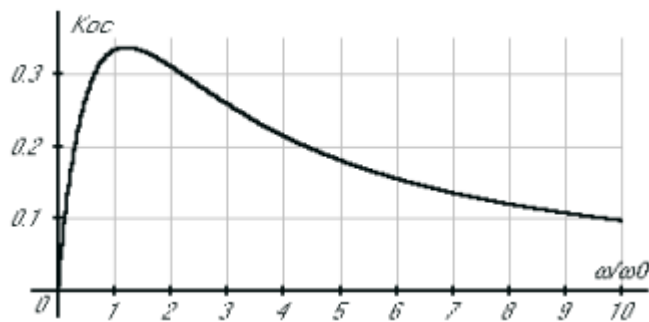
$$X_{c1} = \frac{j}{\omega C_1}, X_{c2} = \frac{j}{\omega C_2},$$

где ω - угловая частота колебаний,

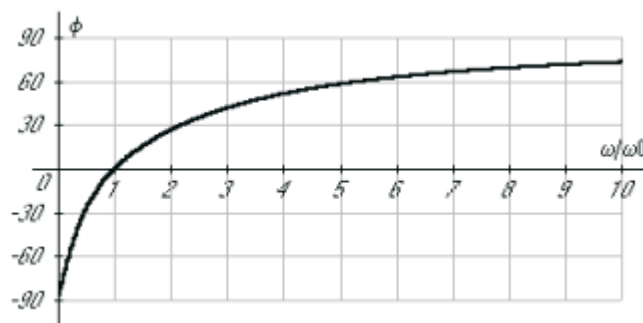
принять $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ и обозначить $RC = 1/\omega_0$, то окончательное выражение для расчета зависимости коэффициента передачи схемы от частоты принимает вид

$$\overset{\circ}{K}_{oc} = \frac{j \frac{\omega}{\omega_0}}{(\frac{\omega}{\omega_0})^2 + 3j \frac{\omega}{\omega_0} - 1}. \quad (21)$$

На рис. 26 показаны графики частотных характеристик моста Вина в виде зависимостей модуля коэффициента усиления K_y и фазового сдвига φ от частоты.



а)



б)

Рис. 26. Частотные характеристики моста Вина:
а) амплитудная, б) фазовая

На квазирезонансной частоте $\omega = \omega_0$ коэффициент передачи сигнала принимает максимальное значение $K_{oc} = 1/3$, а фазовый сдвиг выходного сигнала относительно $\varphi_{oc} = 0$.

Из условий баланса амплитуд и баланса фаз находим, что идеальная схема генератора синусоидальных колебаний с мостом Вина должна содержать неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления 3. Схема такого генератора изображена на рис. 27.

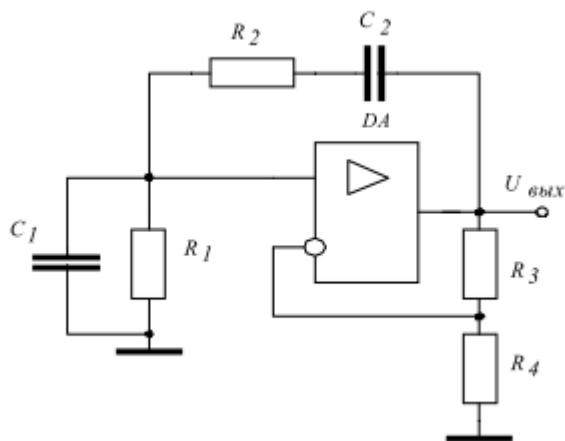


Рис. 27. Генераторы синусоидальных колебаний с мостом Вина

Баланс схемы достигается резисторами R_3 и R_4 при $R_3 = 2R_4$. На практике приведенная схема часто оказывается неработоспособной по той причине, что точно установить коэффициент усиления неинвертирующего усилителя равным 3, как правило, не удается, а если он оказывается меньше 3, то колебания в схеме затухают. При коэффициенте больше трех колебания становятся расходящимися. Их амплитуда возрастает до тех пор, пока это допускает источник питания. Далее появляются нелинейные искажения, и сигнал изменяет свою форму и частоту. Для стабилизации колебаний в схему включаются дополнительные элементы. В схеме рис. 27 в качестве стабилизирующего элемента используются параллельно включенные диоды VD_1 и VD_2 . Дифференциальное сопротивление диода зависит от протекающего через него тока. При малых токах сопротивление велико, что гарантирует возникновение колебаний даже при $R_3 / R_4 < 2$.

