

отсчетов без исправления. Так, для АЦП, имеющего 1024 уровня квантования по амплитуде и приращению сигнала за время преобразования ± 102 кванта, дисперсия ошибки отсчета без обработки составляла $234 q^2$, а в случае с обработкой — $0,26 q^2$ (q — шаг квантования по уровню).

ЛИТЕРАТУРА

1. Касперович А. Н., Литвинов Н. В. К анализу динамических ошибок, возникающих при измерениях цифровыми измерительными приборами поразрядного уравновешивания. — Автометрия, 1966, № 1.
2. Литвинов Н. В. О законе распределения динамической ошибки аналого-цифрового преобразования. — В кн.: Системы сбора и первичной обработки измерительной информации. Новосибирск, 1973. (Труды ИАиЭ СО АН СССР).
3. Литвинов Н. В. Применение метода Монте-Карло для исследования статистических характеристик динамической погрешности АЦП. — Автометрия, 1969, № 2.

Поступило в редакцию 20 марта 1980 г.

УДК 621.317.76

О. М. ДОРОНИНА, А. М. ПЕТУХ

(Львов)

ИНТЕРПОЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

При необходимости измерения частоты f_x с погрешностью, меньшей погрешности формирования ее периода T_x , большое распространение получили интерполяционные методы повышения точности измерения, основанные на дополнительном учете отрезков измерительного интервала T_n , примыкающих к первому (t') и последнему (t'') импульсам измеряемой частоты, либо тактировании измерительного интервала импульсом измеряемой частоты второго из этих отрезков [1].

Если измеряемая частота f_x не изменяется в течение измерительного интервала T_n , то, как видно из рис. 1,

$$T_n = T_x N_n + t' + t''$$

(N_n — число целых периодов измеряемой частоты, подсчитанное за интервал измерения T_n), а результат измерения

$$N = N_n + (t' + t'')/T_x$$

или

$$N = f_x T_n = N_n + (t' + t'')/T_x. \quad (1)$$

Недостатком способов интерполяции, использующих выражение (1) [2], является необходимость выполнения операции деления для получения результата в долях периода измеряемой частоты. Избежать мате-

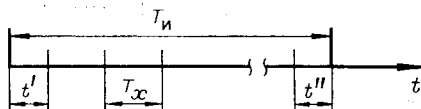


Рис. 1.

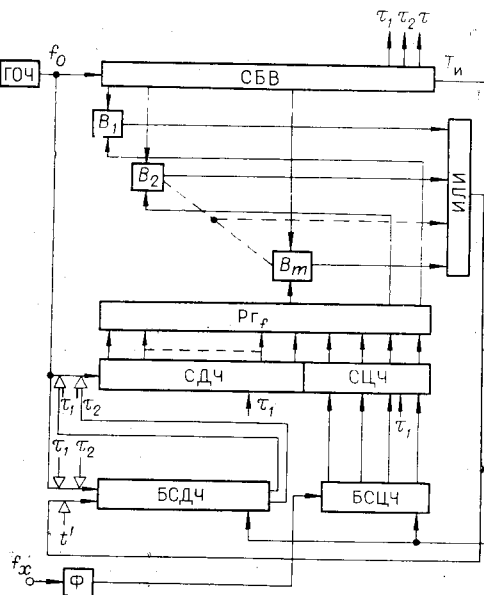


Рис. 2.

матической операции деления можно, если измерять предварительно растянутые в известное число раз отрезки t' и t'' или один из них, заполняя их самой измеряемой частотой [3]. Однако это требует увеличения времени измерения, что нежелательно при низкой измеряемой частоте.

В [4] описан способ измерения частоты, основанный на дополнительной регистрации произведения частоты, пропорциональной числу целых периодов измеряемой частоты за измерительный интервал, на отрезок времени, дополняющий t'' до периода T_x . Этот способ свободен от недостатков описанных выше способов, однако приводит к погрешности измерения δ_{\max} , зависящей от соотношения T_x и T_n : $\delta_{\max} = (T_x/T_n)^2/4$, что не всегда удовлетворяет требуемой точности.

При малой скорости изменения измеряемой частоты по отношению к ее величине достичь высокой точности измерения при сравнительно высоком быстродействии можно, если измерять отрезки времени t'_n и t''_n в n -м измерительном интервале, заполняя их частотой, пропорциональной результату измерения за предыдущий измерительный интервал. При этом значение измеряемой частоты f'_{xn} за n -й измерительный интервал определяется из выражения

$$f'_{xn} = \frac{N_{\text{цн}} + (t'_n + t''_n) f_{x(n-1)}}{T_n},$$

где $N_{\text{цн}}$ — число целых периодов измеряемой частоты в n -м измерительном интервале, $f_{x(n-1)}$ — значение измеряемой частоты за $(n-1)$ -й измерительный интервал, а погрешность метода составляет

$$\delta_f = \frac{(f'_{xn} - f_{xn})}{f_{xn}} = \frac{(t'_n + t''_n)(f_{x(n-1)} - f_{xn})}{(N_{\text{цн}}T_{xn} + t'_n + t''_n)f_{xn}}.$$

Так как $N_{\text{цн}}T_{xn} + t'_n + t''_n = T_n$, $(f_{x(n-1)} - f_{xn})/T_n = V_{fx}$ (скорость изменения измеряемой частоты), $(t'_n + t''_n)_{\max} = 2T_{xn}$, то максимальное значение погрешности метода $\delta_{f \max}$ определится из выражения $\delta_{f \max} = 2V_{fx}/f_{xn}^2$.

