

12. Генераторы линейно изменяющегося напряжения

Генераторы линейно изменяющегося напряжения или тока формируют на выходе напряжение или ток, изменяющиеся во времени по закону, близкому к линейному. В данном разделе будут рассмотрены некоторые простейшие генераторы линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН). В общем случае выходное напряжение таких генераторов имеет вид, показанный на рис. 12.1, а и может иметь фазу нарастания и спада длительностью соответственно t^+ и t^- . Если t^+ и t^- соизмеримы, то импульс называют *треугольным*. На рис. 12.1, б показан *пилообразный* импульс, для которого в идеале $t^- = 0$. В реальных генераторах обеспечить $t^- = 0$ принципиально невозможно, поэтому пилообразным импульсом можно называть импульс, для которого $t^+ \gg t^-$. Можно также уточнить, что данное условие соответствует *линейно нарастающему* импульсу; для *линейно убывающих* импульсов $t^+ \ll t^-$.

ГЛИН широко применяются в различных электронных устройствах управления и автоматики, в которых для управления некоторыми узлами требуется линейно нарастающий или линейно убывающий сигнал. Например, при автоматизированном снятии АЧХ усилителей и других устройств используются генераторы качающейся частоты, в которых частота выходного сигнала пропорциональна управляющему напряжению, получаемому с выхода ГЛИН. По тому же принципу работают звуковые излучатели систем охраны и сигнализации, в которых благодаря ГЛИН излучаются звуковые колебания изменяющейся частоты. До недавнего времени ГЛИН широко применялись в телевизорах, дисплеях и осциллографах с электронно-лучевыми трубками (ЭЛТ) для перемещения луча по экрану.

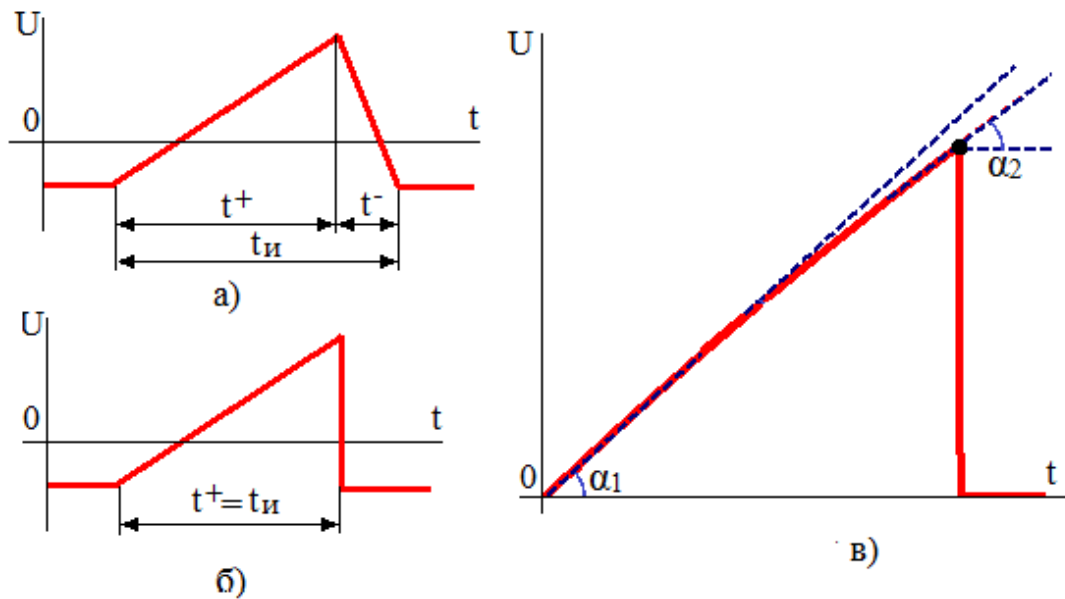


Рис. 12.1 Общий вид выходного напряжения ГЛИН (а), импульс пилообразного напряжения (б); к определению коэффициента нелинейности $K_{нл}$ (в)

В реальных генераторах временная зависимость выходного напряжения всегда в той или иной степени отличается от линейной. Для оценки качества работы генератора вводится *коэффициент нелинейности*:

$$K_{нл} = \frac{\left. \frac{dU}{dt} \right|_{t=0} - \left. \frac{dU}{dt} \right|_{t=t_u}}{\left. \frac{dU}{dt} \right|_{t=0}} = 1 - \frac{\operatorname{tg} \alpha_0}{\operatorname{tg} \alpha_1}$$

Как видно из приведенной формулы, $K_{нл}$ показывает, насколько сильно отклоняется скорость нарастания выходного напряжения от заданной величины. Очевидно, для идеального ГЛИН $K_{нл} = 0$. Чем меньше $K_{нл}$, тем ближе форма импульса к идеальной. Отметим, что при наблюдении выходных сигналов ГЛИН на осциллографе $K_{нл}$ порядка единиц процентов отклонение от линейности уже становится незаметным. При этом в некоторых подобных генераторах должны обеспечиваться $K_{нл}$ порядка сотых долей процента и менее.

