

А. М. ЩЕРБАЧЕНКО  
(Новосибирск)

### ПРЕОБРАЗОВАНИЕ НИЗКИХ И ИНФРАНИЗКИХ ЧАСТОТ ВО ВРЕМЕННОЙ ИНТЕРВАЛ

Известные быстродействующие цифровые частотомеры, предназначенные для измерения низких и инфранизких частот, основаны на методах, в которых при получении числа, соответствующего измеряемой частоте, используется значение величины, характеризующее период измеряемого сигнала.

К ним следует отнести методы, основанные на измерении:

1) периода сигнала с последующим вычислением числа, пропорционального измеряемой частоте, на цифровых вычислительных устройствах [1, 2];

2) периода сигнала с помощью специальных кодирующих устройств, позволяющих получать результат, пропорциональный частоте [3, 4];

3) предварительно умноженной частоты сигнала на умножителях, представляющих собой управляемые делители частоты, в которых в качестве управляющего кода используется код, полученный при измерении периода [5];

4) напряжения, полученного в результате предварительного преобразования периода измеряемого сигнала [6].

Время измерения таких частотомеров не превышает двух периодов входного сигнала. Однако, несмотря на столь малое время измерения, они не получили достаточно широкого распространения вследствие громоздкости их схемных реализаций.

В то же время интерес к быстродействующим цифровым частотомерам низких и инфранизких частот возрастает по мере того, как расширяется число электрических и неэлектрических параметров, преобразуемых в частоту следования импульсов, причем значительная группа таких преобразователей имеет частоты выходных импульсов, лежащие в пределах указанного диапазона.

В статье рассмотрен новый метод измерения низких и инфранизких частот, основанный на преобразовании периода входного сигнала во временной интервал, пропорциональный частоте.

В рассматриваемом методе используется предварительное измерение периода входного сигнала. Результат измерения определяется выражением

$$N_T = \frac{f_0}{f_x}, \quad (1)$$

где  $f_0$  — частота эталонного генератора;  $f_x$  — частота входного сигнала. Код числа  $N_T$ , получающегося в результате измерения периода, используется для управления дискретным резистором. Сопротивление дискретного резистора изменяется обратно пропорционально в зависимости от числа  $N_T$ :

$$r = \frac{r_0}{N_T}, \quad (2)$$

где  $r_0$  — постоянное сопротивление.

Через сопротивление дискретного резистора производится заряд конденсатора током от внешнего источника напряжения.

Время заряда конденсатора от нуля до некоторого опорного уровня напряжения  $U_0$  пропорционально измеряемой частоте. Покажем, что это действительно так. Известно, что напряжение на конденсаторе  $C$  при заряде его током от источника напряжения  $E$  через сопротивление  $r$  можно представить в виде

$$U_C = E(1 - e^{-\frac{t}{rC}}). \quad (3)$$

Подставив (2) в (3) и заменив  $U_C$  на  $U_0$ , решим полученное уравнение относительно  $t$

$$t = \frac{r_0 C}{N_T} \ln \frac{E}{E - U_0} = \frac{q}{N_T}, \quad (4)$$

где  $q = r_0 C \ln \frac{E}{E - U_0}$ . Заменив  $N_T$  его значением, взятым из (1), получим

$$t = \frac{q f_x}{f_0}. \quad (5)$$

В выражении (5)  $q$  и  $f_0$  — величины постоянные. Следовательно, время заряда конденсатора от нуля до уровня опорного напряжения через сопротивление  $r_0/N_T$  получается прямо пропорциональным измеряемой частоте. Временной интервал  $t$  измеряется путем счета числа периодов эталонной частоты. Полученный в счетчике результат с погрешностью дискретности, соответствующей одному счетному импульсу генератора эталонной частоты, дает значение измеряемой частоты

$$N_f \pm 1 = t f_0. \quad (6)$$

Погрешность измерения частоты данным методом зависит от погрешности преобразования периода во временной интервал и от погрешности измерения этого временного интервала.

Первая составляющая возникает из-за погрешности от дискретности счета числа периодов эталонной частоты при измерении периода входного сигнала, а вторая — из-за погрешности от дискретности счета числа периодов эталонной частоты при измерении временного интервала, пропорционального частоте.

