

А. Н. КАСПЕРОВИЧ, О. М. МАНТУШ, В. И. ПРОКОПЕНКО

(Новосибирск)

О РАБОТЕ СИНХРОНИЗИРОВАННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ «НАПРЯЖЕНИЕ — ЧАСТОТА»

Перспективным способом построения преобразователей «напряжение — частота» (ПНЧ) является известный метод интегрирования и импульсной обратной связи. Дрейф усилителя интегратора в значительной степени определяет чувствительность ПНЧ. Одной из основных причин, вызывающих дрейф операционного усилителя, является дрейф от саморазогрева транзисторов его входных каскадов. Радикальным средством борьбы с саморазогревом является применение импульсного периодического питания входных цепей усилителя. Подобным образом выполнен компаратор аналого-цифрового преобразователя (АЦП) со значением кванта 10 мкВ [1]. Кроме того, импульсное питание усилителя позволяет уменьшить среднее значение входного тока усилителя (пропорционально скважности импульсов питания).

Использовать подобный способ борьбы с дрейфом в асинхронных (не связанных с внешним тактовым генератором) преобразователях «напряжение — частота» затруднительно, так как невозможно синхронизировать генератором импульсов питания моменты сравнения интеграла измеряемого напряжения с пороговым уровнем. Однако эта трудность может быть преодолена путем усовершенствования известной схемы ПНЧ [2], синхронизированного внешним генератором.

В настоящей статье анализируется работа синхронизированного ПНЧ, а также приводятся экспериментальные данные, полученные при его исследовании (рис. 1). В ПНЧ применяется пассивный RC -интегратор, поэтому все требования по значению коэффициента усиления, которые обычно предъявляются операционному усилителю интегратора, переносятся на усилитель с импульсным питанием ($У$). Этот усилитель фактически становится усилителем компаратора ($Р$). В ПНЧ входное напряжение U_i преобразуется в ток $I = \frac{U_i}{R_i}$. Ток I_i заряжает конденсатор C_i . Заряд q_i , накопленный на конденсаторе C_i , компенсируется зарядом q_0 , образуемым токами $\pm E_0/R_0$. Два опорных источника $\pm E_0$ подключаются ключом K к конденсатору через образцовый резистор R_0 . Импульсы питания входных каскадов усилителя формируются мультивибратором M и подаются на схемы управления I_1, I_2, I_3 . Таймер T через ключ K задает интервал счета импульсов в счетчике S_4 .

Пусть при нулевом входном сигнале в момент появления импульса M источник $+E_0$ ключом K подсоединен к интегратору, а на выходе ин-

тегратора значение напряжения меньше порога срабатывания компаратора. В установившемся режиме ток $+E_0/R_0$ будет интегрироваться до тех пор, пока уровень выходного напряжения интегратора не превысит порога срабатывания компаратора. При этом импульс с выхода мультивибратора М через логическую схему И₃ перебросят триггер Тр, управляющий ключом К. Ключ присоединит к интегратору источник $-E_0$. Теперь на конденсаторе интегрируется ток $-E_0/R_0$. Напряжение на вы-

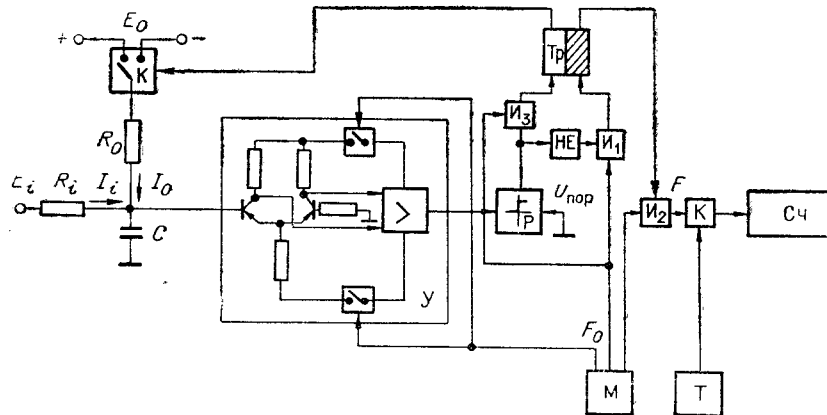


Рис. 1.