Наиболее распространённый способ получения линейно изменяющегося напряжения – заряд высокостабильного конденсатора от генератора стабильного тока. На рис. 12.2 показано, как этот способ реализуется в ГПН. Схема (рис.12.2, а) состоит из генератора стабильного тока I_1 , конденсатора C_1 и электронного ключа S_1 , включенного параллельно конденсатору. Работой ключа управляет генератор прямоугольных импульсов V_1 : высокому уровню выходного напряжения генератора $U_{\text{упр}}$ соответствует разомкнутое состояние ключа, низкому – замкнутое состояние. Для учёта неидеальности элементов в схему внесены: выходное сопротивление генератора тока R_{out} (в идеале – бесконечное), сопротивление ключа в разомкнутом состоянии R_{off} (в идеале – бесконечное) и сопротивление ключа в замкнутом состоянии R_{on} (в идеале 0). На рис. 12.2, б показаны временные диаграммы работы схемы.

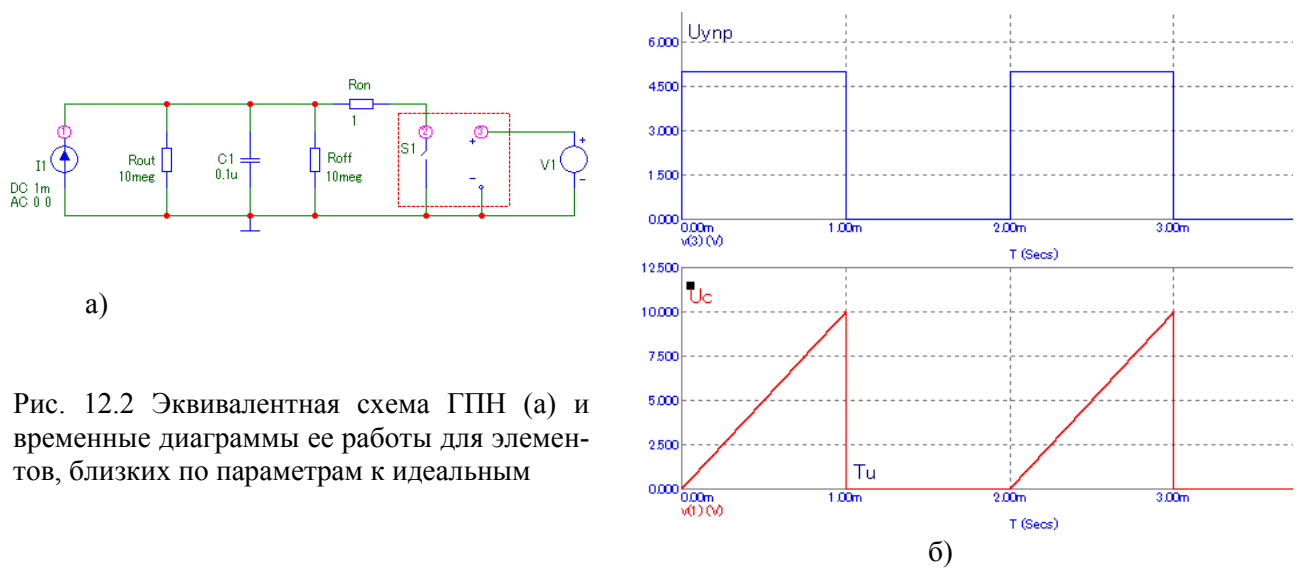


Рис. 12.2 Эквивалентная схема ГПН (а) и временные диаграммы ее работы для элементов, близких по параметрам к идеальным

На интервале от 0 до $T_{\text{и}}$ ключ S_1 разомкнут и поэтому происходит заряд конденсатора C_1 от источника тока I_1 . Если рассмотреть идеализированный случай, когда R_{out} и R_{off} бесконечны, то ток источника протекает только через конденсатор. Учитывая общую формулу связи напряжения и тока конденсатора, а также постоянство тока заряда I_1 , получаем

$$U_{C_1}(t) = \frac{1}{C_1} \int_0^t i(t) dt = \frac{I_1 t}{C_1},$$

т. е. напряжение на конденсаторе со временем действительно должно линейно возрастать. В реальном случае, когда R_{out} и R_{off} конечны, часть тока источника протекает через них. При уменьшении R_{out} и R_{off} растет ток, протекающий через них, из-за чего ток заряда конденсатора уменьшается. Это приводит к замедлению роста напряжения на конденсаторе, в результате закон изменения напряжения отличается от линейного. Можно показать, что отклонение от линейного роста остаются незначительными, пока выполняется условие

$$\tau_3 = C_1(R_{\text{out}} \parallel R_{\text{off}}) \gg T_{\text{и}}. \quad (12.1)$$

По окончании импульса управления ключ $S1$ замыкается и конденсатор разряжается через малое сопротивление замкнутого ключа R_{on} , из-за чего напряжение на конденсаторе быстро падает до нуля. В идеальном случае, когда $R_{on} \approx 0$, уменьшение напряжения на конденсаторе происходит мгновенно. В реальных ключах сопротивление в замкнутом состоянии может значительно отличаться от нуля и достигать сотен Ом. Тогда при замыкании ключа напряжение на конденсаторе будет уменьшаться с постоянной времени разряда $\tau_p = C_1(R_{out} \parallel R_{on}) \approx C_1 R_{on}$, и этот процесс будет тем заметнее, чем заметнее будет τ_p на фоне T_u .

