

А. М. ЩЕРБАЧЕНКО  
(Новосибирск)

## ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ЦИФРОВОГО ИЗМЕРЕНИЯ НИЗКИХ ЧАСТОТ

Среди известных методов измерения частоты цифровые методы выделяются высокой точностью, малым временем измерения и полной автоматизацией процесса измерения.

Однако реализация этих преимуществ при создании быстродействующих цифровых приборов для измерения низких и инфранизких частот встречает определенные трудности. Так, относительно простые цифровые частотомеры, основанные на счете числа периодов измеряемой частоты за заданный интервал времени при малых значениях измеряемой частоты, требуют значительного времени для получения результата измерения.

Необходимость уменьшения времени измерения низких частот привела к разработке ряда методов [1], из которых наиболее эффективным с точки зрения быстродействия является метод, основанный на заполнении периода измеряемой частоты импульсами частоты эталонного генератора и последующем вычислении значения частоты.

Этот метод неудобен из-за необходимости проведения именно этих дополнительных вычислений, выполняемых либо на обычных накапливающих сумматорах, либо с помощью цифровых интеграторов. При относительной погрешности измерения частоты порядка 0,1% время, необходимое для проведения вычислительных операций и определяемое быстродействием названных устройств, колеблется в пределах 0,01—0,1 сек [1]. Таким образом, время измерения в частотомерах, основанных на данном методе, не превышает длительности двух периодов лишь до 100 мкс.

Отмеченные недостатки рассмотренных методов ограничивают возможности использования их в цифровых частотомерах и требуют поисков новых методов измерения низких частот.

Ниже рассматривается метод цифрового измерения низких частот, основанный на линейном преобразовании периода измеряемой частоты в постоянное напряжение и последующем получении числа, обратно пропорционального этому напряжению, на аналого-цифровом преобразователе (АЦП).

На первом этапе измерения частоты для получения напряжения, пропорционального периоду, на аналоговых интеграторах [2, 3] производится интегрирование постоянного тока  $I_0$ , генерируемого вспомогательным источником питания, в течение времени, равного одному периоду измеряемой частоты.

К концу первого периода напряжение на выходе интегратора (при использовании в качестве интегратора конденсатора с емкостью  $C$ ) будет соответствовать периоду  $T$  измеряемой частоты:

$$U_T = \frac{1}{C} \int_0^T I_0 dt = \frac{I_0}{C} T. \quad (1)$$

На втором этапе производится преобразование полученного напряжения  $U_T$  в код, прямо пропорциональный частоте. Эта операция выполняется на аналого-цифровых преобразователях напряжения.

Возможны две структурные схемы аналого-цифровых преобразователей напряжения, пригодные для осуществления операции преобразования напряжения  $U_T$  в код [4].

Эти структурные схемы (рис. 1) отличаются одна от другой тем, что масштабный цифро-аналоговый преобразователь МП с коэффициентом передачи, равным  $K$ , в первой схеме (см. рис. 1, а) включен в цепь напряжения, пропорционального периоду  $U_T$ , а в другой (см. рис. 1, б) — в цепь опорного напряжения  $U_{оп}$ .

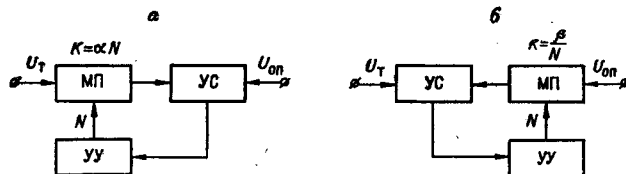


Рис. 1.

В общем виде коэффициент передачи МП можно представить некоторой функцией числа  $N$

$$K = \varphi(N). \quad (2)$$

Тогда при равенстве напряжений, поступающих на входы устройства сравнения УС, по значению числа  $N$  можно судить об измеряемой частоте.

Найдем выражение функции (2) для схемы, представленной на рис. 1, а. Если процесс уравнивания в схеме закончен, то с погрешностью дискретности выполняется равенство

$$U_T K = U_{оп}. \quad (3)$$

Для того чтобы между числом  $N$  и измеряемой частотой существовало соответствие, необходимо выполнение следующего условия:

$$K = \alpha N, \quad (4)$$

где  $\alpha$  — коэффициент, характеризующий усилительные свойства линейного МП.

Подставляя выражение (4) в (3), получим

$$N = \frac{U_{оп}}{\alpha U_T}. \quad (5)$$

Таким образом, при линейной зависимости коэффициента передачи МП от числа  $N$  для схемы рис. 1, а получается обратная пропорциональная зависимость между числом и напряжением, пропорциональным периоду  $U_T$ , или линейная зависимость по отношению к измеряемой частоте.

Для схемы, представленной на рис. 1, б, при условии, что коэффициент передачи МП равен

$$K = \frac{\beta}{N}, \quad (6)$$

получим

$$N = \frac{U_{оп} \beta}{U_T}. \quad (7)$$

где  $\beta$  — коэффициент, характеризующий усилительные свойства гиперболического МП [5]. Отсюда следует, что для получения линейной зависимости между измеряемой частотой и ее числовым эквивалентом необходимо, чтобы коэффициент передачи для схемы рис. 1, б изменялся нелинейно — по гиперболическому закону от числа  $N$ .

