ISSN 0002-306X. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2001. Т. LIV, № 2.

УДК 621.3.084

НАУЧНОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Б.М. МАМИКОНЯН, Х.Б. МАМИКОНЯН

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ В ЧАСТОТУ ИМПУЛЬСОВ

Рассмотрены принципы построения электронных измерительных преобразователей напряжения в частоту (ПНЧ), изложены методика выбора и расчета их параметров, особенности улучшения метрологических характеристик, приведены краткие описания и характеристики интегральных микросхем ПНЧ.

Ключевые слова: напряжение, частота, импульс, интегратор, компаратор, ключ, порог.

Широкое распространение цифровых устройств и микропроцессорных средств в измерительных системах требует применения схем для преобразования аналоговых сигналов в соответствующий им цифровой эквивалент (АЦП). Особым видом высокоточных АЦП являются ПНЧ, генерирующие на своем выходе последовательность импульсов, частота которых пропорциональна напряжению (или току) входного аналогового сигнала. Частотно-импульсный сигнал на выходе ПНЧ используется микропроцессором по методу непосредственного считывания, что позволяет построить измерительные устройства, обладающие высокой точностью и быстродействием в условиях действия помех и дестабилизирующих факторов [1, 2]. Рассмотрим основные принципы построения и особенности выбора ПНЧ для микропроцессорных измерительных устройств.

Основными характеристиками ПНЧ, обусловливающими их выбор, являются: разрешающая способность, точность и быстродействие. Разрешающая способность определяется порогом чувствительности и максимальным диапазоном входного аналогового напряжения (полной шкалой), точность – абсолютной погрешностью полной шкалы и нелинейностью $\delta_л$ статической характеристики преобразования, а быстродействие характеризуется временем преобразования $t_п$, т.е. интервалом времени от момента заданного изменения сигнала на входе до появления на выходе установившейся частоты. При построении ПНЧ чаще всего находит применение принцип интегрирования входного напряжения с периодическим разрядом емкости интегратора или с переменой направления интегрирования [3, 4].

ПНЧ с периодическим разрядом емкости интегратора содержат пассивный или активный интегратор, к выходу которого присоединяется нуль-орган, и цепь разряда, управляемую нуль-органом. В схеме простейшего ПНЧ такого типа с пассивным интегратором [3] входное положительное напряжение $U_{вх}$ заряжает через резистор R_1 конденсатор С (рис. 1а). Процесс заряда продолжается до тех пор, пока напряжение на И-входе нуль-органа, выполненного на основе ОУ с

цепью ПОС, не достигнет уровня, задаваемого на Н-входе делителем R_3, R_4 . После этого выходное напряжение ОУ переходит с положительного уровня ограничения на отрицательный, диод открывается, и конденсатор С разряжается током, проходящим через диод и резистор R_2 . Разряд конденсатора закончится тогда, когда снова сравняются напряжения на входах ОУ. Чем выше входное напряжение, тем быстрее заряжается конденсатор (благодаря увеличению зарядного тока) и тем выше частота. Резистор R_2 нужен только для ограничения выходного тока ОУ. Если время разряда конденсатора много меньше времени его заряда и $R_3 << R_4$, то частота выходных импульсов будет изменяться приблизительно пропорционально входному напряжению:

$$f \approx \frac{U_{вх}}{2U_{огр}} \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{R_1 C} ,$$

где $U_{огр}$ – напряжение ограничения на выходе ОУ.