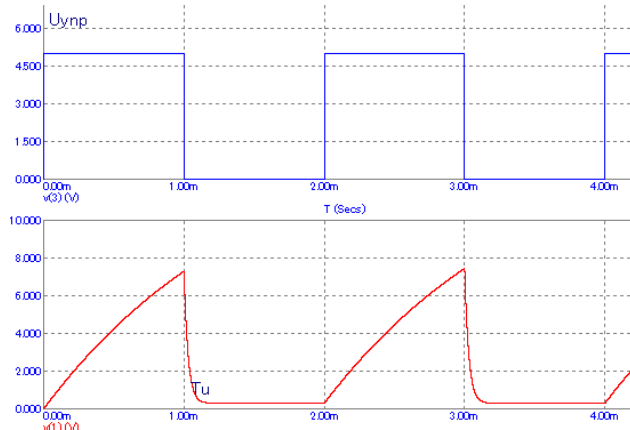


Рис. 12.3 Временные диаграммы пилообразного напряжения с искажениями.

ГПН на основе ключа с RC-цепью. Проще всего построить ГПН на основе генераторов прямоугольных импульсов и дополнительной схемы, преобразующей прямоугольный импульс в импульс линейно изменяющегося напряжения. Простейшая подобная схема и диаграммы ее работы показаны на рис. 12.4.

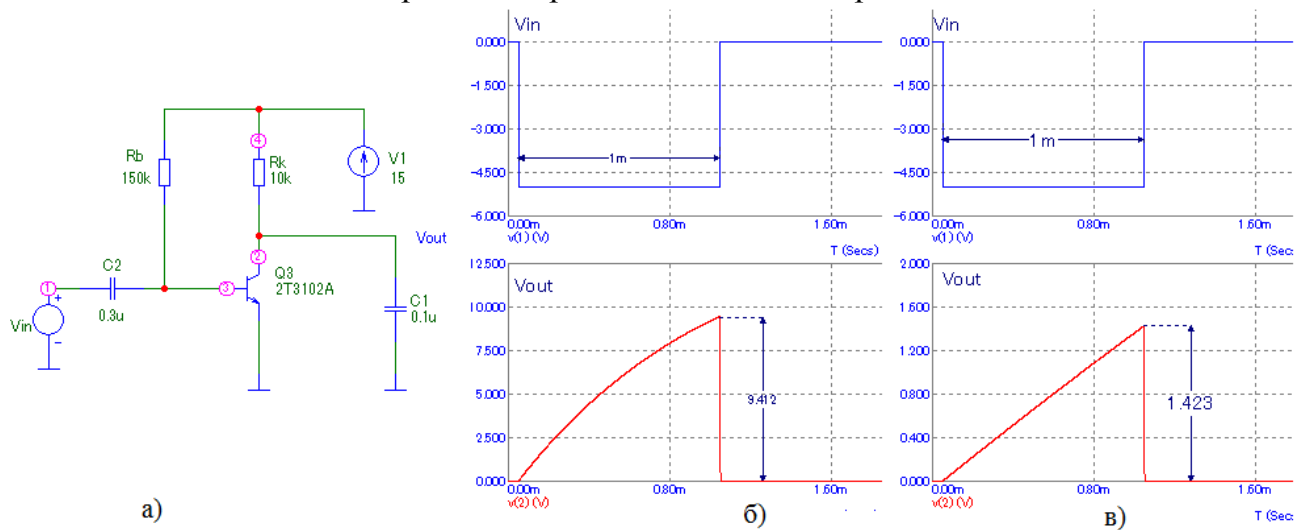


Рис. 12.4 Схема ГПН на основе ключа с RC-цепью (а), временные диаграммы для значений постоянной времени заряда конденсатора 1 мс (б) и 10 мс (в)

Схема состоит из ключа на транзисторе Q_1 , в выходную цепь которого включён конденсатор C_1 . В отличие от эквивалентной схемы (рис. 12.2, а), заряд конденсатора происходит не от генератора стабильного тока, а от источника напряжения V_1 через резистор R_k . Резистор R_b выбирается таким, чтобы транзистор при отсутствии входного управляющего импульса V_{in} был в режиме насыщения. Тогда Q_1 открыт и насыщен и своим малым сопротивлением шунтирует конденсатор C_1 , выходное напряжение равно $U_{кэ\text{ нас}}$ транзистора, т. е. близко к нулю. Входной импульс отрицательной полярности, подаваемый через конденсатор C_2 на базу транзистора, переводит его в режим отсечки. Транзистор перестаёт шунтировать C_1 и поэтому начинается заряд C_1 через резистор R_k от источника питания V_1 . Выходное напряжение возрастает по закону, *в той или иной степени* близкому к линейному. По окончании входного импульса транзистор вновь входит в режим насыщения и происходит быстрый разряд C_1 , из-за чего выходное напряжение быстро уменьшается до $U_{кэ\text{ нас}}$.

