

А. А. МЕЛЬНИКОВ, А. Г. РЫЖЕВСКИЙ,
 Е. Ф. ТРИФОНОВ, В. М. ШЛЯНДИН
 (Пенза)

О НЕКОТОРЫХ ПУТЯХ ПОСТРОЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ В КОД С МОДЕЛИРОВАНИЕМ ОБРАТНОЙ ФУНКЦИИ

Применение частотных информационных измерительных систем при исследовании быстропротекающих процессов требует непрерывного совершенствования методов и средств аналого-цифрового преобразования частоты с целью повышения их быстродействия.

Принципиально максимально возможное быстродействие присуще методам, основанным на масштабном преобразовании выходной величины меры времени до момента ее равенства длительности периода колебаний неизвестной частоты [1]. Время преобразования при этом не превышает одного периода; код N_f частоты определяется отношением $N_f = t_0/T^*$. Так как масштабному преобразованию подвергается значение t_0 , стоящее в числителе выражения для N_f , то для получения линейного отсчета значения частоты необходимо масштабное преобразование осуществлять по гиперболическому закону.

Непосредственное изменение выходной величины меры времени по гиперболическому закону (например, с помощью линий задержки) возможно лишь на частотах порядка 100 кГц и выше. На более низких частотах используется линейная [2], кусочно-линейная [3] или экспоненциальная аппроксимация гиперболы или осуществляется ее частотно-импульсное моделирование [4, 5]. Последняя возможность в настоящее время изучена совершенно недостаточно.

Целью настоящей работы является исследование возможных путей реализации структур быстродействующих аналого-цифровых преобразователей частоты с моделированием обратной функции.

В общем случае такой преобразователь должен содержать функциональный генератор заполняющей частоты, формирователь временного интервала, равного длительности периода исследуемого сигнала, и счетчик результата со схемой запрета на входе. Счетчик результата должен быть либо вычитающим, либо съем результата преобразования с него должен производиться в обратном коде.

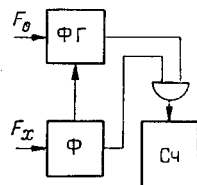


Рис. 1.

Обобщенная блок-схема такого преобразователя представлена на рис. 1. За период исследуемого сигнала на вход счетчика результата Сч поступают им-

пульсы с выхода функционального генератора (ФГ). Каждый из этих импульсов уменьшает число в счетчике на одну единицу. Перед каждым измерением в счетчик результата должно записываться число N , как правило, равное емкости этого счетчика.

Закон изменения частоты $F(t)$ сигнала ФГ во времени, позволяющий сформировать за период T_x исследуемого сигнала код частоты F_x этого сигнала в счетчике Сч, может быть определен из уравнения

$$N - \int_{T_{\min}}^{T_x} F(t) dt = F_x = \frac{1}{T_x}, \quad (1)$$

где T_{\min} — минимальный период исследуемого сигнала. Если $T_x < T_{\min}$, то $\int_{T_{\min}}^{T_x} F(t) dt = 0$, т. е. на вход счетчика за время T_{\min} не поступит ни одного импульса с ФГ. Решая данное уравнение относительно $F(t)$, определим, что

$$F(t) = 1/t^2, \quad (2)$$

т. е. период сигнала на выходе ФГ должен изменяться по квадратичному закону в зависимости от текущего значения времени. Понятно, что начальное и конечное значения периодов этого сигнала должны выбираться из условия заданной точности и диапазона измерения соответственно.

Из сказанного следует, что основной задачей при реализации рассматриваемых преобразователей является разработка функционального генератора. В соответствии с назначением такого ФГ он может быть назван «квадратором».

Очевидно, что схемное решение квадратора может быть различным в зависимости от алгоритма получения зависимости $1/t^2$. Такая зависимость может быть получена, если, например, определить значения текущего времени t , найти обратную величину $1/t$ и возвести в квадрат результат или определить значения текущего времени t , возвести в квадрат результат и затем найти обратную величину $1/t^2$, или другими способами. Следует заметить, что подразделение на последовательность указанных операций чисто условное, так как все они выполняются параллельно во времени.