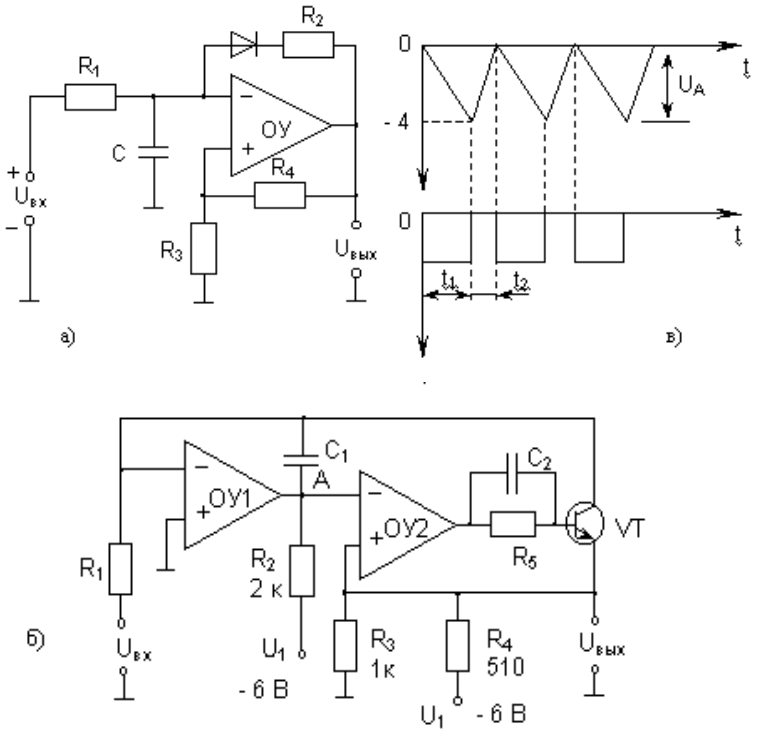

Рис.1. ПНЧ с периодическим разрядом кондесатора:
а – с пассивным интегратором, б – с активным интегратором,
в – графики напряжений

Применением активного интегратора строятся более точные (но и более сложные) ПНЧ с периодическим разрядом [3-5]. Схема (рис.1б) содержит интегратор, компаратор и ключ [5]. Выходное напряжение интегратора является линейно нарастающим отрицательным напряжением

(рис.1в). Скорость нарастания пропорциональна входному напряжению. Когда отрицательное напряжение превышает установленный отрицательный порог компаратора, последний с помощью ключа (VT) производит сброс напряжения интегратора до нуля. Затем цикл интегрирования повторяется. Усилитель ОУ2 выполняет функцию компаратора. Пороговое напряжение – 4 *В* подается на Н-вход с делителя R_3, R_4 . Когда выходное напряжение интегратора достигает – 4 *В*, на выходе компаратора появляется напряжение +5 *В*, транзистор открывается; при этом потенциал на Н-входе компаратора удерживается на нулевом уровне. Когда выходное напряжение интегратора достигает нуля, на выходе компаратора появляется отрицательное напряжение, и транзистор закрывается. Затем цикл повторяется.

Время заряда конденсатора C_1 интегратора:

$$t_1 = R_1 C_1 U_{вых} / U_{вх},$$

где $U_{вых} = U_1 R_3 / (R_3 + R_4)$.

Время переброса интегратора:

$$t_2 = C_1 U_{вых} / I_к \approx C_1 R_4 U_{вых} / U_1 .$$

Период одного цикла:

$$T = t_1 + t_2 = C_1 U_{вых} (R_1 / U_{вх} + R_4 / U_1).$$

С учетом того, что коллекторный ток $I_к$ значительно больше входного тока $U_{вх} / R_1$, т. е. $R_4 / U_1 << R_1 / U_{вх}$, найдем частоту преобразования:

$$f \approx U_{вх} (R_3 + R_4) / C_1 R_1 R_3 U_1 .$$

Как видно из полученных формул, частота рассмотренных ПНЧ зависит от 5-6 параметров схемы, поэтому в них трудно обеспечить стабильность чувствительности.

Ряд ведущих электронных фирм мира выпускает интегральные микросхемы ПНЧ, обладающие высокими метрологическими и эксплуатационными характеристиками. Часть этих ПНЧ также построена по принципу периодического разряда емкости интегратора. Наиболее распространена схема (рис. 2), состоящая из интегратора на ОУ1, двух компараторов А и В, триггера Т (образующих одновибратор OS), двух переключаемых источников тока I_A и I_B и выходного транзистора с открытым коллектором. Положительное входное напряжение вызывает входной ток $I_1 = U_{вх} / R_1$, который заряжает конденсатор C_2 интегратора. Напряжение U_2 на выходе интегратора будет уменьшаться согласно формуле $dU_2/dt = U_{вх}/R_1C_2$. При его достижении нуля компаратор А переключает триггер; последний замыкает ключи источников тока, а также изменяет $U_{вых}$ с логического 0 до логической 1. U_2 начинает возрастать (рис. 2б), а ток I_B начинает заряжать конденсатор C_1 одновибратора. В точке достижения напряжения U_{C1} = –7,5 *В* компаратор В переключает триггер, и цикл повторяется.

За время t_1+t_2 конденсатор C_2 заряжается и разряжается, поэтому изменение его заряда

$$\Delta Q = 0 = I_1 t_1 + (I_1 - I_A) t_2 ,$$

откуда получаем $f = 1/(t_1 + t_2) = I_1 / I_A t_2 = U_{вх} / I_A R_1 t_2$.