Как и в эквивалентной схеме, чтобы выходной импульс был близок к пилообразному, необходимо выполнить условие (12.1):

$$\tau_3 \approx C_1 R_k \gg T_{in}.$$

Таким образом, при улучшении формы импульса за счет увеличения τ_3 получаем уменьшение амплитуды выходного импульса, и импульсы с хорошей линейностью получаются с амплитудой существенно меньшей напряжения питания V_1 . И даже в этом случае, как правило, удастся получить коэффициент нелинейности не лучше 10%, поэтому данные схемы применяют при невысоких требованиях к линейности выходного напряжения.

Улучшить форму выходного импульса можно двумя способами:

- 1) заряжать конденсатор не от источника напряжения через резистор, а от устройства, по свойствам возможно более близкого к генератору стабильного тока;
- 2) выполнить схему так, чтобы тем или иным образом *компенсировать* возникающие искажения формы импульса включением в цепь заряда *источника компенсирующего напряжения*. Далее эти способы будут показаны на простых примерах.

ГПН с источником тока. Вместо резистора R_k в коллекторную цепь транзистора Q1 устанавливается источник тока на транзисторе Q2 (рис. 12.5). Из временных диаграмм видно, что даже при использовании самого простого источника тока на транзисторе можно получить импульсы с достаточно высокой линейностью изменения напряжения (по крайней мере, отклонения от линейности незаметны), при этом выходные импульсы могут иметь амплитуду близкую к напряжению питания или сопоставимую с ним.

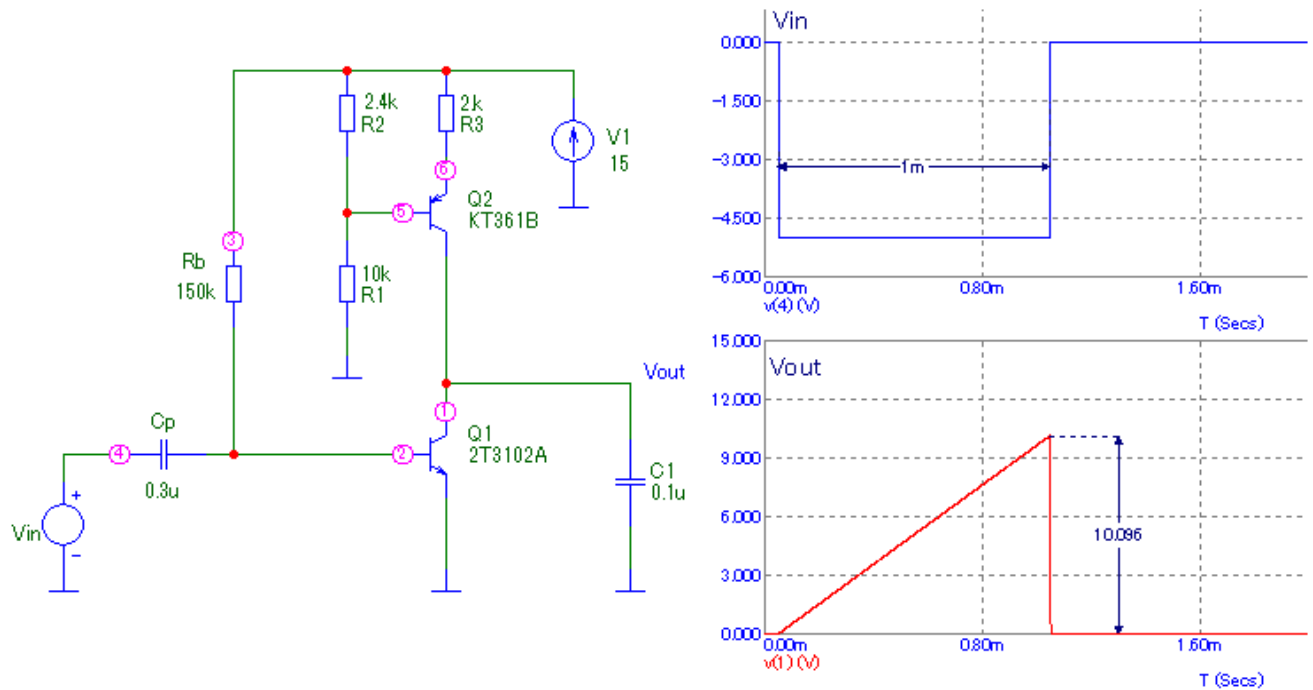


Рис. 12.4 Схема и временные диаграммы работы ГПН на основе ключа с транзисторным источником тока

Примечание. Источник тока на Q2 имеет выходной ток порядка 1 мА, а амплитуда выходного импульса близка к 10 В; при тех же T_u и C_1 схема работает практически так же, как эквивалентная схема на рис. 12.2, а.