Квадратор может быть построен на широко используемых в технике моделирования узлах — двоичных умножителях [6] и двоичных делителях [7]. Двоичный умножитель (ДУ) и двоичный делитель (ДД) представляют собой по существу элементарные функциональные генераторы. Их эквивалентные схемы представлены на рис. 2, а и б. ДУ и ДД имеют три входа и три выхода. На вход 1 подаются импульсы опорного сигнала с частотой F_0 , на входы 2 и 3 — управляющие сигналы. С выхода 4 снимается сигнал, частота которого определяется функциональной зависимостью $F_4 = f(F_1)$ (в случае управления по входу 2 сигналом $F_1(t)$) или $F_4 = f(N)$ (при управлении по входу 3 сигналом $N(t)$ в виде двоичного кода, значение которого зависит от частоты F_1 на входе 2 и интервала измерения); с выхода 5 снимается сигнал, частота F_5 которого для ДУ определяется выражением $F_5 = F_0/2^n$, а для ДД — выражением $F_5 = F_1(t)/2^n$, где n — число разрядов в счетчиках ДУ и ДД.

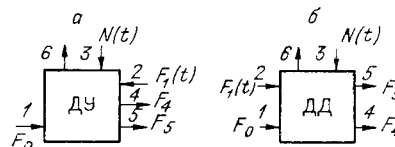


Рис. 2.

Для ДУ частота сигнала на выходе 4 определяется выражениями

$$F_4 = f(F_1) = \frac{F_0}{2^n} \int F_1(t) dt; \quad F_4 = f(N) = \frac{F_0}{2^n} N(t); \quad (3)$$

для ДД —

$$F_4 = f(F_1) = \frac{F_0}{\int F_1(t) dt}; \quad F_4 = f(N) = \frac{F_0}{N(t)}. \quad (4)$$

Из (3) и (4) видно, что частота F_4 ДУ и ДД изменяется во времени. В связи с этим, разбивая процесс, характеризуемый зависимостью (2), на элементарные операции, можно синтезировать ряд схем квадраторов. Так, например, на рис. 3, а приведена функциональная схема квадратора, состоящего из последовательно включенных ДУ и

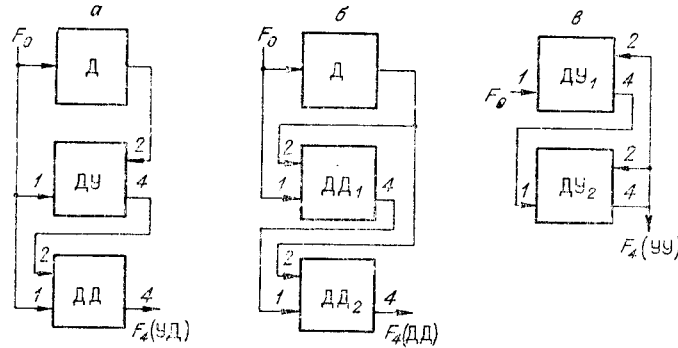


Рис. 3.

ДД. В соответствии с (3) и (4) частота сигнала на выходе ДД такого устройства описывается соотношением

$$F_{4(УД)} = \frac{F_0}{\int \left(\frac{F_0}{2^n} \int \frac{F_0}{K} dt \right) dt}, \quad (5)$$

где K — коэффициент деления частоты делителя Д. Из (5) и схемы описываемого квадратора видно, что в данном случае операция получения квадратичной зависимости периода сигнала квадратора от текущего значения времени t состоит из операций получения значения t^2 (код $N(t)$ в счетчике ДД) и затем нахождения обратной величины $1/t^2$. Первая операция производится с помощью ДУ, вторая — с помощью ДД.

На рис. 3, б приведена функциональная схема квадратора, состоящего из двух последовательно включенных ДД. В соответствии с (1) выражение для частоты сигнала на выходе ДД₂ этого квадратора имеет вид

$$F_{4(ДД)} = \frac{F_0}{\int \frac{F_0}{K} dt} : \int \frac{F_0}{K} dt = \frac{K^2}{F_0} \frac{1}{t^2}, \quad (6)$$

где K — коэффициент деления частоты делителя Д. Из (6) и схемы данного квадратора видно, что в этом случае операция получения заданной зависимости периода сигнала квадратора и текущего значения времени t состоит из операций получения значений $1/t$ и затем деления этого значения на t . Первая операция производится с помощью ДД₁, вторая — с помощью ДД₂.