ходе интегратора опять будет меньше порога срабатывания компаратора. Импульс с выхода М переключит через И₁ триггер Тр. В следующем такте к входу интегратора приложено напряжение $+E_0$ и цикл повторяется. Таким образом, при нулевом входном сигнале частота переключения триггера совпадает с частотой питающих импульсов, а частота импульсов на выходе схемы И₂ в два раза меньше. Опорные источники $+E_0$ и $-E_0$ подключаются к интегратору на равные интервалы времени. Преобразователь работает как неавтономная (синхронизированная) импульсная система, отслеживающая квазиулевой уровень на входе компаратора (выход интегратора). Если к опорным токам $\pm E_0/R_0$ добавить ток, пропорциональный измеряемой величине $I_i = \pm \frac{U_i}{R_i}$,

то система по-прежнему будет отрабатывать квазиулевой уровень на выходе интегратора, а составляющая заряда от тока I будет компенсироваться зарядом от разности токов $+I_0$ и $-I_0$, обусловленной временной асимметрией включения опорных источников. Триггер Тр будет находиться теперь в одном из своих состояний (в зависимости от полярности входного сигнала) дольше, чем в другом. Величина временной асимметрии пропорциональна входному сигналу. Когда входное напряжение подходит к максимальному (положительному или отрицательному) значению, частота переключения триггера приближается к 0. Если за выходную частоту преобразователя принять частоту переключения триггера, то характеристика вход — выход (напряжение — частота) будет иметь симметричный вид с максимумом $F_0/2$ при нулевом входном сигнале с нулевой выходной частотой для положительного и отрицательного максимального измеряемого напряжения. Такой вид характеристики затрудняет измерение разнополярных сигналов. Для того чтобы линеаризовать характеристику вход — выход, достаточно за выходные импуль-

сы частотой F принять последовательность сигналов на выходе схемы I_2 , на один из входов которой подаются питающие импульсы, а другой соединен с выходом триггера. В зависимости от того, какое плечо триггера задействовано, максимум выходной частоты, равный F_0 , соответствует положительному или отрицательному значению входного сигнала.

Следует сказать, что приведенные рассуждения о равновесии импульсной системы у нулевого уровня справедливы только в интегральном смысле, на интервале времени, превышающем период T_0 . В силу самой природы импульсной неавтономной САР в отдельные моменты времени для соблюдения условия равновесия необходимо подряд, например, два такта удерживать подключенным к входу интегратора опорный источник $+E_0$ и затем один такт источник $-E_0$. При этом фактически выходная последовательность импульсов формируется из опорной питающей последовательности путем удаления части импульсов. Говорить о частотной модуляции при этом в строгом смысле нельзя, как нельзя о ней говорить вообще для всех синхронизированных преобразователей. Но за конечный интервал счета T_n показания счетчика в синхронизированном устройстве пропорциональны интегралу от входного напряжения. Следовательно, синхронизированные преобразователи обладают теми же внешними характеристиками, что и асинхронные ПНЧ с «истинно» частотно-импульсной модуляцией. Однако очевидно, что внутреннее различие может привести к ряду особенностей, учет которых необходим при оценке возможностей синхронизированных ПНЧ. Эксперименты показывают, что перво-

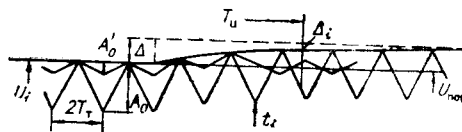


Рис. 2.

степенное значение для работы неавтономного ПНЧ имеет правильный выбор амплитудных соотношений сигналов на выходе интегратора и чувствительности компаратора ПНЧ. При заданных параметрах входного сигнала и времени интегрирования этот выбор сводится к расчету параметров интегратора. При проведении экспериментов с синхронизированным ПНЧ обнаружили два явления, присущие этому типу преобразователей: зона нечувствительности и вариация показаний. Анализ показывает, что попытка исключить эти погрешности приводит к противоречивым требованиям к амплитуде колебаний на выходе интегратора. Рассмотрим подробнее эти явления.