ГПН на ОУ. На рис. 12.6 показана схема и временные диаграммы работы ждущего ГПН на ОУ. Схема построена на основе инвертирующего интегратора на ОУ DA_1 , параллельно конденсатору интегратора установлен электронный ключ S_1 . В качестве ключа обычно используются ИМС коммутаторов напряжения. Работой ключа управляет источник импульсного напряжения $V_{упр}$. Высокий уровень V_{in} соответствует замкнутому ключу, низкий уровень – разомкнутому. На вход интегратора подается напряжение опорного источника $V_{оп}$.

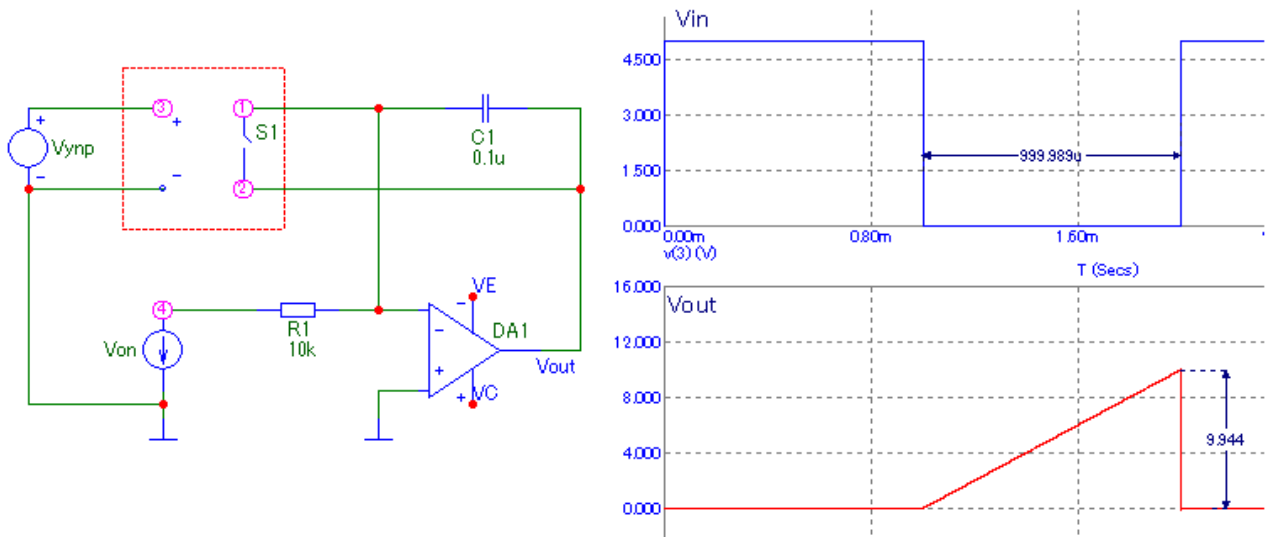


Рис. 12.6. Схема и временные диаграммы работы ГПН на ОУ

Когда ключ S_1 размыкается, происходит интегрирование постоянного опорного напряжения. Т.к. $V_{оп} < 0$, то напряжение на выходе ОУ линейно возрастает. При замыкании ключа конденсатор очень быстро разряжается через малое сопротивление замкнутого ключа, выходное напряжение быстро падает до нуля. Длительность спада выходного напряжения до нуля также зависит от быстродействия используемого в схеме ОУ (определяемого его скоростью нарастания V_u). Линейность выходного импульса определяется сопротивлением ключа в разомкнутом состоянии, стабильностью конденсатора C_1 и источника опорного напряжения, а также параметрами ОУ (например, чем меньше входные токи ОУ, тем выше линейность). В схемах на ОУ возможно получение пилообразных импульсов с более высокой линейностью, чем в схемах на простых транзисторных ключах.

Функциональный генератор на ОУ. Рассмотренные выше схемы представляли собой генераторы пилообразного напряжения, работающие в ждущем режиме. Схема, показанная на рис. 12.7, представляет собой автогенератор треугольного напряжения. Функциональными часто называют генераторы, на выходе которых можно получать сигналы разного вида (т.е. разные функции изменения напряжения во времени). Рассматриваемая схема позволяет получить сигнал двух видов: на одном выходе получается прямоугольный сигнал, на другом – треугольный. Схема имеет в своем составе триггер Шмитта на ОУ DA1 и инвертирующий интегратор на ОУ DA2. Выход интегратора соединен с входом триггера Шмитта.