Абсолютная составляющая погрешности преобразования периода во временной интервал может быть записана как

$$\Delta t = \frac{q}{N_T \pm 1} - \frac{q}{N_T} = \mp \frac{q}{N_T(N_T \pm 1)}. \quad (7)$$

Тогда время преобразования с учетом возможных отклонений, определяемых погрешностью измерения периода, равно

$$t = \frac{q}{N_T} \mp \frac{q}{N_T(N_T \pm 1)}. \quad (8)$$

Подставив (5) в (8), найдем выражение для измеряемой частоты

$$f_x = \frac{f_0}{N_T} \mp \frac{f_0}{N_T(N_T \pm 1)}. \quad (9)$$

Решив систему уравнений (4) и (6) относительно  $N_T$ , получим

$$N_T = \frac{q f_0}{N_f \pm 1}. \quad (10)$$

Из (9) и (10) следует

$$f_x = \frac{N_f}{q} \pm \frac{1}{q} \mp \frac{N_f^2 \pm 2N_f + 1}{q^2 f_0 \pm q(N_f \pm 1)}. \quad (11)$$

При этом относительная погрешность измерения частоты будет равна

$$\gamma = \pm \frac{1}{N_f} \mp \frac{(N_f^2 \pm 2N_f + 1) q}{[q^2 f_0 \pm q(N_f \pm 1)] N_f}. \quad (12)$$

Выражение для максимальной относительной погрешности с учетом, что  $N_f^2 \gg 2N_f + 1$  и  $q^2 f_0 \gg q(N_f \pm 1)$ , а  $q = t N_T$ , можно записать в виде

$$\gamma_{\max} \cong \frac{1}{N_f} + \frac{N_f}{t N_T f_0} = \frac{1}{N_f} + \frac{1}{N_T}, \quad (13)$$

где  $\frac{1}{N_f} = \frac{1}{t f_0} = \gamma_1$  — составляющая относительной погрешности, вызванная дискретным представлением результата измерения частоты;  $\frac{1}{N_T} = \frac{N_f}{t N_T f_0} = \gamma_2$  — составляющая погрешности, вызванная дискретным представлением результата измерения периода.

На рис. 1, а приведены зависимости погрешностей  $\gamma_{\max}$ ,  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$  от числа  $N_f$  для случая, когда время преобразования периода максимальной частоты в интервал времени, пропорциональный частоте, рав-

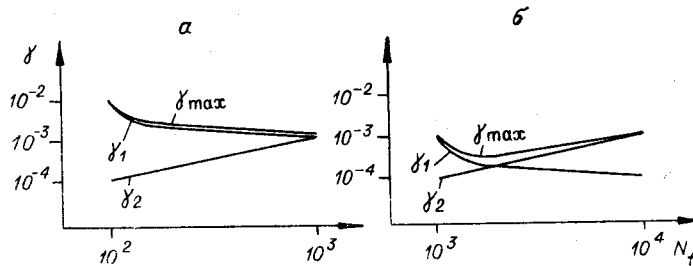


Рис. 1.

но периоду этой частоты, а измерение его, а также периода происходит путем заполнения последних импульсами одной и той же частоты.

Из этих зависимостей следует, что при уменьшении погрешности  $\gamma_1$  в 10 раз можно получить почти равномерную относительную погреш-

ность  $\gamma_{\max}$  во всем диапазоне измеряемых частот. Выравнивание относительной погрешности  $\gamma_{\max}$  по диапазону можно произвести двумя способами.

В первом случае необходимо измерять временной интервал  $t$  путем заполнения его импульсами частоты в 10 раз большей по отношению к частоте, используемой при измерении периода. Во втором случае этот же эффект достигается увеличением в 10 раз времени преобразования периода в интервал времени, пропорциональный частоте.

Использование того или иного способа уменьшения погрешности  $\gamma_{\max}$  зависит от требований, которые предъявляются к быстродействию цифрового частотомера. Если от цифрового частотомера не требуется производить измерение за время, не превышающее двух периодов, то целесообразней использовать второй способ.