Схемы с положительной обратной связью

Триггеры Шмитта

Схемы усилителей с цепью положительной обратной связи известны под названием триггера Шмитта.

При включении операционного усилителя с положительной обратной связью часть выходного напряжения через делитель напряжения поступает на его неинвертирующий вход (рис. 28).

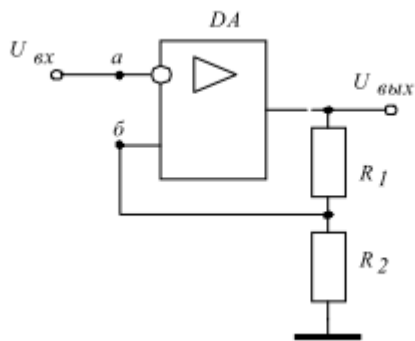


Рис. 28. Операционный усилитель с цепью положительной обратной связи

В данной схеме работа усилителя в активном режиме невозможна. Любое увеличение входного напряжения, поступающего на инвертирующий вход, приводит к увеличению дифференциального входного напряжения и уменьшению напряжения выходного. В результате уменьшается напряжение на неинвертирующем входе усилителя и вновь увеличивается дифференциальное входное напряжение. В результате ОУ неминуемо приходит в состояние насыщения. На его выходе может присутствовать либо напряжение $U_{\text{наэп}}^+$, либо $U_{\text{наэп}}^-$. Конкретное значение выходного напряжения зависит только от знака дифференциального напряжения на входах ОУ:

$$U_{\text{ауо}} = \begin{cases} U_{\text{наэп}}^+, & \text{если } U_{\text{д}} > 0 \\ U_{\text{наэп}}^-, & \text{если } U_{\text{д}} < 0. \end{cases}$$

Дифференциальное напряжение, в свою очередь, зависит от выходного напряжения схемы и коэффициента передачи делителя напряжения:

$$U_{\text{д}} = U_{\text{ауо}} \cdot \gamma - U_{\text{ав}}.$$

В результате имеем, что выходное напряжение в данной схеме также определяется величиной входного напряжения и параметрами делителя напряжения.

$$U_{\text{ауо}} = \begin{cases} U_{\text{наэп}}^+, & \text{если } U_{\text{ав}} < \gamma U_{\text{наэп}}^+, \\ U_{\text{наэп}}^-, & \text{если } U_{\text{ав}} > \gamma U_{\text{наэп}}^-. \end{cases} \quad (22)$$

Уравнение (22) соответствует прямоугольной петле гистерезиса, показанной на рис. 29.

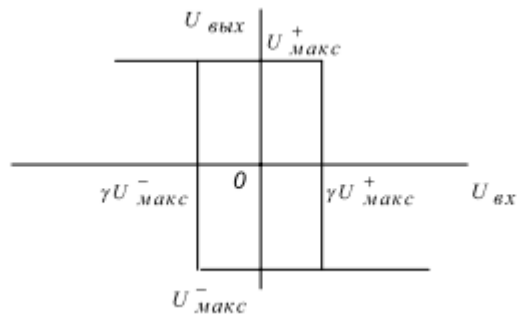


Рис. 29. Характеристика операционного усилителя с положительной обратной связью

Коэффициент усиления реального ОУ практически не влияет на величину выходного напряжения.

Аналогичная неинвертирующая схема триггера Шмитта изображена на рис. 30.

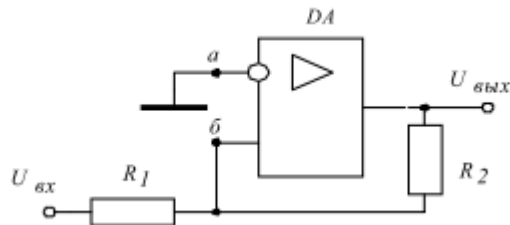


Рис. 30. Триггер Шмитта с неинвертирующей характеристикой

В данной схеме дифференциальное сопротивление операционного усилителя зависит от входного напряжения схемы и напряжения на выходе

$$U_{\partial} = U_{\partial\partial} - IR_1,$$

$$I = (U_{\partial\partial} - U_{\partial\partial}) / (R_1 + R_2).$$

В результате имеем, что выходное напряжение определяется величиной входного напряжения и параметрами делителя напряжения.

$$U_{\partial\partial} = \begin{cases} U_{\partial\partial}^+, \text{ если } U_{\partial\partial} > U_{\partial\partial}^- \frac{R_1}{R_2}, \\ U_{\partial\partial}^-, \text{ если } U_{\partial\partial} < U_{\partial\partial}^+ \frac{R_1}{R_2}. \end{cases} \quad (23)$$

Уравнение (23) соответствует прямоугольной петле гистерезиса, показанной на рис. 31.