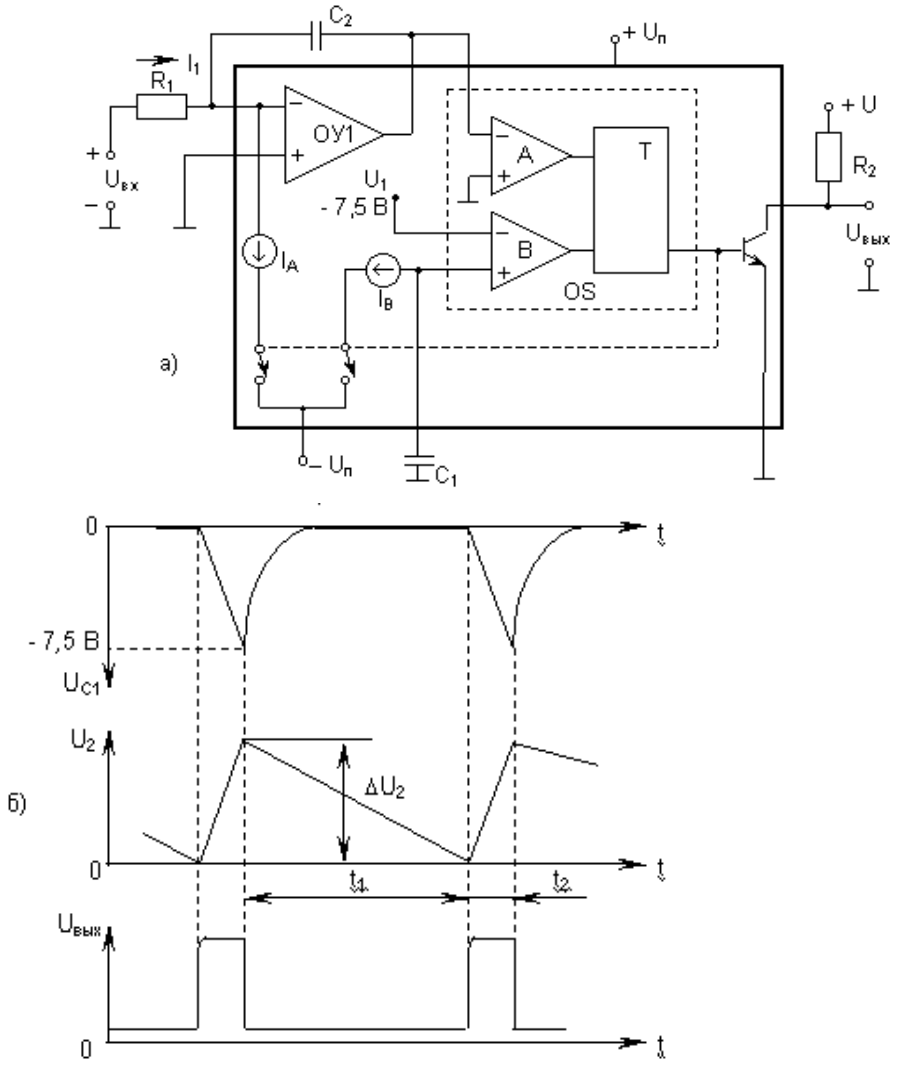

Рис. 2. Микросхема ПНП: а – электрическая схема: б – графики напряжений

За время t_2 ток I_B заряжает конденсатор C_1 до –7,5 *В*, поэтому $t_2 = C_1 \cdot 7{,}5/I_B$, следовательно, $f = \dfrac{U_{вх}}{7{,}5R_1C_1}\dfrac{I_B}{I_A}$.

Обычно в рассматриваемых микросхемах с высокой точностью обеспечивается равенство $I_A = I_B = 1$ *мА*, поэтому функция преобразования принимает вид $f = U_{вх}/7{,}5R_1C_1$, не зависит от емкости конденсатора C_2 интегратора, поскольку C_2 влияет одновременно на восходящую

и нисходящую ветви напряжения U_2, следовательно, требования к допуску и стабильности C_2 не строги. Выбор R_1 и C_1, входящих в функцию преобразования, влияет на ее нелинейность. В целом более большие значения C_1 и более низкие входные токи (более высокие значения R_1) обеспечивают лучшую линейность; не рекомендуются значения входного тока более 0,5 *мА*. Относительная длительность $\gamma = t_2/(t_1+t_2)$ выходных импульсов является функцией входного напряжения, поскольку t_2 – фиксированная величина, а период $T = t_1+t_2$ зависит от $U_{вх}$. Исследования показывают [6, 7], что лучшая линейность функции преобразования достигается при ((0,25. Следовательно, поскольку

$$\gamma_{max} = \frac{C_1 \cdot 7{,}5}{I_B} \frac{U_{вхшк}}{7{,}5 R_1 C_1} = \frac{I_{1шк}}{1мА},$$

то должно обеспечиваться значение $I_{1шк} = 0{,}25$ *мА* , что является исходным для выбора номинала резистора R_1. При этом резистор R_1 снабжается небольшой подстроечной частью, служащей для внешней точной настройки коэффициента преобразования микросхемы.