На рис. 2 представлена структурная схема частотомера, реализующего данный способ, работа которого рассмотрена далее при неизменной измеряемой частоте.

Очередной интервал времени измерения T_n в частотомере формируется счетчиком базы времени СБВ емкостью 10^k , на вход которого поступают импульсы опорной частоты следования f_0 :

$$T_n = 10^k/f_0.$$

К моменту окончания n -го и началу $(n+1)$ -го интервалов измерения в регистре R_f хранится результат измерения за $(n-1)$ -й измерительный интервал:

$$N_{f(n-1)} = f_x T_n 10^m$$

(m — количество десятичных знаков показания после запятой), а в счетчике дробной части СДЧ — число, представляющее временной интервал t'_n как часть периода T_x :

$$N_{t'_n} = \frac{t'_n}{T_x} 10^m.$$

В момент окончания n -го измерительного интервала число, соответствующее количеству целых периодов $N_{\text{цн}}$ за n -й измерительный интервал T_n , переносится в счетчик целой части (СЦЧ) из буферного счетчика целой части (БСЦЧ), а последний вместе с буферным счетчиком дробной части (БСДЧ) сбрасывается в нуль.

Интегратор с последовательным переносом, образованный m младшими десятичными разрядами СБВ, вентилями B_1, \dots, B_m , схемой ИЛИ и m старшими разрядами регистра R_f , проводит преобразования $N_{f(n-1)}/10^{k-m}$ в последовательность импульсов с частотой следования

$$f_N = N_{f(n-1)}f_0/10^{k-m}10^m = N_{f(n-1)}f_0/10^k,$$

которая поступает на вход БСДЧ в течение отрезка времени $t'_{(n+1)}$. За это время в БСДЧ накопится число импульсов

$$N_{t'_{(n+1)}} = t'_{(n+1)}f_N = \frac{t'_{(n+1)}}{T_x} 10^m,$$

представляющее $t'_{(n+1)}$ как часть периода T_x .

Через время τ после начала $(n+1)$ -го измерительного интервала, причем

$$t'_{\min} + T_{x\min} - 10^m/f_0 > \tau < T_{x\max},$$

формируется временной интервал τ_1 длительностью $10^m/f_0$, где 10^m — емкость БСДЧ и СДЧ, в течение которого на вход БСДЧ поступают 10^m импульсов с опорной частотой следования f_0 . Поскольку цикл пересчета БСДЧ равен 10^m , то в результате поступления 10^m импульсов на его вход он установится в исходное состояние $N'_{(n+1)}$

С момента начала отрезка времени τ_1 до переполнения счетчика БСДЧ импульсы с частотой следования f_0 подаются также на вход счетчика СДЧ, в результате чего в нем накопится число импульсов

$$N''_{t_n} = 10^m - N'_{t_{(n+1)}} = 10^m t''_n / T_x,$$

представляющее отрезок t''_n как часть периода T_x .

Так как к моменту начала $(n+1)$ -го интервала измерения в СДЧ уже хранилось количество импульсов N'_{t_n} , представляющее t'_n как часть периода T_x измеряемой частоты, а в СЦЧ — число целых периодов $N_{цн}$ измеряемой частоты за n -й измерительный интервал, то к моменту переполнения БСДЧ, т. е. через время $(\tau + 10^m/f_0)$ после окончания n -го измерительного интервала, состояния СЦЧ и СДЧ будут соответствовать значению измеряемой частоты f_{xn} за этот измерительный интервал:

$$f_{xn} = \frac{N_{цн} 10^m + \frac{t'_n + t''_n}{T_x} 10^m}{T_x 10^m} = \frac{N_{цн} + (t'_n + t''_n) f_x}{T_x}.$$

После окончания интервала времени τ_1 состояние СЦЧ и СДЧ переносится в регистр R_f , откуда проводится индикация результата измерения, счетчики СДЧ и СЦЧ сбрасываются в нуль, а БСЦЧ начинает подсчитывать количество целых периодов $N_{ц(n+1)}$ измеряемой частоты за $(n+1)$ -й измерительный интервал, которое в конце последнего переносится в СЦЧ.

Для вычисления значения частоты f_x за $(n+1)$ -й измерительный интервал необходимо, чтобы к концу этого интервала в СДЧ хранилось число, представляющее $t'_{(n+1)}$ как часть периода T_x . Поэтому в конце $(n+1)$ -го измерительного интервала формируется временной интервал τ_2 , в течение которого импульсы опорной частоты следования поступают на вход БСДЧ. С момента переполнения последнего до окончания τ_2 импульсы f_0 поступают также на вход СДЧ, в результате чего в нем формируется показание $N'_{t_{(n+1)}}$.