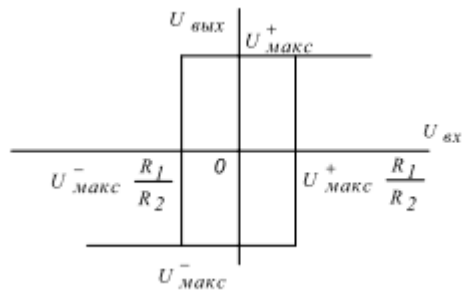


Рис. 31. Характеристика триггера Шмитта

Мультивибраторы

Мультивибратором называется схема генератора, формирующая импульсы прямоугольной формы. Классическая схема на операционном усилителе изображена на рис. 32.

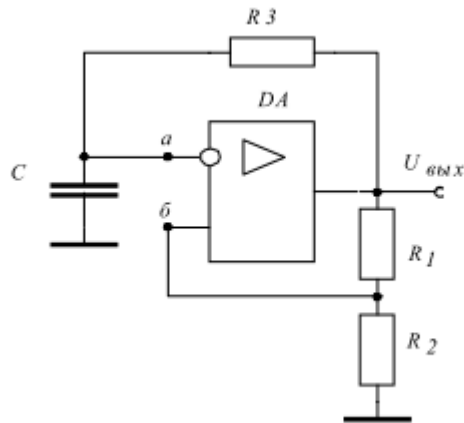


Рис. 32. Мультивибратор

В схеме операционный усилитель охвачен цепью положительной обратной связи, а конденсатор C перезаряжается с выхода ОУ через резистор R_3 (рис. 33).

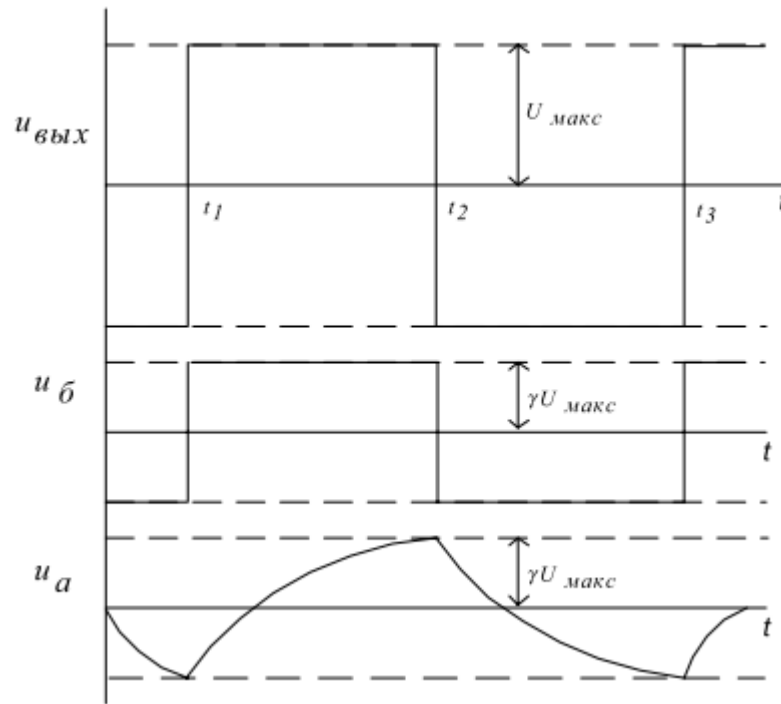


Рис. 33. Временные диаграммы работы мультивибратора

Переключения триггера происходят в моменты равенства напряжений на входах ОУ

$$U_a = U_{\dot{a}} = \gamma U_{\dot{a}\dot{e}\dot{n}} = U_{\dot{a}\dot{e}\dot{n}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (24)$$

В интервале времени $t_1 - t_2$ (рис. 3), по длительности соответствующем половине периода T выходного сигнала, напряжение на конденсаторе C изменяется по экспоненциальному закону:

$$U_a = -\gamma U_{\dot{a}\dot{e}\dot{n}} + U_{\dot{a}\dot{e}\dot{n}} (1 + \gamma)(1 - e^{-t/R_3 C}). \quad (25)$$

В момент $t_2 = T/2$ имеем $U_a = \gamma U_{\dot{a}\dot{e}\dot{n}}$.