Типичные значения коллекторного напряжения транзистора $U = 5\ldots15$ *В*, при этом номинал резистора R_2 выбирается так, чтобы ток коллектора транзистора не превышал 8 *мА*. Следует иметь в виду, что чем меньше номинал R_2, тем короче фронт выходного импульсного сигнала. При скачке входного напряжения от 0 до 10 *В* при f_{max}=10 *кГц* время преобразования $t_п$=40 *мкс*; при этом ошибка установки максимальной частоты не более 10 *Гц*. Для повышения разрешающей способности ПНЧ при входном напряжении менее 10 *мВ* необходимо применять точную балансировку входного ОУ, имеющего напряжение смещения до 4 *мВ*. Номиналы резисторов цепи балансировки необходимо выбирать так, чтобы обеспечивался ток балансировки 8…12 *нА*. Входное сопротивление ОУ1 составляет более 20 *кОм* при входной емкости 10 *пФ*. В случае отрицательного входного напряжения источник $U_{вх}$ подключается между Н-входом ОУ1 и землей, а левый зажим резистора R_1 заземляется; в этом случае источник входного напряжения работает в режиме холостого хода.

По описанному выше принципу построены микросхемы ПНЧ типов VFC32, VFC100, VFC320 фирмы Burr-Brown (США), ADVFC32 фирмы Analog Devices (США), а также микросхема КР1108ПП1, основные метрологические и эксплуатационные характеристики которых представлены в табл. 1 [6-11]. Общим для них всех является:

- номинальное значение напряжения питания: (15 *В*;
- диапазон рабочих температур: – 65…+150 *°С* (– 10…+70 *°С* для КР1108ПП1).

Стремление улучшить динамические характеристики и повысить тем самым частоту привело к разработке микросхем ПНЧ с усовершенствованной схемой (рис.3). Схема содержит входной интегратор, источник тока с управляемым переключателем, компаратор А и одновибратор OS. В период интегрирования (t_1) источник тока подключен к выходу интегратора, а в период возврата в исходное положение (t_2) – к суммирующему узлу ОУ1 (рис. 3б,в). При этом для обоих состояний выходной ток ОУ1 один и тот же: этим доводятся до минимума переходные процессы. В остальном схема работает аналогично предыдущей.

Таблица 1

Характеристики микросхем ПНЧ

Тип / Параметр	VFC32 ADVFC32	VFC100	VFC320	КР1108ПП1
Диапазон входного напряжения, $U_{вх}$, *В*	± 15	± 5	± 10	± 10
Диапазон входного тока, I_1, *мА*	0…0,25	0…0,25	0…0,25	0…0,25
Дифференциальное входное сопротив-ление, $z_{вх}$	300 *кОм* // 10 *пФ*	20 *кОм* // 10 *пФ*	300 *кОм*// 5 *пФ*	20 *кОм* // 10 *пФ*
Диапазон выходной частоты, f, *кГц*	0…500	0…1000	0…1000	0…500
Погрешность нелинейности, $\delta_л$, %	± 0,01 на 10 *кГц* ± 0,05 на 100 *кГц* ± 0,2 на 500 *кГц*	± 0,02 на 100 *кГц* ± 0,1 на 1 *МГц*	± 0,005 на 10 *кГц* ± 0,03 на 100 *кГц* ± 0,1 на 1 *МГц*	± 0,01 на 10 *кГц* ± 0,05 на 100 *кГц* ± 0,2 на 500 *кГц*
Погрешность коэффи-циента преобразования, $\delta_к$, %	± 5,0	± 1,0	± 10,0	± 10,0
Темпер. дрейф коэффициента преобразова-ния, $\Delta\delta_к$, *%/°C*	± 0,0075	± 0,005 (на 100 *кГц*)	± 0,005	± 0,005
Напряжение смещения, $U_{см}$, *мВ*	± 4,0	± 1,0	± 0,15	± 4,0
Темп. дрейф напряжения смешения, $\Delta U_{см}$, *мкВ/°C*	± 30	± 5,0	± 5,0	± 5,0
Напряжение питания, $U_п$, *В*	± 9… ± 18	± 7,5 … ± 28,5	± 13 … ± 20	±14,2…±15,75
Ток потребления, $I_п$, *мА*	6,0	11,0	6,5	6,0