Примечание. Триггер Шмитта – устройство, которое сравнивает входной сигнал с двумя пороговыми уровнями. В схеме триггера Шмитта ОУ охвачен положительной обратной связью по цепи R_1 - R_2 . Если входное напряжение больше напряжения включения ($V_{in} > V_{on}$), то выходное напряжение ОУ принимает максимальное возможное значение $+U_m$, соизмеримое с положительным напряжением питания ОУ. Если входное напряжение становится меньше напряжения выключения, то выходное напряжение ОУ принимает минимальное возможное значение $-U_m$, соизмеримое с отрицательным напряжением питания ОУ. Напряжения включения и выключения определяются следующим образом:

$$V_{on} = U_m \frac{R_1}{R_2}, \quad V_{off} = -U_m \frac{R_1}{R_2}.$$

Более подробно работа триггера Шмита будет рассмотрена ниже.

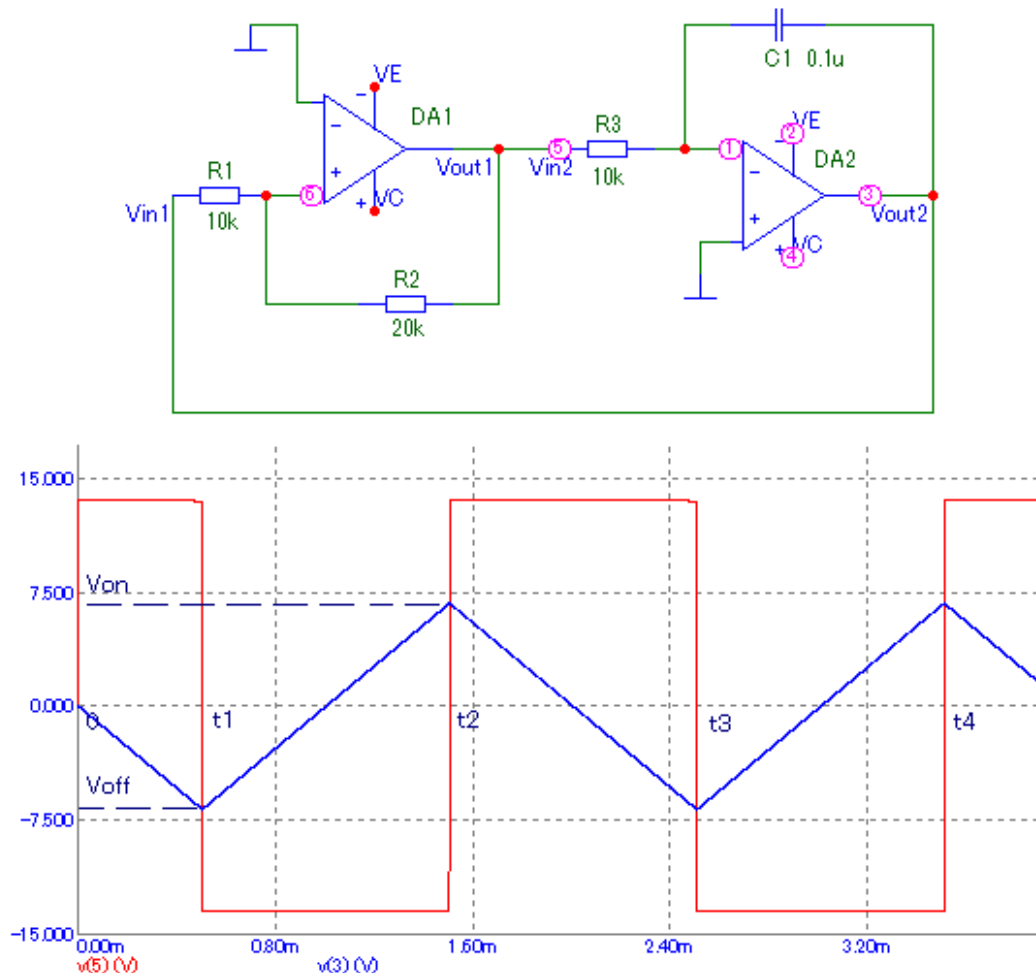


Рис. 12.6. Схема и временные диаграммы работы функционального генератора на двух на ОУ