Из уравнения (3.26) с учетом (3.25) и последнего условия находим

$$T = 2R_3 C \cdot \ln(1 + 2R_2 / R_1). \quad (26)$$

Обычно при проектировании схемы принимается $R_2 = R_1$, тогда

$$T = 2R_3 C \cdot \ln 3 \cong 2,2R_2 C. \quad (27)$$

Несимметричная схема мультивибратора (рис. 34а) содержит две цепи перезаряда конденсатора, разделенные диодами VD1 и VD2.

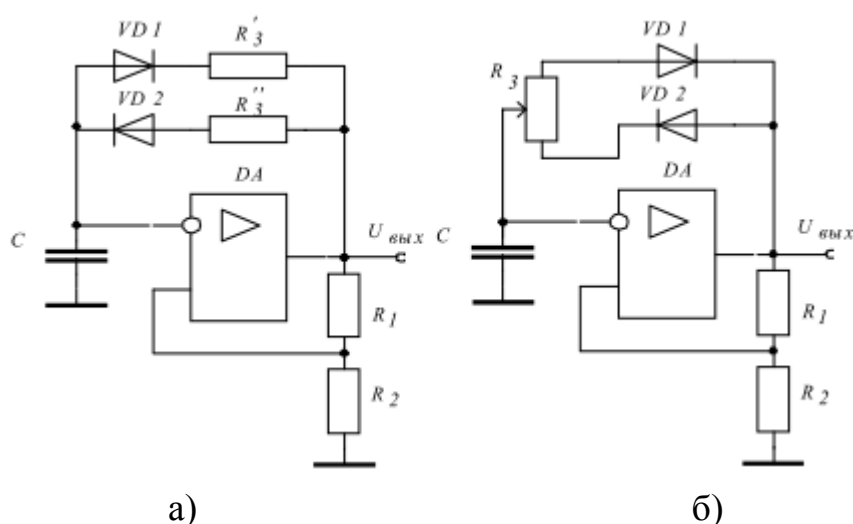


Рис. 34. Несимметричные мультивибраторы

Это обеспечивает разные по длительности периоды заряда и разряда конденсатора и, как следствие, различную длительность выходных импульсов положительной и отрицательной полярности.

В схеме рис. 34б регулировка длительности импульсов потенциометром R_3 осуществляется при постоянном периоде.

Диод, включенный в схему мультивибратора параллельно конденсатору (рис. 35) переводит устройство в ждущий режим. Ждущий мультивибратор или одновибратор является схемой с одним устойчивым состоянием.

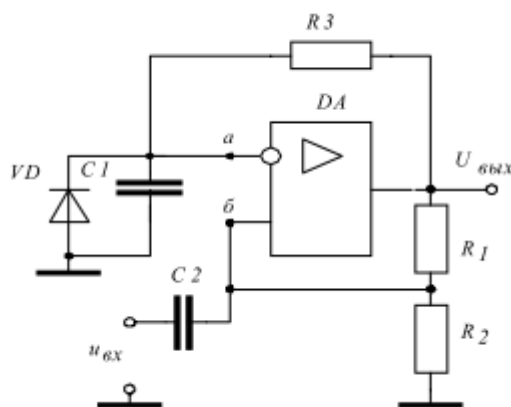


Рис. 35. Ждущий мультивибратор

При отрицательном выходном напряжении ОУ заряд конденсатора не происходит, напряжение на инвертирующем входе усилителя (точка а) равно падению напряжения на диоде, а напряжение на неинвертирующем входе (точка б) отрицательно. Такое состояние

устойчиво; вывести схему из состояния равновесия может только входной сигнал.

Импульс $u_{\text{вх}}$ вызывает заряд конденсатора C_2 и, на время заряда, смену полярности напряжения на неинвертирующем входе операционного усилителя (момент t_1 на рис. 36). Триггер Шмитта на операционном усилителе DA опрокидывается и с выхода усилителя через резистор R_3 происходит заряд времязадающего конденсатора C_1 .

Конденсатор заряжается по экспоненциальному закону

$$U_a = U_{\text{н}} (1 - e^{-t/R_3 C_1}), \quad (28)$$

но в момент t_2 потенциал точки б сравнивается с потенциалом точки а

$$U_a = U_b = \gamma U_{\text{н}} = U_{\text{н}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (29)$$

и триггер возвращается в исходное состояние.