На рис. 1, б представлены зависимости  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  и  $\gamma_{\max}$  от числа  $N_f$  для случая, когда при измерении периода и временного интервала  $t$  используются различные частоты.

На рис. 2 представлена функциональная схема цифрового частотомера, основанного на данном методе измерения частоты. Сигналы измеряемой частоты поступают на устройство выделения длительности одного периода, содержащее ключ  $K_1$ , триггер  $T_{гт}$  и триггер управления  $T_{гупр}$ .

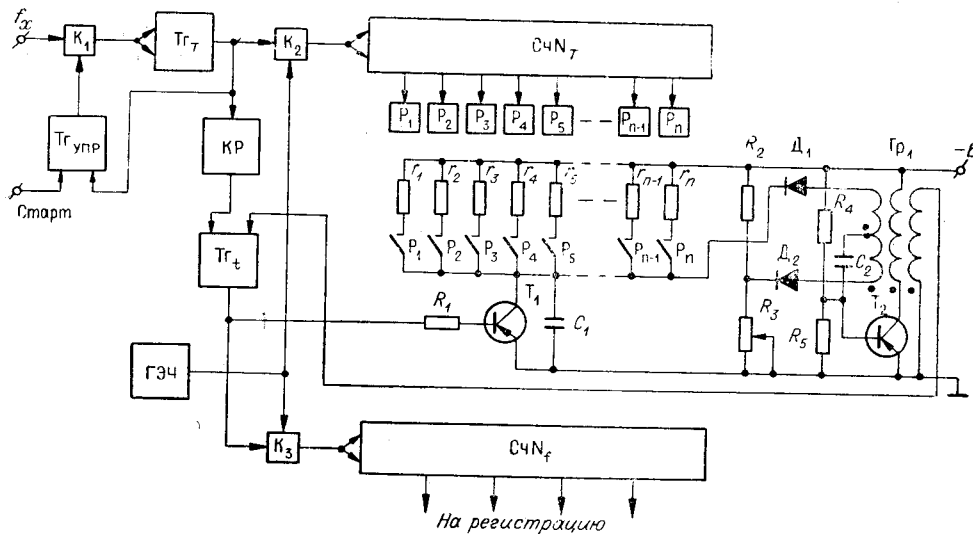


Рис. 2.

Счетчик  $Сч N_T$  совместно с ключом  $K_2$  и генератором эталонной частоты служат для измерения длительности выделенного периода. Кипп-реле  $KР$ , триггер  $T_{гт}$ , дискретный резистор  $r_1 - r_n$ , управляемый кодом счетчика  $Сч N_T$ , транзисторный ключ  $T_1$ , конденсатор  $C_1$  и диодно-регенеративная схема сравнения предназначены для преобразования кода  $N_T$  во временной интервал  $t$ , пропорциональный частоте.

Счетчик  $Сч N_f$ , ключ  $K_3$  и генератор эталонной частоты  $ГЭЧ$  используются при измерении временного интервала  $t$ .

В исходном состоянии триггеры  $T_{гупр}$ ,  $T_{гт}$  и  $T_{гт}$ , а также триггеры счетчиков  $Сч N_T$  и  $Сч N_f$  находятся в состоянии «0». Ключи  $K_1$ ,  $K_2$ ,

$K_3$  закрыты. Транзисторный ключ  $T_1$  открыт. Напряжение на конденсаторе  $C_1$  равно нулю. Контакты реле  $P_1 - P_n$  разомкнуты.