Следует отметить, что первая схема (см. рис. 1, а) более предпочтительна для построения автоматических цифровых частотомеров, так как требования, предъявляемые в ней к устройству сравнения в отношении ширины динамического диапазона, менее жесткие, поскольку работа его протекает в одной точке, определяемой уровнем опорного напряжения. Она позволяет использовать в устройстве сравнения элементы, не обладающие широким динамическим диапазоном, и рациональным выбором уровня опорного напряжения добиться его максимальной чувствительности и быстродействия.

Полностью блок-схема автоматического цифрового частотомера изображена на рис. 2. Входной сигнал, частота которого подлежит измерению  $f_x$ , поступает на блок управления БУ цифрового частотомера. Блок управления, выполняемый аналогично описанному в работе [6], формирует два управляющих сигнала, один из которых вызывает замыкание ключа К на время, равное длительности периода, а другой управляет работой АЦП. В течение интервала времени, равного длительности периода, интегрирующий конденсатор ИК осуществляет линейное преобразование его в постоянное напряжение. К концу периода напряжение, полученное на интегрирующем конденсаторе, фиксируется.

В момент появления второго управляющего сигнала начинается процесс уравнивания напряжения, пропорционального длительности периода  $U_T$ , и опорного напряжения  $U_{оп}$ . Когда напряжение на входе МП сравнивается с опорным напряжением, в регистре устройства управления (УУ) фиксируется код, однозначно связанный

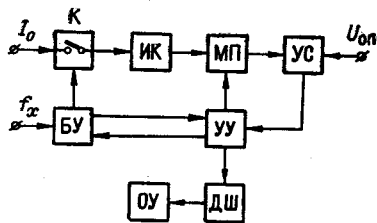


Рис. 2.

с измеряемой частотой. Код с регистра УУ через дешифратор ДШ поступает после этого на отсчетное устройство ОУ.

Основная составляющая погрешности преобразования временного интервала в постоянное напряжение будет состоять из: 1) погрешности, вызванной конечным временем срабатывания ключа, и 2) погрешности, вызванной нелинейным зарядом конденсатора.

Первая погрешность будет иметь незначительную величину, так как время срабатывания полупроводниковых ключей будет много меньше периода низких частот. Кроме того, поскольку абсолютное значение этой погрешности будет постоянным для всего диапазона измерения частоты, ее можно будет скомпенсировать подбором уровня опорного напряжения.

Вторая погрешность может быть значительно уменьшена при использовании в качестве линейного преобразователя временного интервала в напряжение операционного усилителя постоянного тока в режиме интегрирования. В настоящее время может быть реализован преобразователь временного интервала в постоянное напряжение с относительной погрешностью 0,05—0,1% в диапазоне частот 1 гц — 10 кгц.

Вопросы аналого-цифрового преобразования постоянных напряжений достаточно хорошо разработаны. Поэтому заметим лишь, что при использовании поразрядного метода уравнивания напряжений  $U_T$  и  $U_{оп}$  с погрешностью 0,1% время преобразования может быть доведено до нескольких десятков микросекунд. Это позволяет снизить почти на два порядка интервал времени, требуемый для получения кода измеряемой частоты, по сравнению с интервалом времени цифрового частотомера, в котором используется один из алгоритмов деления чисел [1].

Таким образом, в рассматриваемом частотомере одно измерение может быть проведено за время, не превышающее двух периодов в более широком диапазоне частот (1 гц — 10 кгц), причем реализация его будет гораздо проще по сравнению с цифровыми частотомерами, в которых для получения кода частоты используются цифровые вычислительные устройства. К достоинствам предлагаемого цифрового частотомера следует отнести также возможность использования в нем стандартного аналого-цифрового преобразователя постоянного напряжения совместно с приставкой, включающей преобразователь длительности периода в постоянное напряжение и блок управления и обеспечивающей возможность переключения преобразуемого и опорного напряжений.

В заключение автор выражает благодарность канд. техн. наук А. Н. Касперовичу за ряд полезных замечаний, высказанных при обсуждении данной работы.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Э. К. Шахов. Методы повышения быстродействия частотно-цифровых измерительных устройств.—Измерительная техника, 1966, № 6.
2. В. Д. Зибров. Устройство для измерения периода колебаний. Авторское свидетельство № 160202.—Бюллетень изобретений, 1964, № 3.
3. З. А. Альбинов, В. В. Воробьев, Р. С. Шувалов. Преобразователь времени в амплитуду.—Измерительная техника, 1966, № 11.
4. А. Н. Касперович, И. Ф. Клисторин, М. П. Цапенко. Автоматические цифровые электроизмерительные приборы.—Автометрия, 1965, № 1.
5. В. Б. Смоллов. Вычислительные преобразователи с цифровыми управляемыми сопротивлениями. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961.
6. Э. К. Шахов. Метод измерения низких частот.—Автометрия, 1966, № 2.

Поступило в редакцию  
26 октября 1967 г.