На рис. 3, в приведена функциональная схема квадратора, построенного на основе двух последовательно включенных ДУ. В соответствии с (3) частота сигнала на выходе ДУ₂ такого квадратора определится из системы уравнений

$$\begin{cases} F_{4(ДУ_1)}(t) = \frac{F_0}{2^n} \int F_{4(ДУ_2)}(t) dt; \\ F_{4(ДУ_2)}(t) = \frac{F_{4(ДУ_1)}(t)}{2^n} \int F_{4(ДУ_2)}(t) dt. \end{cases} \quad (7)$$

Решая систему уравнений относительно $F_{4(ДУ_2)}(t)$, определим, что

$$F_{4(ДУ)}(t) = \frac{2^{2n}}{F_0} \frac{1}{t^2}.$$

Из (7) и схемы рассматриваемого квадратора видно, что в данном случае операция получения квадратичной зависимости состоит из операций получения значений $1/t$ и затем возведения этого значения в квадрат.

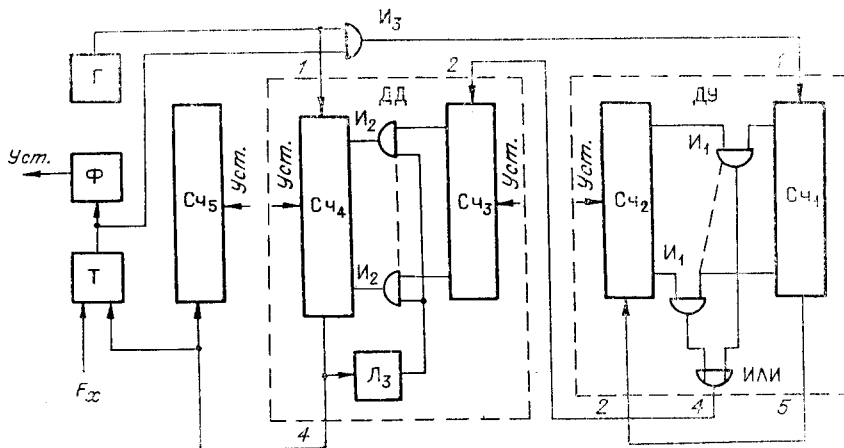


Рис. 4.

Таким образом, различные схемные комбинации, состоящие из соответствующим образом включенных ДУ и ДД, позволяют синтезировать функциональный генератор (квадратор), период сигнала на выходе которого изменяется пропорционально квадрату значения текущего времени.

Выбрав ту или иную схему квадратора, без особых трудностей можно построить прямоотсчетный быстродействующий преобразователь частоты в код. На рис. 4—6 представлены блок-схемы таких преобразователей, построенные на основе приведенных выше схем квадраторов и обобщенной схемы рис. 1.

Преобразователь, схема которого приведена на рис. 4, содержит ДУ, в состав которого входят счетчики Сч₁ и Сч₂, система схем запрета И₁ со схемой сборки на выходе; ДД, включающий счетчики Сч₃ и Сч₄, систему схем запрета И₂ с линией задержки Л₃; счетчик результата Сч₅; схема И₃; триггер управления Т с формирователем импульсов, Ф.

Работает преобразователь следующим образом. С приходом очередного импульса исследуемого сигнала триггер управления Т уста-

навливается в положение, при котором схема I_3 закрывается. При этом формирователь Φ вырабатывает команду на установку в счетчики $Сч_2$, $Сч_3$ и $Сч_5$ максимально возможного числа. Максимально возможное число счетчика $Сч_5$ соответствует максимальному значению измеряемой частоты. Этой же командой в счетчике $Сч_4$ устанавливается код числа, соответствующего минимальному значению периода T_{\min} исследуемого сигнала. По истечении времени T_{\min} на выходе счетчика $Сч_4$ появится импульс, под воздействием которого триггер управления T изменит свое состояние и откроет схему I_3 . Начиная с этого момента времени, импульсы с выхода схемы сборки поступают на вход

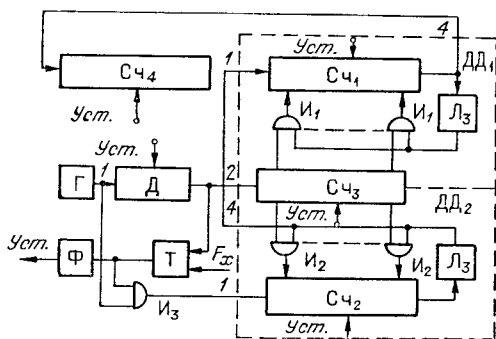


Рис. 5.