Сигнал «Старт» устанавливает триггер  $T_{гупр}$  в состояние «1», ключ  $K_1$  открывается и импульс измеряемой частоты, пройдя через ключ  $K_1$ , перебрасывает триггер  $T_{гТ}$  также в состояние «1». Ключ  $K_2$  открывается, и от генератора эталонной частоты на счетчик  $Сч N_T$  поступаю импульсы частоты эталонного генератора. Второй импульс входной частоты возвращает триггер  $T_{гТ}$  в исходное состояние «0». Перепад напряжения с выхода  $T_{гТ}$  используется для возвращения  $T_{гупр}$  в состояние «0» и для запуска кipp-реле КР. В счетчике  $Сч N_T$  при этом фиксируется код числа, пропорционального периоду входного сигнала. В зависимости от набранного в счетчике  $N_T$  кода по соответствующим обмоткам реле  $P_1 - P_n$  протекает ток, вызывающий замыкание контактов этих реле. Применение электромеханических реле оправдано тем, что они практически не вносят никаких погрешностей в сопряжения дискретного резистора. Преобразование полученного в счетчике  $Сч N_T$  кода числа  $N_T$  во временной интервал, пропорциональный частоте, начинается с задержкой, определяемой временем срабатывания контактов реле. По окончании импульса, формируемого кipp-реле КР, триггер  $T_{гТ}$  устанавливается в состояние «1». При этом ключ  $K_3$  открывается, транзисторный ключ  $T_1$  закрывается и конденсатор  $C$  начинает заряжаться током от источника напряжения  $E$  через подключенные к ним сопротивления  $r_1 - r_n$ . Когда напряжение на конденсаторе  $C_1$  сравняется с опорным напряжением  $U_0$  диодно-регенеративной схемы сравнения, на выходе последней формируется импульс, возвращающий триггер  $T_{гТ}$  в прежнее состояние «0». Транзисторный ключ  $T_1$  открывается, конденсатор  $C_1$  разряжается и генерирование импульсов диодно-регенеративной схемой прекращается.

Временной интервал, в течение которого триггер  $T_{гТ}$  находился в состоянии «1», измеряется путем регистрации в счетчике  $Сч N_f$  числа импульсов от генератора эталонной частоты, прошедших через ключ  $K_3$ . На этом один цикл измерения заканчивается. Время измерения частоты таким частотомером равно

$$t_{изм} = T + t_3 + t,$$

где  $T$  — период измеряемой частоты;  $t_3$  — время задержки запуска триггера  $T_{гТ}$  относительно момента окончания первого периода;  $t$  — время преобразования кода числа  $N_T$  во временной интервал, пропорциональный частоте. Время  $t_3$  зависит от времени срабатывания контактов реле. Оно должно быть несколько больше этого времени.

Время преобразования  $t$  определяется, согласно (4), сопротивлением дискретного резистора, емкостью конденсатора  $C$  и напряжениями  $E$  и  $U_0$ . Регулировку времени преобразования лучше всего производить изменением уровня  $U_0$ .

Выбор пределов измерения в таком частотомере может быть проведен вручную или автоматически. В обоих случаях о необходимости смены выбранного предела свидетельствует сигнал переполнения счетчика  $Сч N_T$ . Функциональная схема одного из возможных вариантов устройства автоматического выбора пределов измерения приведена на рис. 3. Устройство содержит триггер  $T_{гавп}$ , декадный делитель частоты ДЧ, вентили  $H_1 - H_4$ , счетчик пределов измерения  $СчП$  и дешифратор ДШ. При использовании такого устройства в рассмотренном цифровом частотомере в последнем должны быть сделаны следующие

изменения: второй вход триггера  $T_{гупр}$  должен быть подсоединен к выходу устройства сравнения, а выход кипп-реле должен быть соединен с входом  $T_{гт}$  через ключ  $K$ , управляющий вход которого соединен с выходом  $T_{гавп}$ .

В исходном состоянии триггер  $T_{гавп}$  и триггеры счетчика  $СчП$  находятся в состоянии «0». Вентили  $V_1 - V_4$  закрыты, причем на одном из кодов вентиля  $V_1$  присутствует разрешающий сигнал. После сигнала «Старт» триггер  $T_{гавп}$  устанавливается в состояние «1». Открывается вентиль  $V_1$ . Сигналы от ГЭЧ поступают на счетчик  $Сч N_T$ . Если к концу периода сигнал переполнения счетчика  $Сч N_T$  отсутствует, то процесс измерения частоты протекает аналогично описанному.

