

Преобразователь напряжение-частота и частота-напряжение (ПНЧ, ПЧН) со встроенным операционным усилителем (модифицированный аналог LM331 (NSC, США)).

ПАРАМЕТРЫ:

$U_{пит}=3.5B-35B$, $I_{потр}<1.5mA$

Достижимая нелинейность преобразования ПНЧ:

Схема без интегратора (Рис.1) 0.2%

Схема с интегратором (Рис.2, 3) 0.02%

$U_{см}$ компаратора (входы 5,6) $< 10mV$

$I_{вх}$ компаратора (входы 5,6) $< 300nA$

$U_{см}$ ОУ (входы 13,14) $< 5mV$

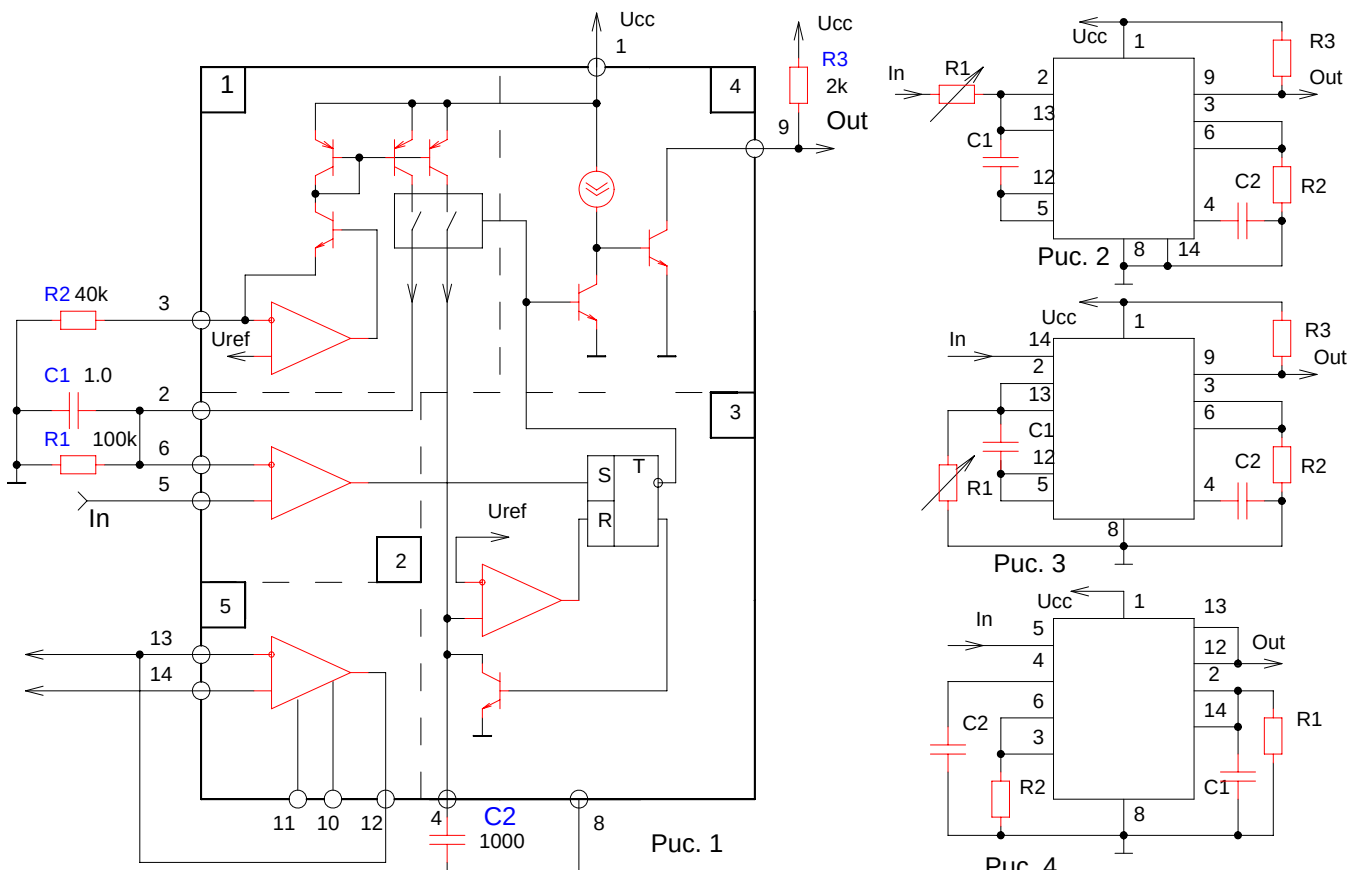
A_u ОУ ($R_H=10k$) > 50000

$I_{out\ imp\ max} = 20mA$

ИС UA02ПП1 выполнена по КФУЛ 431.322.001ТУ

На блок-схеме (Рис. 1) микросхема показана в режиме ПНЧ без интегратора. Микросхема содержит генератор опорного напряжения 1,9В (на схеме не показан), генератор опорного тока с ключами [1] (величина тока задается резистором, подключаемым к выводу 3), компаратор [2] (входы 5 и 6), ждущий мультивибратор [3], построенный на компараторе и триггере, выходной ключ [4] на n-р-n-транзисторе с открытым коллектором и операционный усилитель [5]. В случае необходимости усилитель балансируется потенциометром, включенным между выводами 10 и 11 и общей шиной. В этом режиме микросхема работает с входным сигналом положительной полярности. Если напряжение на входе 5 компаратора больше, чем на входе 6, срабатывает триггер, управляющий ключами, и опорный ток поступает на входы 2 и 4. Выходной ключ при этом открыт. Ситуация сохраняется до тех пор, пока напряжение на входе 6 не превысит напряжение входа 5, а пилообразное напряжение входа 4 не достигнет опорного напряжения 1.9В. После этого компараторы переводят триггер в исходное состояние, генераторы опорного тока отключаются от входов 2 и 4, а конденсатор C2 быстро разряжается. Выходной ключ при этом закрыт. Конденсатор C1 разряжается через резистор R1 до тех пор, пока его напряжение не сравняется с входным, и снова не сработает первый компаратор. Очевидно, что микросхема автоматически поддерживает равенство напряжений на входах 5 и 6.

Ток разряда конденсатора C1 равен $U_{in}/R1$, а ток заряда этого конденсатора пропорционален частоте



формирования импульсов и емкости конденсатора C2. В стационарном режиме эти токи равны, т. е. частота пропорциональна входному напряжению.

Номиналы навесных элементов подбирают из следующих соображений: Опорный ток, заряжающий C1 и C2, равен $1,9V/R2$. Длительность выходного прямоугольного импульса и треугольного импульса на C2 равны $R2 \cdot C2$. **$F_{out} = V_{in} / (R1 \cdot C2 \cdot 1,9V)$** . Рекомендуется: $R2 \geq 20k$, $C1 \geq 300 \cdot C2$. Например: $R1 = 100k$, $R2 = 40k$, $R3 = 2k$, $C1 = 1,0$, $C2 = 2n$. Коэффициент преобразования при этом составляет 2,6 кГц/В.

Помехи на входе 5 приводят к значительным флуктуациям периода следования импульсов, так как переменная составляющая напряжения на входе 6, управляющая первым компаратором, составляет всего несколько мВ. Это главный источник затруднений при использовании микросхемы ! Помехи необходимо уменьшать фильтрацией входного сигнала. Уменьшение конденсатора C1 также дает эффект, правда, за счет нелинейности.

