

СПОСОБ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ КОРОТКИХ ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ ПОРАЗРЯДНЫМ КОДИРОВАНИЕМ

В.А.Гайский

Морской гидрофизический институт
НАН Украины
335000, г. Севастополь,
ул. Капитанская, 2

Задача измерения коротких временных интервалов является традиционной в экспериментальной ядерной физике [1], дальнометрии и других областях науки и техники, где требуются измерения времени или частоты или (и) где используется аналого-цифровое преобразование сигналов.

Широко распространены аналого-цифровые преобразователи (АЦП) с промежуточным преобразованием аналоговой величины во временной интервал (или частоту) и кодированием его (или нескольких периодов измеряемой частоты) в периодах опорной частоты. Существенной превосходя другие типы АЦП по разрешающей способности и точности, они обычно также существенно уступают им по быстродействию. В тех случаях,

когда время аналогового интегрирования может быть сделано малым или (и) когда время интегрирования и время непосредственного кодирования разделены (в двухтактных преобразователях) преобразуемая величина может быть представлена короткими временными интервалами, меньшими периода опорной частоты.

В данной работе предлагается способ преобразования с высоким разрешением именно таких интервалов времени.

В самом общем случае измеряемый временной интервал задается стартовым T_1 и стоповым T_2 сигналами (рис.1) и кодируется подсчетом числа сигналов опорной частоты T_0 с разрешением до периода опорной частоты τ_0 . Поскольку стартовый T_1 и стоповый T_2 сигналы обычно не совпадают по времени с сигналами опорной частоты T_0 , то остаются неизмеренными два коротких временных интервала: первый τ_{x1} - от стартового сигнала T_1 до первого сигнала T_0 опорной частоты и второй - от последнего перед стоповым сигналом опорной частоты до стопового сигнала T_2 или его дополнение τ_{x2} до периода опорной частоты τ_0 от стопового T_2 сигнала до следующего первого сигнала опорной частоты T_0 .

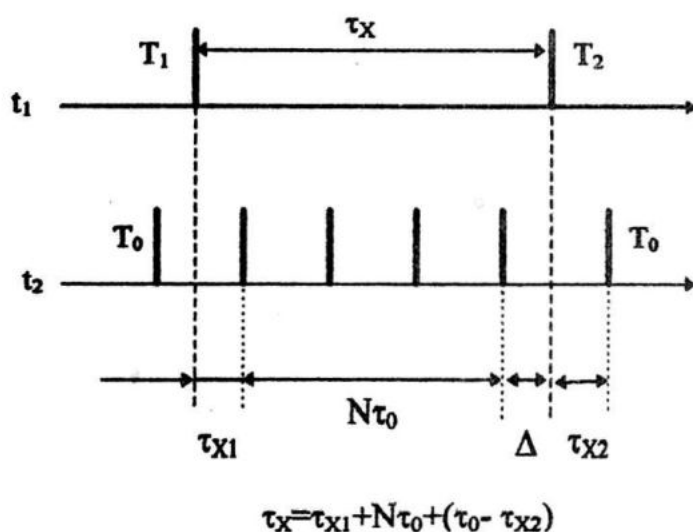


Рис.1. Схема кодирования временных интервалов τ_x в N периодах τ_0 опорной частоты

Можем записать

$$\tau_x = \tau_{x_i} + N\tau_0 + (\tau_0 - \tau_{x_2}) \quad (1)$$

Таким образом, если есть необходимость в точном измерении временных интервалов в долях периода опорной частоты, то задача сводится к измерению временного интервала τ_{x_i} (или τ_{x_2}) от стартового сигнала T_i до первого сигнала опорной частоты. Поскольку этот интервал может быть близким к нулю, то для облегчения его преобразований при реализации на элементах, обладающих задержкой, обычно добавляют к нему один или $(m-1)$ периодов опорной частоты ($m > 1$).