Длительность импульса T_u определяется решением уравнений (28, 29) при $t = T_u$

$$T_u = R_3 C_1 \ln(1 + R_2 / R_1) \quad (30)$$

При $R_1 = R_2$ имеем

$$T_u = R_3 C \ln 2 \approx 0,7 R_3 C_1 \quad (31)$$

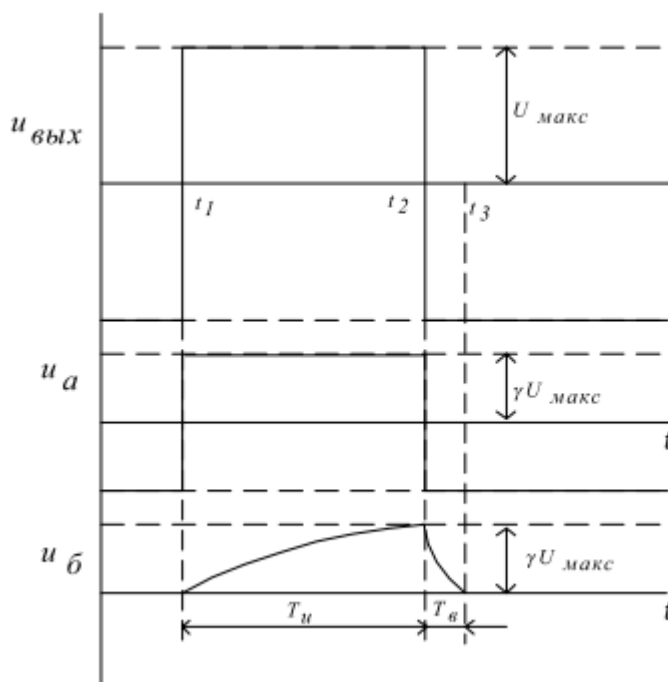


Рис. 36. Временные диаграммы работы ждущего мультивибратора

Схема возвращается в исходное положение при разряде конденсатора. Время разряда (время восстановления схемы) t_0 определяется как решение уравнения разряда

$$U_{\dot{a}} = \gamma U_{\dot{a} \dot{e} \dot{n}} - U_{\dot{a} \dot{e} \dot{n}} (1 + \gamma)(1 - e^{-t/R_3 C_1})$$

при конечных условиях $t = T_{\dot{a}}$, $U_{\dot{a}} = 0$.

В результате

$$T_{\dot{a}} = R_3 C_1 \ln\left(1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \quad (32)$$

Обычно принимается $R_2 = R_1$ и

$$T_{\dot{a}} = R_3 C_1 \ln 1,5 \cong 0,5 R_3 C_1 \quad (33)$$

Время восстановления схемы всегда меньше длительности импульса. Повторный запуск схемы в период разряда конденсатора приведет к формированию импульса с длительностью меньше расчетной.

Генераторы импульсов треугольной формы

Сигнал треугольной формы формируется генератором, соединяющим в себе триггер Шмитта и интегратор (рис. 37).

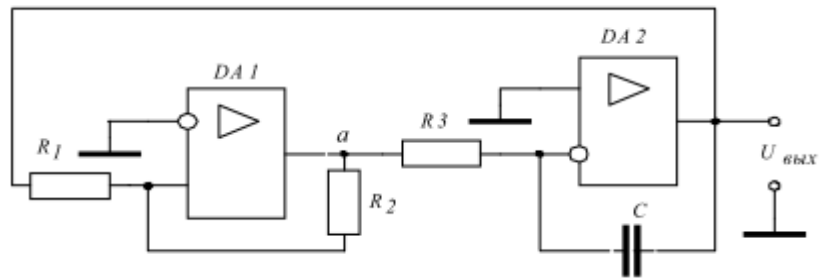


Рис. 37. Генератор импульсов треугольной формы

Если напряжение на выходе триггера Шмитта DA1 положительно $U_a = U_{\dot{a} \dot{e} \dot{n}}$, а конденсатор C разряжен, то напряжение на выходе интегратора DA2 изменяется в функции времени по линейному закону (рис.38)

$$U_{\dot{a} \dot{u} \dot{o}} = \frac{1}{R_3 C} \int_0^t U_{\dot{a} \dot{e} \dot{n}} \partial T = \frac{U_{\dot{a} \dot{e} \dot{n}}}{R_3 C} t + U_{\dot{a} \dot{u} \dot{o}}, \quad (34)$$

где $U_{\dot{a} \dot{u} \dot{o}}$ - начальное значение выходного напряжения (равно 0 при разряженном конденсаторе).