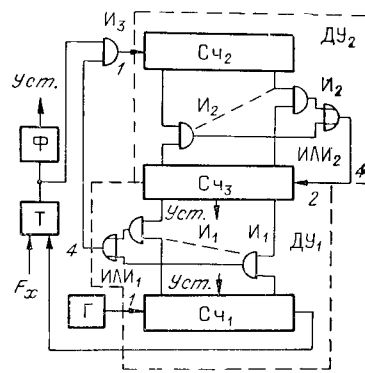


Рис. 6.

счетчика $Сч_3$, а с выхода счетчика $Сч_4$ на вход счетчика результата $Сч_5$. Частота импульсов с выхода счетчика $Сч_4$ определяется (5). С приходом каждого из этих импульсов на вход счетчика $Сч_5$ значение кода числа в нем уменьшается на одну единицу. Зависимость числа импульсов $m(t)$ выходного сигнала счетчика $Сч_4$, поступивших на вход счетчика $Сч_5$, от времени t находим из уравнения

$$m(t) = \frac{2^n K}{F_0} \int_{t_2}^t \frac{1}{t} dt = - \frac{2^{2n}}{F_0} \frac{1}{t}, \quad (8)$$

где $K=2^n$, так как функции счетчика $Сч_1$ ДУ и делителя $Д$ совмещены. За период T_x исследуемого сигнала число импульсов $m(T_x)$, поступивших на вход счетчика результата $Сч_5$, получим из (8) при подстановке $t = T_x$. При этом

$$m(T_x) = - \frac{2^{2n}}{F_0 T_x} = - \frac{2^{2n}}{F_0} F_x, \quad (9)$$

т. е. число импульсов $m(T_x)$ пропорционально частоте F_x этого сигнала.

Отрицательное значение $m(T_x)$ говорит о том, что уменьшение периода T_x исследуемого сигнала связано с увеличением его частоты. Для приведения в соответствие последней зависимости значение $m(T_x)$ должно вычитаться из постоянного числа N . Число N должно выбираться из начальных условий: $m(T_x)=0$ при $t \leq T_{\min}$, т. е. число N должно соответствовать максимальной частоте $F_{\max} = 1/T_{\min}$ диапазона преобразования. Понятно, что для полного использования емкости счетчика результата $Сч_5$ это число должно быть равно его емкости. С приходом следующего импульса исследуемого сигнала начинается новый цикл преобразования. Результат преобразования снимается в виде па-

раллельного кода со счетчика C_5 в моменты времени между появлением импульса исследуемого сигнала и появлением импульса с выхода счетчика C_4 .

Таким образом, в рассмотренном преобразователе частоты в код за время, равное одному периоду исследуемого сигнала, в счетчике результата образуется число, пропорциональное значению частоты этого сигнала.

По аналогии с рассмотренным преобразователем на основе схемы рис. 1 и схем квадраторов рис. 3, б в, могут быть построены другие преобразователи частоты в код (см. рис. 5, 6), в которых в качестве

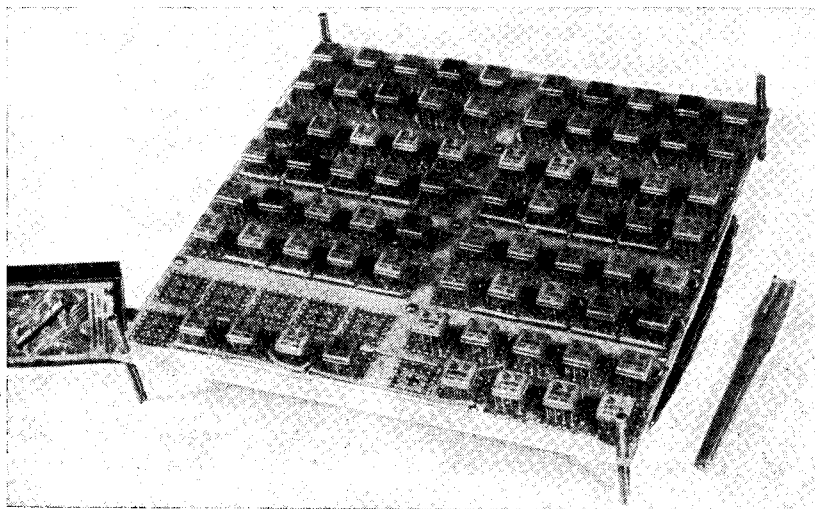


Рис. 7.