В этом случае преобразованию при измерении подвергается интервал времени, представляющий сумму неизвестного интервала (на оси t_1) длительностью τ_{x_i} от стартового сигнала T_i до первого сигнала опорной частоты T_0 (на оси t_2) известного интервала $(m-1)\tau_0$, где τ_0 - длительность периода сигнала опорной частоты (рис. 2) (положительный сигнал). Обозначим этот интервал времени (на оси t_3) как это показано на рис. 2.

$$\tau_i = \tau_{x_i} + (m-1)\tau_0 \quad (2)$$

В момент прихода m -го сигнала T_0 начинается преобразование интервала τ_i в "р" раз больший временной интервал $p\tau_i$, длительность которого на рис. 2 на оси t_3 показана отрицательным прямоугольным сигналом.

Можем записать:

$$p\tau_i = p(m-1)\tau_0 + p\tau_{x_i} \quad (3)$$

Окончание интервала $p\tau_i$ определяется стоповым сигналом T_{i+1} , который запаздывает на Δ_i от ближайшего слева сигнала T_0 опорной частоты и опережает на $\tau_{x_{i+1}}$ ближайший справа сигнал T_0 . Интервал $p\tau_i$ кодируется числом N_i в целых периодах опорной частоты

$$\begin{aligned} N_i &= \left\lfloor \frac{p\tau_i}{\tau_0} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{p(m-1)\tau_0}{\tau_0} + \frac{p\tau_{x_i}}{\tau_0} \right\rfloor = \\ &= p(m-1) + \left\lfloor \frac{p\tau_{x_i}}{\tau_0} \right\rfloor = \\ &= p(m-1) + x_i, \quad x_i = N_i - p(m-1), \end{aligned} \quad (4)$$

где $x_i = \left\lfloor \frac{p\tau_{x_i}}{\tau_0} \right\rfloor$ - значение i -го разряда

отсчета длительности интервала τ_{x_i} в р-ичной системе счисления. Как видно из диаграммы сигналов на рис. 2

$$p\tau_{x_i} = \left\lfloor \frac{p\tau_{x_i}}{\tau_0} \right\rfloor \tau_0 + \Delta_i = x_i\tau_0 + \tau_0 - \tau_{x_{i+1}} \quad (5)$$

где $\tau_{x_{i+1}}$ - новый неизвестный временной интервал, который принимается за измеряемый и вновь преобразуется суммированием с $(m-1)$ периодами опорной частоты T_0 , расширением в "р" раз больший интервал $p\tau_{i+1}$ и кодированием последнего в целых числах τ_0 величиной x_{i+1} . Такая процедура повторяется n раз, давая n разрядов x_i , $i = \overline{1, n}$ р-ичного кода. Покажем, что этот код является отсчетом значения измеряемого первого сигнала τ_{x_1} в p - n - долях периода опорной частоты τ_0 .

Можем записать, учитывая выражение 4:

$$\tau_{x_1} = \frac{\tau_0}{p} x_1 + \frac{\tau_0}{p} \tau_{x_2} \quad (6)$$

$$\tau_{x_2} = \frac{\tau_0}{p} x_2 + \frac{\tau_0}{p} \tau_{x_3} \quad \text{и т.д.}$$

или

$$\begin{aligned} \tau_{x_1} &= \frac{\tau_0}{p} (x_1\tau_0 + \tau_0 - \frac{1}{p}(x_2\tau_0 + \\ &+ \tau_0 - \frac{1}{p}(x_3\tau_0 + \tau_0 + \dots))) \end{aligned} \quad (7)$$

В общем виде получим:

$$\begin{aligned} \tau_{x_1} &= \tau_0 \sum_{i=1}^n (-1)^{i+1} p^{-i} + \\ &+ \tau_0 \sum_{i=1}^n (-1)^{i+1} p^{-i} x_i + \Delta_n \end{aligned} \quad (8)$$

$$\text{где} \quad \Delta_n = \frac{\tau_0 - \tau_{x_{(n+1)}}}{p^n} \left(\frac{\tau_0}{p^n} \right) \quad (9)$$

величина малая, которой можно пренебречь,

$$S_{p,n} = \sum_{i=1}^n (-1)^{i+1} p^{-i} \quad (10)$$

постоянная величина, являющаяся суммой первых n членов знакопеременующегося ряда.