1. Зона нечувствительности ПНЧ. При нулевом входном сигнале форма напряжения на выходе интегратора представляет собой последовательность треугольников (рис. 2), боковые стороны которых являются

начальными участками экспонент $2E_0 \frac{R_i}{R_i + R_0} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$, $\tau = C \frac{R_i R_0}{R_i + R_0}$, а основание равно удвоенному периоду последовательности тактовых импульсов T_T . Амплитуда этих колебаний, следовательно, определяется как

$$A_0 = 2 E_0 \frac{R_i}{R_i + R_0} \left(1 - e^{-\frac{T_T}{\tau}}\right).$$

Пусть теперь к резистору R_i приложено минимальное напряжение Δ , которое должно чувствоваться преобразователем. Это означает, что на интервале интегрирования в счетчике будет приращение минимум в 1 импульс. Конденсатор C заряжается от напряжения Δ . По принципу супер-

позиции вся последовательность импульсов напряжения на выходе интегратора (см. рис. 2) начнет смещаться по экспоненте

$$\Delta \frac{R_0}{R_i + R_0} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right).$$

Очевидно, что если за время интегрирования T_n счетных импульсов в счетчике мгновенное значение этой экспоненты $\Delta_i = \Delta \frac{R_0}{R_i + R_0} \left(1 - e^{-\frac{T_n}{\tau}}\right)$ не превысит амплитуды треугольных колебаний A_0 на выходе интегратора, то компаратор не почувствует этого изменения, а частота на выходе преобразователя останется равной $F/2$. При больших амплитудах начальных колебаний эта нечувствительность в экспериментах достигала, например, величины порядка 600 мкВ при пороге чувствительности компаратора 30 мкВ. Учитывая изложенные соображения, можно сделать вывод, что наилучшим условием устранения «мертвой зоны» в начале шкалы будет уменьшение амплитуды начальных колебаний на выходе интегратора (A_0), а граничным условием, обеспечивающим чувствительность в один импульс, является равенство $A_0 = \Delta_i$. Рассмотрим это условие подробнее:

$$2 E_0 \frac{R_i}{R_i + R_0} \left(1 - e^{-\frac{T_T}{\tau}}\right) \leq \Delta \frac{R_0}{R_i + R_0} \left(1 - e^{-\frac{T_n}{\tau}}\right). \quad (1)$$

По определению алгоритма работы ПНЧ имеем $\frac{E_0}{R_0} = \frac{E_i}{R_i}$. Учитывая это равенство, а также очевидное неравенство $\frac{T_T}{\tau} \ll 1$, получаем для граничного условия

$$\frac{E_i}{\Delta} = \frac{1}{2} \frac{\tau}{T_T} \left(1 - e^{-\frac{T_n}{\tau}}\right).$$

Отношение $\frac{E_i}{\Delta}$ есть динамический диапазон D синхронизированного ПНЧ. Перепишем выражение в виде

$$2 D \frac{T_T}{\tau} = \left(1 - e^{-\frac{T_n}{\tau}}\right). \quad (2)$$

Параметры T_T , T_n и D можно считать заданными либо известными из предварительных исследований. Период тактовых импульсов определяется длительностью питающих импульсов (переходные процессы в элементах и устройстве) и необходимой искважностью этих импульсов (в макете $T_T = 100$ мкс). Время интегрирования задается кратным периоду питающей электрической сети (в макете 100 мс). Девиация имеет непосредственную связь с емкостью счетчика и погрешностью δ преобразователя. Если необходимо обеспечить соответствие между единицей дискретности (погрешность квантования $1/D$) и зоной нечувствительности (погрешность в начале шкалы δ), то справедливо равенство $D = 1/\delta$ (в макете $\delta = 0,005$; $D = 200$). Уравнение (2) необходимо решить относительно τ , тогда одна из основных характеристик ПНЧ будет известна. Однако (2) аналитически относительно τ не разрешается. Обозначив $y_1 = \left(1 - e^{-\frac{T_n}{\tau}}\right)$,