Функция преобразования получается следующим образом. Период возврата начинается, как только выходное напряжение U_2 интегратора пересекает порог компаратора и растет на величин (рис. 3г)

$$\Delta U_2 = t_2 \frac{dU}{dt} = \frac{t_2}{C_2}\left(I_A - I_1\right).$$

После окончания периода возврата начинается следующий период интегрирования, и напряжение U_2 начинает опять понижаться. Время, необходимое для достижения порога компаратора,

$$t_1 = \frac{\Delta U_2}{dU/dt} = \frac{\left(I_A - I_1\right)t_2/C_2}{I_1/C_2} = t_2\left(\frac{I_A}{I_1} - 1\right).$$

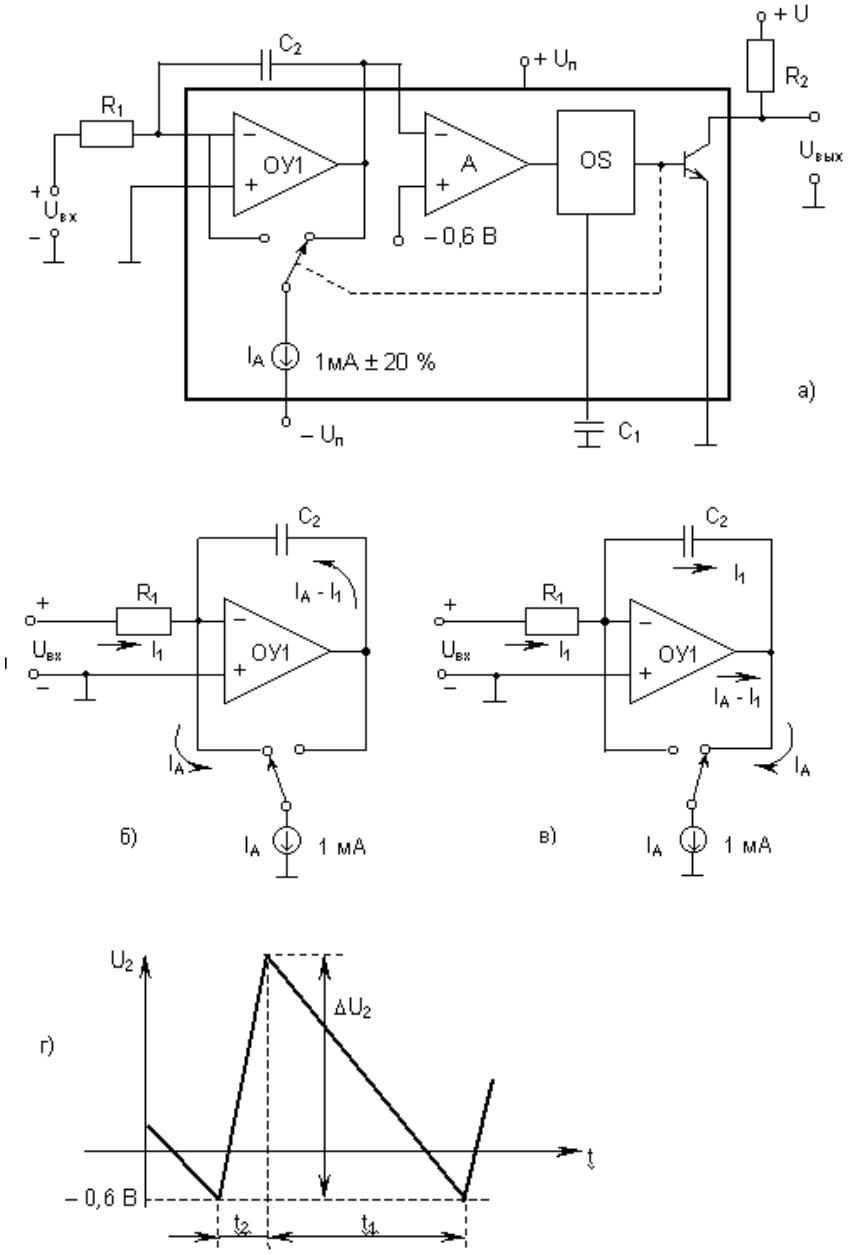

Рис. 3. Микросхема ПНЧ: а – электрическая схема; б – режим возврата, в – режим интегрирования, г – график напряжения на выходе интегратора

Выходная частота $f = 1/(t_1 + t_2) = I_1/t_2 I_A$.