$\{x_i\}$ - отсчет кода в p -ичной системе счисления с положительными весами нечетных и отрицательными весами четных разрядов. В принципе преобразования нет ограничения на величину n . Для конкретного преобразователя величина n устанавливается из условия $\tau_0 p - n < 2\epsilon_\tau$, где ϵ_τ - нестабильность срабатывания элементов преобразования при кодировании одного разряда.

Выражение 8, опуская Δn , можно записать в удобной для вычисления форме

$$\begin{aligned} \tau_{x_1} &= \tau_0 \sum_{i=1}^n (-1)^{i+1} p^{-i} (x_i + 1) = \\ &= \tau_0 \sum_{i=1}^n (-1)^{i+1} [N_1 - (m-1)p + 1] p^{-i} \end{aligned} \quad (11)$$

Выбор основания " p " системы для кодирования разрядов может быть обусловлен различными соображениями. Если требуются высокие помехоустойчивость и простота технической реализации, то целесообразно взять двоичную систему ($p=2$). Для двоичной системы представления разрядов ($p=2$).

$$\tau_{x_1} = \tau_0 \sum_{i=1}^n (-1)^{i+1} 2^{-i} (x_i + 1) \quad (12)$$

где $x_i = \{0, 1\}$.

Для перехода в обычную позиционную систему счисления с положительными весами разрядов необходимо произвести вычисления по выражению 12.

Рассмотрим пример для $m=2$, $p=2$, представленный на рис. 3. На оси t_1 приведены стартовые и столовые сигналы T_1 , на оси t_2 - сигналы опорной частоты T_0 , на оси t_3 - условные прямоугольные сигналы, положительные значения которых соответствуют измеряемым временным интервалам, а отрицательные - их двукратным расширениям. Измеряемый интервал τ_{x_1} между сигналом T_1 и первым следующим сигналом T_0 для примера равен $10/16$ долей периода опорной частоты τ_0 . Принимаем $m=2$ и накапливаем интервал τ_1 до прихода двух сигналов T_0 , т.е. получаем $\tau_1 = \tau_{x_1} + \tau_0 = 26\tau_0/16$. Расширяем τ_1 до $2\tau_1 = 52\tau_0/16$, окончание которого фиксируется стопо-

вым сигналом T_2 . При этом, подсчитывая число сигналов T_0 на интервале $2\tau_1$, получим:

$$N_1 = \left\lfloor \frac{2\tau_1}{\tau_0} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{52\tau_0}{16\tau_0} \right\rfloor = 3$$

и $x_1 = N_1 - 2 = 1$. Получили значение первого разряда отсчета x_1 .

Интервал времени τ_{x_2} между сигналом T_2 и первым следующим сигналом T_0 составляет $\tau_{x_2} = \frac{12}{16}\tau_0$ и вновь является измеряемым.

Последовательно преобразуем τ_{x_2} в τ_2 , τ_2 в $2\tau_2$ и получаем $x_2 = 1$. Аналогично измеряем $\tau_{x_3} = 8\tau_0/16$, $\tau_{x_4} \approx 15\tau_0/16$ и получаем $x_3 = 1$, $x_4 = 1$. В итоге преобразований получен код $x_1 x_2 x_3 x_4 = 1111$.