а $y_2 = 2D \frac{T_i}{\tau}$, будем решать эту систему графически, считая значения девиации D и времени интегрирования T_i параметрами (рис. 3). Кривые y_2 являются гиперболами, смещенными по оси абсцисс пропорционально значению параметра D . Кривая y_1 для значения $T=100$ мс пересекает семейство y_2 со значениями девиаций от 10 до $5 \cdot 10^3$. Условие (1) выполняется во всей области под кривой y_1 . Гипербола, соответствующая $D=10^3$, кривой y_1 не пересекается. Это означает, что при заданных соотношениях времен T_i и T_r преобразователь с динамическим диапазоном 1:1000 нереализуем при любом значении τ . Крутизна кривой y_2 с ростом τ приближается к крутизне y_1 . Следовательно, с ростом τ y_2 пересекает все меньше кривых семейства y_1 . Если в тех же координатах построить вспомогательное семейство y_1 , в котором параметром является отношение $\frac{T_i}{\tau}$, то можно сделать вывод, что увеличение τ эффективно улучшает характеристику D до момента равенства отношения $\frac{T_i}{\tau} = 1 \div 1,5$. При заданных величинах временных соотношений девиация $D=3 \cdot 10^2$ ($\delta < 0,5\%$) может быть получена при $\tau \geq 0,13$ с. Найденное значение постоянной времени интегрирующей цепи гарантирует получение синхронизированного ПНЧ с нечувствительностью менее δ (0,5%). Полученное графическим методом значение постоянной времени τ используется для расчета элементов интегратора.

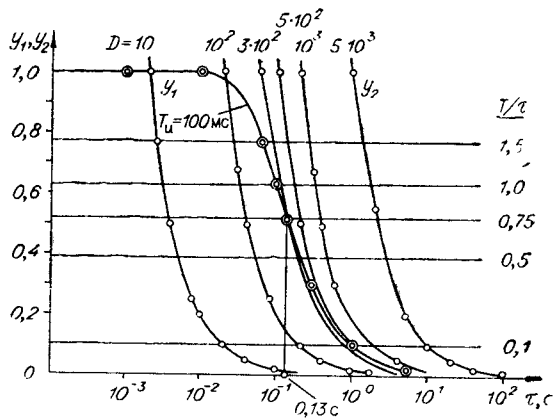


Рис. 3.

Предварительные исследования по температурному дрейфу показали, что дрейф порядка $2,5 \text{ мкВ}/^\circ\text{С}$ может быть обеспечен при величине суммарного сопротивления R_3 в цепи входного транзистора порядка 25 кОм. Тогда значение емкости интегрирующего конденсатора

$$C \geq \frac{\tau}{R_3} = \frac{0,13}{25 \cdot 10^3} \approx 0,5 \text{ мкФ.}$$

2. Вариация показаний. Другим фактором, влияющим на выбор параметров интегратора, является погрешность от вариации показаний. Заключается она в разбросе показаний счетчика при неизменном входном сигнале. Величина ее не зависит от времени интегрирования, что дает основание считать, что погрешность эта не есть следствие помех на входе устройства, а возникает в моменты начала и конца счета. Величина разброса показаний обуславливается гистерезисом компаратора и характеризует некомпенсированную к моменту окончания интервала счета часть интеграла от входного сигнала (рис. 4). На рисунке Δ_y — приведенный к входу гистерезис компаратора ПНЧ; A — амплитуда колебаний на выходе интегратора.