Для расчета времени t_2 необходимо учесть, что задающий конденсатор C_1 одновибратора управляется внутренним источником тока $I_B = 0{,}5$ *мА*, и при напряжении приблизительно $U_1 = -3{,}4$ *В* на этом конденсаторе одновибратор отключается. Поэтому

$$t_2 = U_1 C_1 / I_B ,$$

в результате чего получается

$$f = \frac{U_{вх}}{U_1 R_1 C_1} \frac{I_B}{I_A} = \frac{U_{вх}}{6{,}8 R_1 C_1} .$$

Здесь конденсатор C_2 интегратора также не влияет на функцию преобразования, а просто определяет амплитуду пилообразного сигнала на выходе интегратора. Значение C_2 почти во всех микросхемах ПНЧ вычисляется по формуле

$$C_2 = 10^{-4} / f_{max} \ (Ф/с),$$

но не должно быть менее значения $C_{2min} = 1000$ *пФ.*

По схеме рис. 3 построены [6, 7] микросхемы ПНЧ типов VFC110, VFC121 фирмы Burr-Brown и AD650, AD652 фирмы Analog Devices (табл. 2).

ПНЧ с изменением направления интегрирования содержат переключатель направления интегрирования, управляемый нуль-органом, сравнивающим напряжение на выходе интегратора с некоторыми опорными уровнями. В типовой схеме такого ПНЧ [12] ОУ1 работает как повторитель напряжения, когда ключи разомкнуты, и как инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления, равным единице, когда ключи замкнуты (рис. 4). ОУ1 попеременно выдает $+U_{вх}$ и $-U_{вх}$ на вход интегратора, заставляя конденсатор С заряжаться отрицательным зарядом при $+U_{вх}$ и положительным при $+U_{вх}$. Компаратор ОУ3 включает ключи, когда выход интегратора достигает напряжения

$$U_B = -U_{см} R_4 / (R_4 + R_5),$$

и выключает ключи, когда

$$U_B = U_{см} R_4 / (R_4 + R_5) .$$

Для того чтобы схема хорошо работала на низкой частоте, вход ОУ2 должен быть на полевых транзисторах. Для получения высокой скорости переключения усилители ОУ1 и ОУ2 следует выбирать среди наиболее быстродействующих ОУ с полевыми транзисторами на входе. Необходимо также учесть, что $U_{вх}$ должно быть меньше $U_{ст}$. Если диапазон входного напряжения $U_{вхmax}$ и соответствующая ему выходная частота f_{max} известны, то выбор параметров ПНЧ производится с помощью основной формулы $C = It/\Delta U_B$, где I – зарядный ток; $t=T/2=1/2f_{max}$; ΔU_B – полное приращение напряжения на конденсаторе от пика до пика.

Таблица 2

Характеристики микросхем ПНЧ

Тип / Параметр	VFC110	VFC121	AD650	AD652
$U_{вх}$, *В*	0…10	0 … ($U_п$-2)	± 15	± 15
I_1, *мА*	0…0,25	–	0…0,6	0…0,5
$z_{вх}$	25 *кОм*	10 *МОм*	2 *МОм* // 10 *пф*	20 *кОм*
f, *кГц*	0…4000	0…1000	0…1000	0…2000
$\delta_л$, %	± 0,005 на 100 *кГц* ± 0,01 на 1 *МГц* ± 0,02 на 2 *МГц* ± 1,0 на 4 *МГц*	± 0,03 на 100 *кГц* ± 0,1 на 1 *МГц*	± 0,002 на 10 *кГц* ± 0,005 на 100 *кГц* ± 0,07 на 1 *МГц*	± 0,005 на 1 *МГц* ± 0,02 на 2 *МГц*
$\delta_к$, %	± 5,0 (на 1 *МГц*)	± 10 (на 100 *кГц*)	± 5 (на 100 *кГц*) ± 10 (на 1 *МГц*)	± 1,0
$\Delta\delta_к$, % / °C	± 0,005 (на 1 *МГц*)	± 0,008 (на 100 *кГц*)	± 0,0075 (на 100 *кГц*) ± 0,015 (на 1 *МГц*)	± 0,005 (на 100 *кГц*)
$U_{см}$, *мВ*	± 3,0	± 0,8	± 4,0	± 3,0
$\Delta U_{см}$, *мкВ*/°C	± 35	± 10	± 30	± 10
$U_п$, *В*	±5…±18	±4,5…+36	±9…±18	±6…±18
$I_п$, *мА*	13,0	7,5	8,0	11