Воспользуемся формулой 12 для вычисления τ_{x_1}

$$\begin{aligned} \tau_{x_1} &= \tau_0 \left(\frac{x_1 + 1}{2} + \frac{x_2 + 1}{4} + \frac{x_3 + 1}{8} + \frac{x_4 + 1}{16} \right) - \\ &- \tau_0 \left(1 - \frac{1}{2} + \frac{1}{4} - \frac{1}{8} \right) = \frac{5\tau_0}{8} \end{aligned}$$

Таким образом, получен искомым результат.

Если требуется получить максимальное быстродействие, то целесообразно взять близкое к рациональному кодирование при заданном разрешении.

Для времени преобразования можно записать:

$$\begin{aligned} \tau_{np} (m\tau_0 + p m \tau_0) n &= (m\tau_0 + p m \tau_0) \log_p N = \\ &= m\tau_0 (1+p) \log_p N = m\tau_0 (1+p) \frac{\ln N}{\ln p}, \end{aligned} \quad (13)$$

где N - число квантов.

От основания системы " p " зависит множитель $(1+p) \frac{\ln N}{\ln p}$, который принимает минимальное значение при $\ln p = \frac{1+p}{p}$.

Численное решение последнего уравнения равно

$$p \approx 3.59 \approx 4 \quad (14)$$

Таким образом, при предложенном способе измерения временных интервалов

максимальное быстродействие будет достигнуто при четырехричном кодировании в разрядах и составит

$$\begin{aligned} \tau_{p,4} &= 5m\tau_0 \log_4 N = \\ &= 2,5m\tau_0 \log_2 N = 2,5m\tau_0 n \end{aligned} \quad (15)$$

При двоичном кодировании время преобразования составит

$$\tau_{p,2} = 3m\tau_0 \log_2 N = 3m\tau_0 n \quad (16)$$

Поскольку выигрыш в быстродействии при $p=4$ по сравнению с $p=2$ составляет около 20 %, то нет смысла отказываться от двоичной системы кодирования. В общем случае нет оснований принимать $m>2$, поэтому принимаем $m=2$.

Тогда из выражения 16 получим:

$$\tau_{p,2} = 6\tau_0 n \quad (17)$$

При счетном способе время преобразования составляет:

$$\tau_{p,1} = 2^n \tau_0 \quad (18)$$

Выигрыш во времени преобразования для АЦП с промежуточным преобразованием аналоговой величины в интервал времени или пропорциональное снижение нижней границы преобразуемых интервалов времени при заданной разрядности результата (n) составит:

$$\sigma = \frac{\tau_{p,1}}{\tau_{p,2}} = \frac{2^{n-1}}{3n} \quad (19)$$

Для возможных n значения ξ представлены в таблице

n	10	12	16	18	20	22	24	26	32
ξ	17	57	$6,8 \cdot 10^3$	$2,4 \cdot 10^3$	$8,7 \cdot 10^3$	$3,2 \cdot 10^4$	$1,2 \cdot 10^5$	$4,4 \cdot 10^5$	$2,2 \cdot 10^7$

Поскольку в предлагаемом способе используется малое расширение временного интервала ($p = \{2, 3, 4\}$), осуществляемое обычно интеграторами, то достаточно легко обеспечить линейность преобразования и высокую помехоустойчивость.

Примечательным также является то, что требования к точности преобразования в разрядах падают с ростом номера разряда, как это свойственно аналого-цифровому преобразованию с поразрядным уравниванием. Однако, при поразрядном уравнивании напряжений и токов уменьшается отношение сигнал шум с ростом номера разряда, а в предлагаемом способе преобразования в код временных интервалов это соотношение остается постоянным, поскольку величина временного интервала, преобразуемого в разрядах, остается в пределах фиксированного диапазона.

Таким образом, описанный способ измерения временных интервалов позволяет получить максимально возможное быстродействие при фиксированном периоде опорного сигнала и заданном разрешении или точности.

В изложенном способе преобразования временных интервалов использует-

ся поразрядное кодирование с умножением разности измеряемой (интервала времени) и образцовой (периода опорной частоты) величин и он может быть назван способом преобразования временных интервалов с поразрядным кодированием.