Если бы гистерезис компаратора был равен нулю или был бы просто меньше амплитуды колебаний A , то значение напряжения на выходе ин-

тегратора никогда не превышало бы A , что соответствует погрешности отсчета, определяемой одним счетным импульсом. Вариация показаний при этом не превышала бы погрешности квантования ± 1 вне зависимости от времени счета. Если же $\Delta_y > A$, то траектория точки, характеризующей напряжение на выходе интегратора в моменты включения пи-

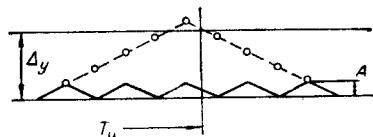


Рис. 4.

тания усилителя, ограничивается зоной Δ_y . Максимальное отклонение от положения компенсации входного тока равно Δ_y , а максимальная ошибка в счете составляет

$$N_{\max} = \frac{\Delta_y}{A}. \quad (3)$$

В зависимости от случайного положения начала и конца счетного интервала отклонение от истинного значения интеграла входной величины может меняться от 0 до N_{\max} импульсов. При ограниченной чувствительности усилителя для уменьшения вариации показаний следует увеличивать амплитуду колебаний напряжения на выходе интегратора. Это требование находится в противоречии с условием уменьшения амплитуды колебаний на выходе интегратора для сужения зоны нечувствительности. Однако противоречие это разрешается легко, поскольку причины, приводящие к противоречивым требованиям, независимы. Минимальная амплитуда колебаний будет наблюдаться в середине шкалы при нулевом входном сигнале. Рассмотрим для этой точки условие (3). Здесь в линейном приближении

$$A = 2E_0 \frac{R_i}{R_i + R_0} \frac{T_\tau}{\tau}; \quad \tau = \frac{R_i R_0}{R_i + R_0} C; \quad A = 2E_0 \frac{T_\tau}{R_0 C}.$$

Известно, что $E_0/R_0 = E_i/R_i$. Тогда

$$A = 2 \frac{E_i}{R_i} \frac{T_\tau}{C} = \frac{\Delta_y}{N_{\max}}. \quad (4)$$

Параметры E_i , T_τ , N_{\max} являются заданными; Δ_y определяется свойствами усилителя; значение емкости C получено выше. Следовательно, из равенства (4) можно получить значение для входного сопротивления R_i ПНЧ. Следует учитывать, что значение сопротивления резистора R_i определяется с учетом шунтирующего действия входной цепи усилителя. Это значение является верхней границей, поднять которую можно без увеличения вариации показаний только за счет улучшения показателей усилителя. В эксперименте $\Delta_y = 40$ мкВ; $T_\tau = 100$ мкс; $E_i = 20$ мВ; $N_{\max} = 2 (\pm 1)$; $C = 5,0$ мкФ; $R_i = 62$ кОм. Приняв $R_i = 50$ кОм, получим $R_0 = 100$ кОм. Тогда $E_0 = 40$ мВ.

Таким образом, выявлены основные причины появления в синхронизированном преобразователе нелинейных явлений типа «мертвой зоны» и возникновения вариации показаний. При анализе не делалось допущений, связанных с импульсным питанием усилителя, а следовательно, полученные выводы справедливы вообще для синхронизированных ПНЧ. По результатам анализа сделан расчет входных цепей неавтономного

ПНЧ. Входной каскад усилителя с импульсным питанием выполнен на серийных интегральных схемах типа ИП-1 и П2222.

Основные результаты испытаний макета при времени измерения $T=0,1$ с сводятся к следующему: 1) диапазон входных напряжений ± 25 мВ; 2) диапазон выходных частот 5000 ± 5000 Гц; 3) разрешающая способность 50 мкВ; 4) нелинейность характеристики не превышает 0,1%; 5) входное сопротивление 50 кОм; 6) дополнительная температурная погрешность 2,5 мкВ/°С. Полученные результаты свидетельствуют о том, что синхронизированный ПНЧ может обладать достаточно высокими метрологическими характеристиками.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ю. А. Попов. Устройство сравнения напряжений низкого уровня для аналого-цифрового преобразователя.— Автометрия, 1968, № 2.
2. Instruction manual for Digital Voltmeter LM 1420. The Solartron Electronic Group Limited.

*Поступила в редакцию
14 октября 1970 г.*