Зарядный ток $I = U_{вхmax} / R_1$ выбирается равным 1,0 *мА* (выбор меньших зарядных токов приводит к необходимости ставить конденсатор очень малой емкости), напряжение переключения ($U_В$ / 2 также выбирается произвольно в пределах 3…7 *В.* Поэтому, если, например, $U_{вхmax}$ = 5 *В*, f_{max} = 20 *кГц*, ($U_В$/ 2 = 5 *В,* то получаются значения: C = 2500 *пФ;* R_1 = 5 *кОм.*

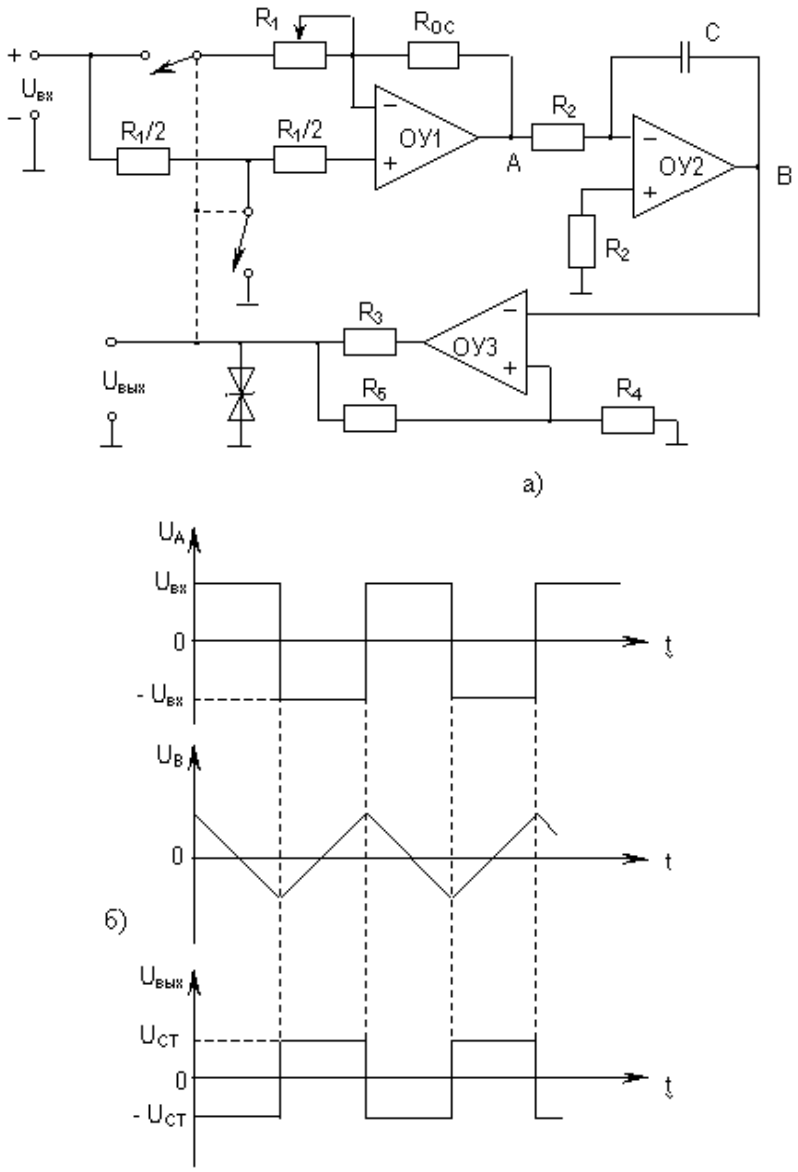

Рис. 4. ПНЧ с изменением направления интегрирования:
а – принципиальная схема, б – графики напряжений

Напряжение переключения $\Delta U_B/2$ устанавливается с помощью R_4 и R_5, значение тока через которых выбираем $I_4 = I_5 = 0{,}1$ *мА,* следовательно, номиналы этих резисторов получаются:

$R_4 = R_5 = 5$ *В* / 0,1 *мА* = 50 *кОм.*

Общий ток, потребляемый с выхода ОУЗ,

$$I_3 = 2I_к + I_{вых} + I_{см} + I_4 ,$$

где $I_к$ – ток управления ключами (в случае ключей на полевых транзисторах $I_к$ (0,1 *мА*); $I_{вых}$ – требуемое значение выходного тока ПНЧ; $I_{ст}$ – ток стабилитрона.

Если, например, $I_к = 0{,}1$ *мА,* $I_{вых} = 5$ *мА,* $I_{ст} = 3$ *мА,* то получается $I_З = 8{,}3$ *мА,* поэтому

$$R_3 = (U_3 - U_{ст})/I_3 = (13{,}5 - 10)/8{,}3 \cdot 10^{-3} = 422 \ Ом ,$$

где $U_З = 13{,}5$ *В* – выходное напряжение насыщения ОУЗ; $U_{ст} = 10$ *В* – напряжение стабилизации выбранного стабилитрона.