Рис. 2: ПНЧ с внутренним интегратором (Входное напряжение должно быть отрицательным).
В данной схеме включения значительно возрастает линейность преобразования за счет того, что эффективное значение емкости конденсатора C1, значительно выше, чем в предыдущей схеме благодаря операционному усилителю. Формирование выходного импульса начинается, когда напряжение на выходе 12 усилителя и входе 5 компаратора достигнет опорного напряжения 1,9 В (второй вход компаратора 6 подключен к выводу 3, на котором поддерживается 1,9В). Процесс формирования импульса происходит аналогично предыдущей схеме. **$F_{out} = -V_{in} / (R1 \cdot C2 \cdot 1,9V)$** ; $T_{imp} = R2 \cdot C2$. Номинал C2 определяется из того, чтобы при формировании импульса его напряжение не меняло знак. Достаточно, чтобы $C1 > C2$. Лучше $C1 = 2 \cdot C2$. Номиналы навесных элементов могут быть такими же, как и раньше, при этом получим тот-же коэффициент преобразования.

Рис. 3: ПНЧ с внутренним интегратором (Входное напряжение должно быть положительным).
В данной схеме включения устраняется недостаток предыдущей схемы, связанный с необходимостью применения отрицательного входного напряжения. Отличие состоит только в построении неинвертирующего интегратора на внутреннем операционном усилителе.

Рис. 4: ПЧН. Преобразование частоты в напряжение в данной схеме происходит за счет подзарядки C1 фиксированным зарядом, равным $C2 \cdot 1,9V$, при поступлении очередного импульса на вход 5. Для развязки по выходу к C1 в качестве буфера подключен усилитель. Номиналы навесных элементов могут быть теми же, что и в предыдущих примерах. Длительность входного импульса должна быть обязательно меньше длительности формируемого на C2 (вывод 4) треугольного импульса ($R2 \cdot C2$), иначе искажается коэффициент преобразования. В данном включении амплитуда входных импульсов должна быть выше опорного напряжения (1,9В). **$V_{out} = F_{imp} \cdot R1 \cdot C2 \cdot 1,9V$** ; $R2 \geq 40k$; $C1 \geq 1000 \cdot C2$. Входные импульсы : $V_{imp} \geq 2V$; $T_{imp} \leq 0,5 \cdot R2 \cdot C2$.

Можно установить и другой порог срабатывания, подав соответствующее напряжение на вход 6. Если поменять местами выводы 5 и 6, в качестве запускающих могут использоваться также и отрицательные импульсы (постоянная составляющая входного напряжения при этом должна быть такой, чтобы оно всегда было положительным), например выходные импульсы аналогичной схемы, используемой в режиме ПНЧ.

Показателем нормальной работы микросхемы во всех схемах включения является устойчивое формирование неперекрывающихся между собой треугольных импульсов с амплитудой 1,9В и нулевым начальным значением на конденсаторе C2 (вывод 4), а также наличие опорного напряжения 1,9В без наводок на выводе 3.