Следует отметить, что в приведенном устройстве будут допускаться дополнительные погрешности: погрешность, вызванная неравномерностью следования импульсов на выходе преобразователя показания измеряемой частоты в последовательность импульсов (интегратора с последовательным переводом), и погрешность дискретности, равная единице младшего разряда показания частоты. Как видно из [5], максимальная абсолютная погрешность преобразователя с разрядностью в 4 десятичных разряда, если декады СБВ работают в коде 1-2-4-2, не превышает трех единиц счета.

Уменьшить дополнительную погрешность от дискретности можно при увеличении в показаниях частоты числа десятичных разрядов после запятой, т. е. увеличением разрядности БСДЧ и СДЧ. Это, в свою очередь, потребует увеличения разрядности преобразователя показания частоты в последовательность импульсов, что приведет к увеличению абсолютной максимальной погрешности последнего. Однако изменение этой погрешности будет незначительным по сравнению с увеличением самого показания. Следовательно, относительная погрешность устройства в целом будет уменьшаться. Следует также отметить, что достоинством устройства является неравномерность измерения частоты во времени.

ЛИТЕРАТУРА

1. Новицкий П. В., Кнорринг В. Г., Гутников В. С. Цифровые приборы с частотными датчиками. Л.: Энергия, 1970.
2. Касаткин А. С. Автоматическая обработка сигналов частотных датчиков. М.: Энергия, 1966.
3. Крылов С. К. Способ измерения частоты следования периодических импульсов. (Автор. свид-во № 183828.) — БИ, 1966, № 14.

4. Петух А. М. Измерение низкой частоты с высокой точностью.— Отбор и передача информации, 1971, № 6.
5. Доронина О. М., Карпинец И. В., Петух А. М. Графический метод определения максимальных погрешностей цифрового интегратора последовательного переноса.— Автометрия, 1975, № 2.

Поступило в редакцию 23 апреля 1979 г.

УДК 621.317.76

Д. Т. ОБОДНИК, Н. М. ПАНИЧ, А. М. ПЕТУХ, Ю. Н. УЖВАК
(Винница)

НЕРАВНОМЕРНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Для преобразования двоичного кода в частоту следования импульсов, представленную в виде импульсов, появляющихся в тактовые моменты времени, наибольшее распространение получили два метода, основанные на применении цифровых интеграторов.

Цифровой интегратор последовательного переноса формирует выходную частотно-импульсную последовательность в виде суммы составляющих частотно-импульсных последовательностей, соответствующих «весам» разрядов управляющего кода. Особенностью таких преобразователей является существенная неравномерность выходной последовательности импульсов, приводящая к дополнительной погрешности [1, 2].

Цифровой интегратор параллельного переноса [3] преобразует управляющий код в скорость изменения фазы во времени, причем результирующая скорость представляется как сумма скоростей, соответствующих «весам» разрядов управляющего кода. Такой интегратор вносит погрешность от неравномерности в выходную частотно-импульсную последовательность ввиду того, что импульсы на выходе могут быть сформированы лишь в тактовые моменты времени.

Уравнение преобразования двоичного кода в частоту следования импульсов по приведенным методам имеет вид

$$F_y = NF_T/2^n,$$

где N — значение управляющего двоичного кода, F_T — входная тактовая частота следования импульсов, F_y — выходная частота следования импульсов, n — число разрядов управляющего кода.

Устройства, реализующие такое уравнение преобразования, не являются универсальными по коэффициенту преобразования $F_T/2^n$.

Однако для организации движения между двумя точками дискретного координатного пространства по прямой необходимо обеспечить коэффициент преобразования, равный отношению F_T к большему приращению одной из координат, и попадание в конечную точку, что может быть реализовано описанными методами лишь в частных случаях. Организация такого движения требует наиболее равномерного формирования N импульсов меньшего приращения одной координаты за M тактовых импульсов большего приращения другой координаты. В этом случае уравнение преобразования кода в частоту следования импульсов будет иметь вид

$$F_y = NF_T/M.$$

Целью настоящей статьи является определение структуры частотно-импульсных последовательностей, удовлетворяющих приведенным выше требованиям.

Основной задачей приближения выходной частотно-импульсной последовательности к равномерной является определение мест расстановки импульсов в тактовые моменты времени. При N импульсах за M тактов $M - N$ тактов останутся без импульсов, а разность $N - (M - N)$ определит своим знаком преобладание импульсов или пропусков. В случае равенства количеств импульсов и пропусков $F_y = F_T/2$.

Импульсы и пропуски назовем соответственно единичными и нулевыми элементами первого порядка неравномерности.

Когда количество импульсов преобладает, последовательность характеризуется отношением $N/(M - N)$, при целочисленном значении которого она состоит из групп, содержащих $N/(M - N)$ импульсов и один пропуск. В других случаях последовательность состоит из двух видов групп, содержащих k_1 и $k_1 + 1$ импульсов и один пропуск, где k_1 равно целой части отношения $N/(M - N)$.