В момент включения питания ($t=0$) выходное напряжение интегратора равно нулю, т. к. конденсатор C_1 разряжен, поэтому входное напряжение триггера Шмитта V_{in1} также равно нулю. Если напряжение смещения нуля DA_1 положительно, то вследствие ПОС через R_1 - R_2 выходное напряжение DA_1 V_{out1} становится равным $+U_m$. С выхода DA_1 напряжение поступает на вход инвертирующего интегратора на DA_2 , поэтому напряжение на его выходе V_{out2} линейно уменьшается. В момент t_1 $V_{out2} = V_{in1}$ становится меньше напряжения выключения $V_{off} = -U_m R_1 / R_2$, выходное напряжение DA_1 становится равным $-U_m$. Выходное напряжение интегратора линейно возрастает до момента t_2 , когда $V_{out2} = V_{in1}$ становится больше напряжения включения $V_{on} = U_m R_1 / R_2$. Выходное напряжение DA_1 вновь становится равным $+U_m$. Далее все циклически повторяется: при $V_{out1} = +U_m$ происходит линейное уменьшение V_{out2} , при $V_{out1} = -U_m$ – линейное увеличение V_{out2} . Таким образом, на выходе DA_1 имеем прямоугольные импульсы с размахом $2U_m$. Длительности интервалов положительного и отрицательного напряжений равны. На выходе DA_2 имеем треугольное напряжение с размахом, который определяется разностью напряжений включения и выключения, т. е. $2U_m R_1 / R_2$.

Формула для расчёта периода выходных импульсов может быть получена при рассмотрении процесса изменения выходного напряжения интегратора V_{out2} на интервале, когда оно изменяется от V_{on} до V_{off} (рис. 12.8).

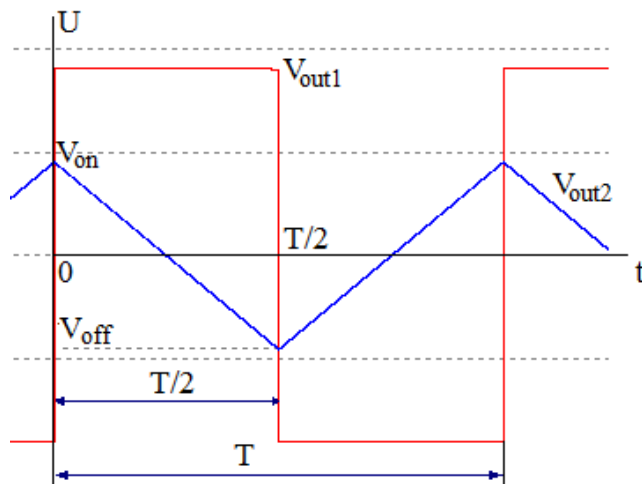


Рис. 12.8. К выводу формулы для расчета периода выходных импульсов функционального генератора (рис. 12.7)

Для выходного напряжения инвертирующего интегратора может быть записана общая формула:

$$V_{out2}(t) = V_{out2}(0) - \frac{1}{R_3 C_1} \int_0^t V_{out1}(t) dt \quad (12.2)$$

В момент, условно выбранный за 0, $V_{out2}(0) = V_{on} = U_m R_1 / R_2$, а в момент численно равный $T/2$, $V_{out2}(T/2) = V_{off} = -U_m R_1 / R_2$. При этом на интервале $0 \dots T/2$ $V_{out1} = +U_m$. С учетом этого, для момента $t = T/2$ формулу (12.2) можно записать следующим образом:

$$V_{out2}(T/2) = U_m \frac{R_1}{R_2} - \frac{1}{R_3 C_1} \int_0^{T/2} U_m dt = U_m \frac{R_1}{R_2} - \frac{1}{R_3 C_1} \frac{U_m T}{2} = -U_m \frac{R_1}{R_2}.$$

Отсюда
$$T = 4R_3 C_1 \frac{R_1}{R_2}$$

Дополнение. Триггер Шмитта

Схема неинвертирующего триггера Шмитта показана на рис. 12.9.

Из временных диаграмм работы схемы следует, что:

- 1) если входное напряжение V_{in} становится больше *напряжения включения* V_{on} , то выходное напряжение меняет значение с низкого на высокий уровень (что обычно называют *включением*);
- 2) если V_{in} становится меньше *напряжения выключения* V_{off} , то выходное напряжение меняет значение с высокого на низкий уровень (что обычно называют *выключением*).

Неинвертирующей данная схема называется потому, что увеличение входного напряжения соответствует увеличению выходного. Напряжения V_{on} и V_{off} задаются элементами схемы.

В схеме триггера Шмитта ОУ охвачен положительной обратной связью по цепи R_1 - R_2 . Выходное напряжение ОУ определяется знаком входного дифференциального напряжения ОУ, которое равно

$$U_{вх.диф} = U^+ - U^- = U^+ - V_0$$

Если $U_{вх.диф} > 0$, то V_{out} увеличивается; вследствие ПОС увеличивается U^+ , что приводит к дальнейшему росту V_{out} . Таким образом, благодаря ПОС V_{out} возрастает до максимально возможного положительного напряжения $+U_m$, соизмеримого с положительным напряжением питания ОУ.

Аналогично, но с точностью до наоборот, если $U_{вх.диф} < 0$, то вследствие ПОС V_{out} непрерывно уменьшается, пока не достигнет минимально возможного значения $-U_m$, соизмеримого с отрицательным напряжением питания.