Известные измерители временных интервалов с интерполяторами [1+4] реализуют однократное аналоговое расширение измеряемого интервала и кодирование расширенного интервала. В их состав входит преобразователь временных интервалов в код с интерполятором. Для реализации рассмотренного выше способа эти устройства необходимо дополнить.

Структурная схема устройства для измерения временных интервалов с поразрядным кодированием представлена на рис. 4. В его состав входят: узел блокировки (УзБ) 1 внешнего входа, имеющий входы стартового сигнала T_1 и сигнала T_n окончания преобразования, элемент ИЛИ 2, преобразователь 3 временных интервалов в код с интерполятором (ИПК), счетчик 4 (Сч) числа разрядов кода отсчета. Выход узла 1 блокировки подан на первый вход элемента 2 ИЛИ, а выход элемента 2 соединен с входом преобразователя 3, первый выход кото-

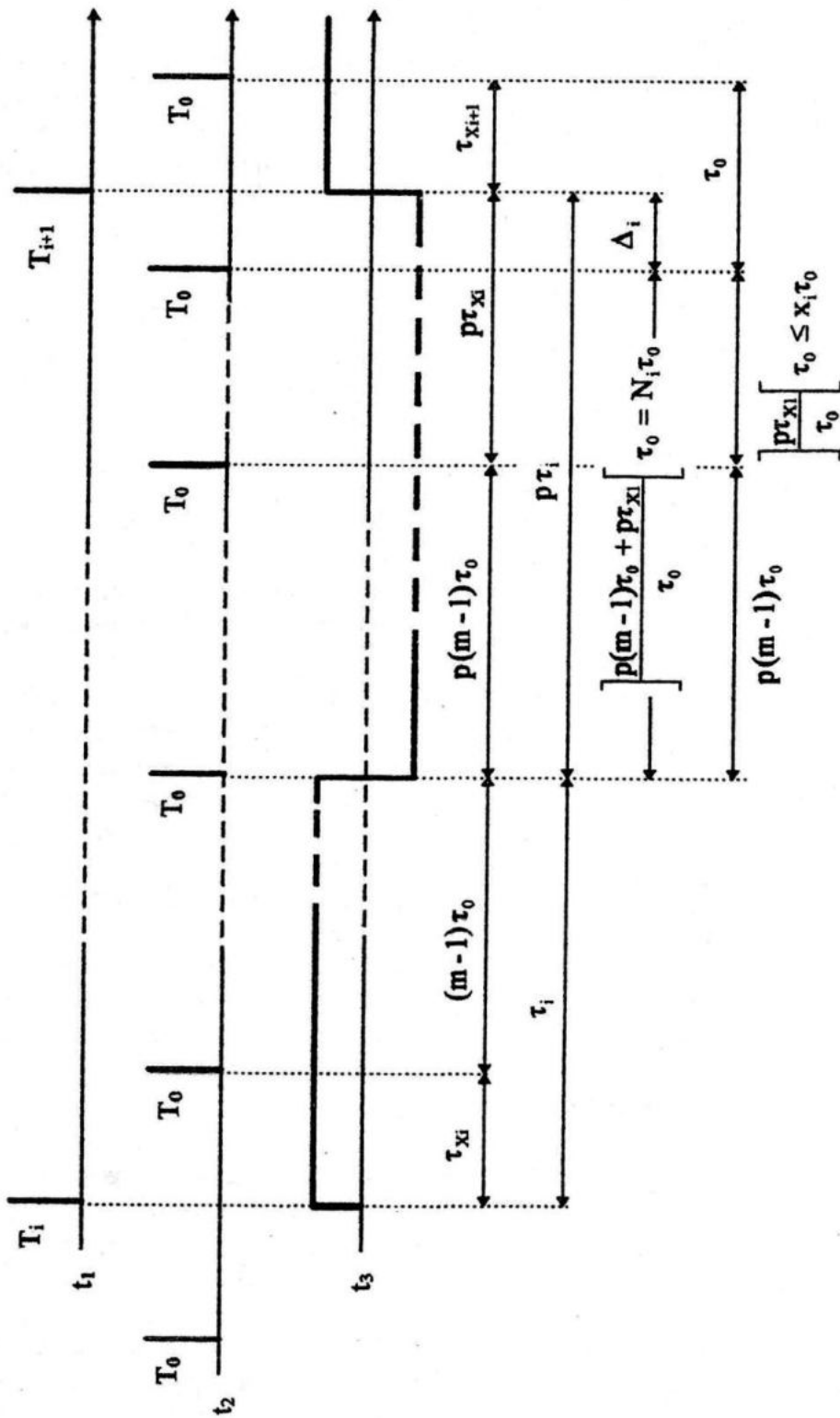


Рис.2. Схема аналогового преобразования интервала времени τ_i в "p" раз больший интервал времени $p\tau_i$.