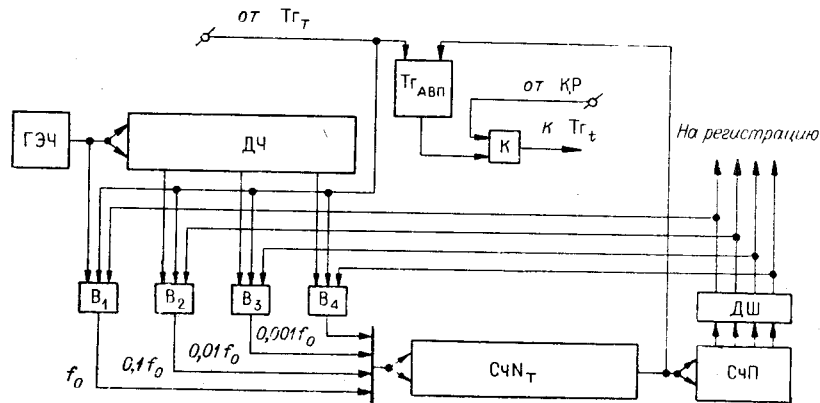


Рис. 3.

Однако, если в течение первого периода появляется импульс переполнения, он фиксируется в счетчике  $СчП$  и возвращает  $T_{гавп}$  в состояние «0». Поступление импульсов генератора эталонной частоты в счетчик  $Сч N_T$  прекращается, а код, полученный к этому моменту в нем, соответствует нулю. Разрешающий потенциал теперь присутствует на вентиле  $V_2$ . Импульс с кипп-реле не вызывает изменения состояния  $T_{гт}$ , так как ключ  $K$  заперт. Третий импульс входного сигнала переводит  $T_{гавп}$  в состояние «1». Открывается вентиль  $V_2$ , измерение периода производится частотой  $f_0/10$ . Если теперь к концу периода импульс переполнения будет отсутствовать, то через время  $t_3 + t$  на цифровом табло высвечивается число, соответствующее измеряемой частоте с учетом «запятых», зависящих от соответствующего предела измерения, фиксируемого счетчиком  $СчП$ .

Время измерения частотомера с автоматическим выбором пределов измерения

$$t \leq 2nT + t_3,$$

где  $n$  — соответствующий предел измерения, считая со старшего.

Был собран и испытан макет преобразователя периода в интервал времени, пропорциональный частоте. Входная часть менялась в пределах 12,5—100 гц, счетчик  $Сч N_T$  содержал 12 двоичных разрядов. Временной интервал  $t$  менялся в пределах 1,25—10 м/сек. Для измерения временных интервалов использовался стандартный цифровой частотомер ЧЗ-4. Приведенная относительная погрешность измерения частоты не превышала 0,2%. Экспериментальная проверка макета преобразова-

теля подтвердила возможность применения данного метода для построения быстродействующих цифровых частотомеров низких и инфранизких частот с погрешностью измерения порядка 0,1% и временем измерения, не превышающим двух периодов входного сигнала.

Преобразователь может быть выполнен в виде сменного блока к серийно выпускаемым цифровым частотомерам. Его применение позволит существенно расширить пределы измерения таких частотомеров в сторону инфранизких частот.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Э. К. Шахов. Метод измерения низких частот.— Автометрия, 1966, № 2.
2. А. Н. Гуторова, Н. В. Малыгина. Электроизмерительная техника и автоматика.— Ученые записки аспирантов и соискателей ЛПИ им. М. И. Калинина, 1963.
3. А. М. Марголин. Измерение низких частот. Цифровые измерительные и управляющие устройства.— Труды ЛПИ, вып. 256. М.—Л., «Энергия», 1965.
4. В. Б. Дудыкевич, Н. В. Кирианаки. Быстродействующий прямоотсчетный цифровой частотомер инфранизких частот.— Контрольно-измерительная техника, 1968, № 5.
5. М. Е. Бушмин, В. В. Смеляков, М. Я. Минц, Л. М. Пунгин, В. Ф. Толстиков. Цифровой инфранизкочастотный фазометр— частотомер. Авторское свидетельство № 189485.— ИПОТЗ, 1966, № 24.
6. А. М. Щербаченко. Об одном методе цифрового измерения низких частот.— Автометрия, 1968, № 2.

*Поступила в редакцию  
3 октября 1968 г.*