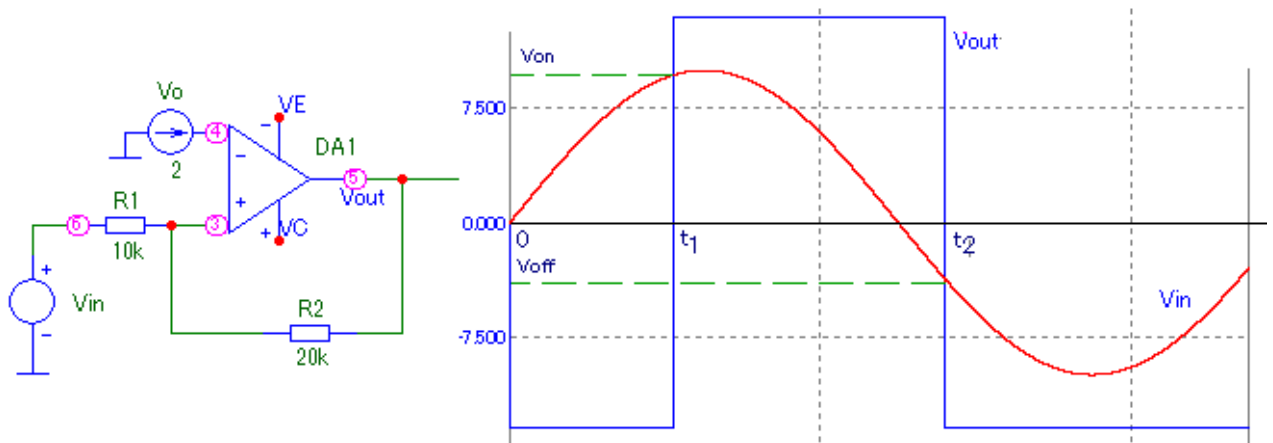


Рис. 12.9. Схема и временные диаграммы работы неинвертирующего триггера Шмитта на ОУ

Рассматривая цепь $V_{in} - R_1 - U^+ - R_2 - V_{out}$ (рис.12.9), для $U_{вх.диф}$ можно записать:

$$U_{вх.диф} = V_{in} - iR_1 - V_0 = V_{in} - \frac{V_{in} - V_{out}}{R_1 + R_2} R_1 - V_0 = \frac{V_{in} R_2 + V_{out} R_1}{R_1 + R_2} - V_0$$

Рассмотрим работу триггера Шмита при подаче на его вход переменного напряжения.

Интервал $0 \dots t_1$. $V_{out} = -U_m$, что соответствует *выключенному* состоянию ОУ. При этом

$$U_{\text{вх диф выкл}} = \frac{V_{in} R_2 - V_m R_1}{R_1 + R_2} - V_0 < 0, \text{ или } V_{in} < U_m \frac{R_1}{R_2} + V_0 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right),$$

На интервале $0 \dots t_1$ V_{in} увеличивается, приближаясь к V_{on} .

Момент t_1 : V_{in} увеличивается настолько, что становится больше *напряжения включения* V_{on} :

$$V_{in} > V_{on} = U_m \frac{R_1}{R_2} + V_0 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Это значит, что $U_{\text{вх.диф}}$ становится положительным и вследствие ПОС V_{out} становится равным $+U_m$ (т. е. происходит *включение*).

Интервал $t_1 \dots t_2$. $V_{out} = +U_m$ (состояние включения). Из-за изменения V_{out} в момент t_2 $U_{\text{вх.диф}}$ также изменяется и становится равным

$$U_{\text{вх диф вкл}} = \frac{V_{in} R_2 + V_m R_1}{R_1 + R_2} - V_0.$$

При изменении V_{in} состояние включения сохраняется до тех пор, пока $U_{\text{вх.диф}}$ остается положительным, или пока выполняется условие

$$V_{in} > -U_m \frac{R_1}{R_2} + V_0 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right).$$

Момент t_2 : V_{in} уменьшается настолько, что становится меньше *напряжения выключения* V_{off} :

$$V_{in} < V_{off} = -U_m \frac{R_1}{R_2} + V_0 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

$U_{\text{вх.диф}}$ становится отрицательным и вследствие ПОС V_{out} становится равным $-U_m$ (т. е. происходит *выключение*). $U_{\text{вх.диф}}$ становится отрицательным и равным

$$U_{\text{вх диф выкл}} = \frac{V_{in} R_2 - V_m R_1}{R_1 + R_2} - V_0 < 0.$$

В этом состоянии схема будет находиться до тех пор, пока V_{in} опять не станет больше V_{on} .

Часто используется схема, в которой инвертирующий вход ОУ подсоединен к общему проводу, т. е. фактически в этой схеме $V_0 = 0$ (как и в схеме функционального генератора рис. 12.7). Тогда уровни включения и выключения симметричны относительно 0:

$$V_{on} = U_m \frac{R_1}{R_2}, \quad V_{off} = -U_m \frac{R_1}{R_2}.$$