При достижении $U_{\dot{a} \dot{u} \dot{o}}$ напряжения срабатывания триггера $U_{\dot{a} \dot{u} \dot{o}} = -\frac{R_1}{R_2} U_{\dot{a} \dot{e} \dot{n}}$ последний переключается и напряжение на выходе DA1 начинает нарастать с той же постоянной времени. Полупериод колебаний $T/2 = t_2 - t_1$ определяется из уравнения (38) как время, в течение которого

выходное напряжение изменится от начального значения $U_{\text{нач}} = -\frac{R_1}{R_2} U_{\text{вх}}$ до конечного $U_{\text{кон}} = \frac{R_1}{R_2} U_{\text{вх}}$.

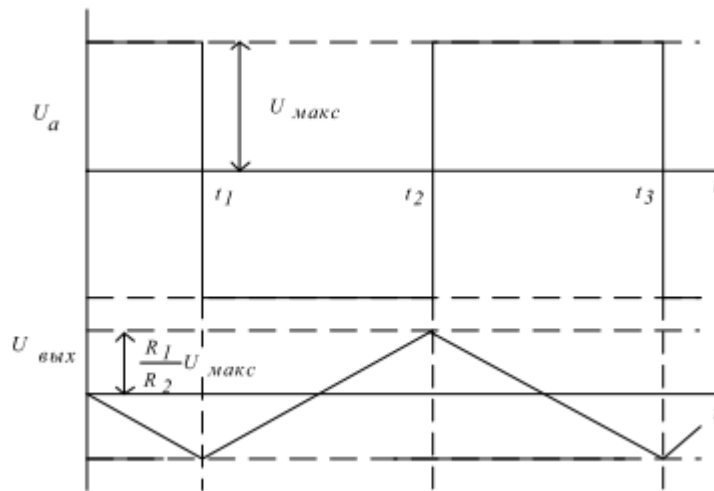


Рис. 38. Временные диаграммы работы генератора импульсов треугольной формы

В результате

$$T = \frac{4R_1R_3C}{R_1 + R_2}. \quad (35)$$

В рассмотренном генераторе все параметры выходного сигнала легко регулируются элементами схемы. Несложные изменения в схеме позволяют сделать выходное напряжение несимметричным. Например, диод, включенный параллельно резистору R_3 может создать второй путь перезаряда конденсатора и схема начнет генерировать так называемое пилообразное или линейно-изменяющееся напряжение. При положительном напряжении на выходе $DA1$ перезаряд конденсатора происходит за незначительное время через диод VD .

Литература

1. Прохончуков, С.Р. Основы электроники: курс лекций/С.Р.Прохончуков, О.Я.Кравец. - Воронеж: Центрально-Черноземное книжное издательство, 2000.- 189 с.
2. Водовозов, А.М. Схемотехника: Учеб. пособие/ А.М.Водовозов. - Вологда: ВоПИ, 1995.- 85 с.
3. Кауфман, М. Практическое руководство по расчету схем в электронике: Справочник/ М.Кауфман, А.Г.Сидман. - М.:Энергоатомиздат, 1991.-368 с.
4. Гутников, В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах/ В.С.Гутников.- Л.: Энергоатомиздат, 1988.- 304 с. 134

5. Хоровиц, П. Искусство схемотехники: Пер. с англ./ П.Хоровиц,У.Хилл. В 2 т. Т1: - М.: Мир, 1983.- т.1. - 598 с.
6. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство/ У.Титце., К.Шенк.- М.: Мир, 1982.- 512 с.
7. Лачин, В.И. Электроника: Учеб.пособие/ В.И.Лачин,Н.С.Савелов.- Ростов н/Д: Феникс, 2002. – 576 с.
8. Валенко В.С. Полупроводниковые приборы и основысхемотехники электронных устройств/ В.С.Валенко.- М.:Издательский дом «Додека-XXI», 2001.- 368 с.
9. Машу, Жан-Франсуа. Путеводитель по электронным компонентам/ Ж.-Ф. Машу.- М.: Издательский дом «Додека XXI»,2001.- 176 с.
10. Интегральные схемы: Операционные усилители.- М.: Физматлит, 1993. – 240 с.
11. Операционные усилители: справочник.- М.: Патриот, 1996.- 192с.