квадраторов используются последовательно включенные два ДД или два ДУ. Принцип работы таких преобразователей аналогичен принципу работы описанного выше преобразователя. В схеме преобразователя, построенного на основе двух ДД, функции управляющих счетчиков каждого из ДД совмещены в одном счетчике, функции формирователя временного отрезка T_{\min} и делителя — в другом. В схеме преобразователя, построенного на основе двух ДУ, функции управляющих счетчиков обоих ДУ и счетчика результата совмещены в одном счетчике, а функции формирователя временного отрезка T_{\min} и счетчика первого ДУ — в другом.

Поскольку результат преобразования в приведенных устройствах пропорционален частоте исследуемого сигнала, а время преобразования равно одному периоду этого сигнала, то им присущи свойства как цифровых измерителей частоты, так и измерителей периода. К достоинствам рассмотренных преобразователей относятся предельное быстродействие, характерное для измерителей периода, и пропорциональность результатов преобразования частоте исследуемого сигнала, присущее измерителям частоты.

К их недостаткам относятся наличие погрешности формирования временного интервала, присущее измерителям периода, и увеличение относительной погрешности преобразования в начале диапазона, свойственное частотомерам. Наличие последней погрешности при низкой частоте исследуемого сигнала может привести к возрастанию ее до недопустимого значения. За счет некоторого усложнения преобразова-

теля возможно устранить этот недостаток. Принцип работы такого преобразователя должен заключаться в том, чтобы при достижении предельно допустимого кода в счетчике результата (в целях обеспечения заданной точности преобразования) происходило изменение дискретности преобразования. Введение переключения дискретности преобразования в описанные выше устройства позволит за время одного периода исследуемого сигнала иметь в счетчике результата код, пропорциональный частоте этого сигнала с погрешностью, не превышающей наперед заданной.

На основе структуры, показанной на рис. 6, был разработан макет преобразователя частоты в код для диапазона частот от 1 до 1024 Гц, внешний вид которого (без блока питания и формирователя интервала времени, равного T_x) показан на рис. 7.

Экспериментальная проверка подтвердила возможность получения быстродействия преобразователя, равного одному периоду исследуемого сигнала, с погрешностью порядка $\pm 0,2\%$ в указанном диапазоне частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Г. Рыжевский, Е. Ф. Трифонов, В. Ф. Тарасов, Ю. А. Смагин. Методы кодирования частотных сигналов.— Приборы и системы управления, 1971, № 4.
2. А. Н. Гуторова, И. В. Малыгина. Точные измерения низких частот.— Электронизмерительная техника и автоматика. Ученые записки аспирантов и соискателей ЛПИ им. М. И. Калинина. Л., 1963.
3. В. Б. Дудыкевич. Сравнение некоторых методов построения прямоотсчетных цифровых частотомеров инфранизких частот.— Контрольно-измерительная техника, вып. 6. Львов, Изд-во ЛьвГУ, 1969.
4. А. М. Марголин. Измерение низких частот.— Труды Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина, № 256. Л., 1965.
5. Г. И. Лавров, А. М. Петух, Б. И. Швецкий. Преобразователь частотно-импульсных сигналов код. Авторское свидетельство № 285375.— ОИПОТЗ, 1970, № 33.
6. Ю. Ш. Шхалахов. Построение оптимальных по быстродействию математических моделей, работающих с частотно-импульсной входной информацией, преобразуемой в промежуточный цифровой код.— Труды IV Всесоюзной конференции по теории и методам математического моделирования. Киев, «Наукова думка», 1964.
7. Т. Я. Ходоров. Цифровые управляющие машины. М.—Л., «Машиностроение», 1964.

*Поступила в редакцию
10 июня 1971 г.*