По данному принципу построены микросхемы ПНЧ типов AD537 и AD654 фирмы Analog Devices [7], характеристики которых представлены в табл. 3. В этих микросхемах имеется дополнительный входной каскад, состоящий из входного ОУ и транзистора, включенного на выходе этого ОУ по схеме эмиттерного повторителя, образующих вместе преобразователь напряжение – ток, что позволяет существенно увеличить входное сопротивление микросхемы без уменьшения значения зарядного тока.

Таблица 3

Характеристики микросхем ПНЧ

Тип / Параметр	AD537	AD654
$U_{вх}$, *В*	± 15	0 … 30
I_1, *мА*	–	–
$z_{вх}$	250 *МОм*	250 *МОм*
f , *кГц*	0…100	0…500
$\delta_л$, %	± 0,15 на 10 *кГц* ± 0,25 на 100 *кГц*	± 0,1 на 250 *кГц* ± 0,4 на 500 *кГц*
$\delta_к$, %	± 10	± 10
$\Delta\delta_к$, *% / °C*	± 0,015	± 0,005
$U_{см}$, *мВ*	± 5,0	± 1,0
$\Delta U_{см}$, *мкВ / °C*	± 5,0	± 4,0
$U_п$, *В*	± 5 … ±18	± 5 … ±18
$I_п$, *мА*	1,2	2,0

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Гутников В. С.** Тенденции развития электронных измерительных преобразователей для датчиков // Приборы и системы управления. – 1990. - ¹ 10. – С. 32-35.
2. **Мамиконян Б. М., Мамиконян Х. Б.** Микропроцессорное устройство для обработки и передачи измерительной информации // Тр. межд. конф. ВНИТ'99. - Ереван, 1999. – С. 524—526.
3. **Гутников В. С.** Интегральная электроника в измерительных устройствах. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
4. **Алексенко А. Г., Коламбет Е. А., Стародуб Г. И.** Применение прецизионных аналоговых микросхем.– М.: Радио и связь, 1985.–255 с.

5. **Нестеренко Б. К.** Интегральные операционные усилители: Справочное пособие по применению. – М.: Энергоиздат, 1982. – 128 с.
6. Каталог фирмы Burr-Brown Corporation, 1998.
7. Каталог фирмы Analog Devices, 1997.
8. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: Справочник; Под ред. **С. В. Якубовского**. – М.: Радио и связь, 1989. – 496 с.
9. **Дергачевский В. Б., Кобзарь С. И., Судьин С. Л.** Преобразователь напряжение-частота-напряжение КР1108ПП1 // Электронная промышленность.– 1984. – ¹ 6 (134). – С. 23.
10. **Блудов И. П., Новоченко И. В.** и др. Аналоговые интегральные схемы для бытовой радиоаппаратуры. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.
11. **Вениаминов В. Н., Лебедев О. Н., Мирошниченко А. И.** Микросхемы и их применение: Справочное пособие. – М.: Радио и связь, 1989. – 240 с.
12. **Фолкенберри Л.** Применение операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 572 с.

ГОК ГИУА. Материал поступил в редакцию 25.02.2000.

Բ. Մ. ՄԱՄԻԿՈՆՅԱՆ, Խ. Բ. ՄԱՄԻԿՈՆՅԱՆ

«ԼԱՐՈՒՄ-ԻՄՊՈՒԼՍՆԵՐԻ ՀԱՃԱԽՈՒԹՅՈՒՆ» ՉԱՓԻՉ ԶԵՎԱՓՈԽԻՉՆԵՐԻ ԿԱՌՈՒՑՄԱՆ ՍԿԶԲՈՒՆՔՆԵՐԸ

Դիտարկված են «լարում – իմպուլսների հաճախություն» էլեկտրոնային ձևափոխիչների կառուցման սկզբունքները, շարադրված են դրանց պարամետրերի ընտրության և հաշվարկի մեթոդիկան, չափագիտական բնութագրերի բարելավման առանձնահատկությունները, բերված են ամբողջական միկրոսխեմաների հակիրճ նկարագրություններն ու բնութագրերը։

B. M. MAMIKONYAN, KH. B. MAMIKONYAN

PRINCIPLES OF THE MEASURING VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTER CONSTRUCTION

The principles of electronic measuring voltage-to-frequency converters (VFC) construction are examined, the procedure of parameters choice and design, the peculiarities of metrology characteristics improvement are stated, the brief descriptions and characteristics of VFC integrated circuits are presented.