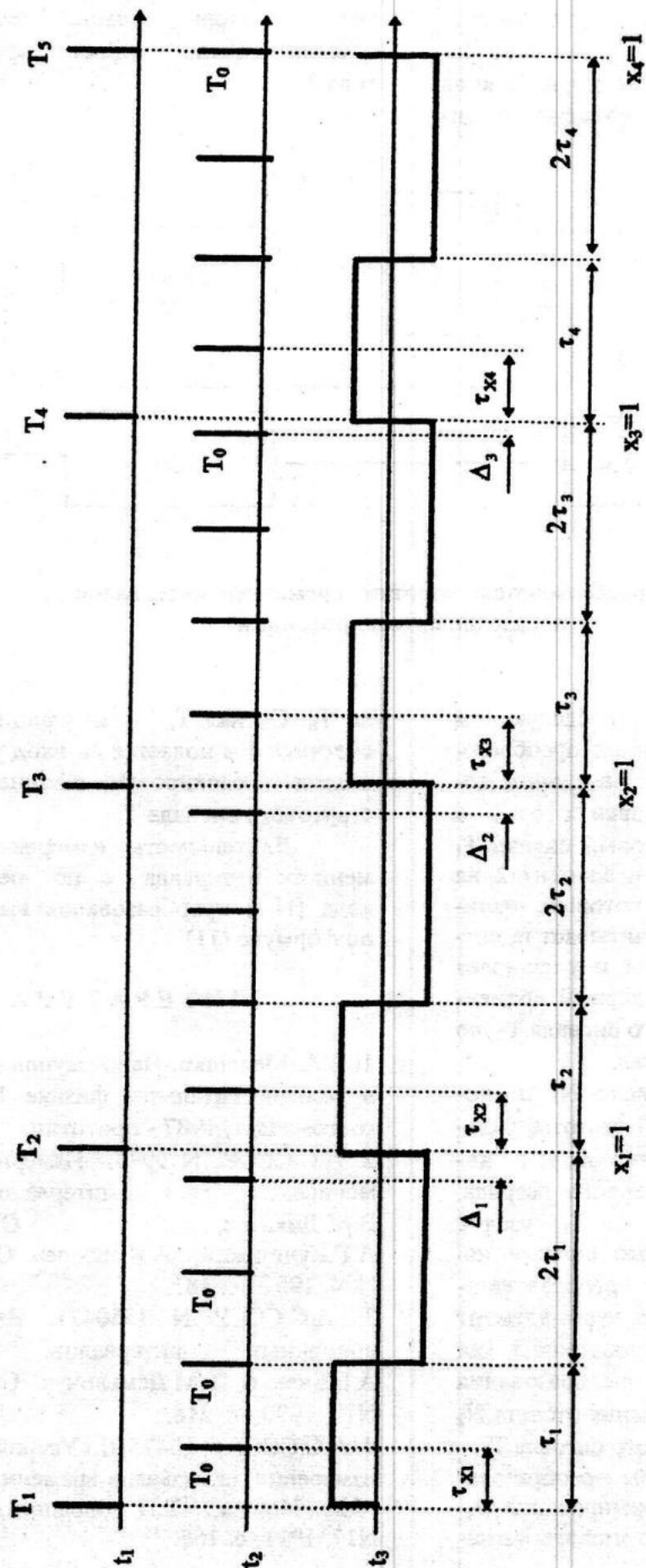


Рис.3. Пример кодирования интервала τ_{x1} в двоичной системе счисления при $m=2$

рого подан на второй вход элемента 2 и вход счетчика 4, выход сигналов T_n окончания блокировки которого подан на второй вход узла 1. Вторым выходом преобразователя является выходом разрядов кода отсчета длительности временного ин-

тервала от сигнала T_1 до первого следующего за ним сигнала T_0 опорной частоты, которая задается генератором, обычно входящим в состав преобразователя 3.

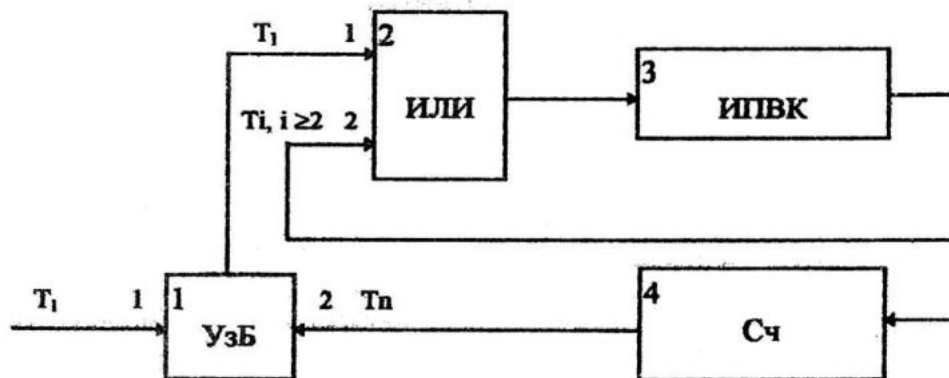


Рис.4. Преобразователь коротких временных интервалов с поразрядным кодированием

Устройство работает следующим образом. Счетчик 4 обнулен, преобразователь 3 находится в начальном состоянии. Узел блокировки открыт и проходящий извне стартовый сигнал T_1 проходит через узел 1 и элемент 2 на вход преобразователя 3, который, начиная с этого момента, отсчитывает m сигналов T_0 опорной частоты и расширяет в "р" раз полученный первый временной интервал до стопового сигнала T_2 во второй временной интервал.

Подсчитывается число N_1 периодов τ_0 периодов опорной частоты, укладывающихся во второй интервал и являющееся отсчетом первого разряда. После прохождения сигнала T_1 узел 1 блокирует вход стартового сигнала извне. Сформированный в преобразователе 3 сигнал T_2 поступает через элемент ИЛИ 2 на вход преобразователя 3 как стартовый и процесс преобразования повторяется до формирования отсчета N_2 второго разряда и стопового сигнала T_3 .

Аналогичные циклы преобразования повторяются до формирования отсчета N_n n-го разряда и стопового сигнала

T_n . Сигнал T_n идентифицируется на счетчике 4 и подается на вход узла 1 для снятия блокировки внешнего входа стартового сигнала T_1 .

Длительность измеренного временного интервала τ_x по результатам кода $\{N_i\}$ преобразования вычисляется по формуле (11).

ЛИТЕРАТУРА

1. Е.А. Мелешко. Наносекундная техника в экспериментальной физике. М.: Энергоатомиздат, 1987 - прототип.
2. А.С.СССР N 9975. Измеритель временных интервалов. Авторы В.М.Лихачев, О.П.Урбан, А.Г.Кучинский, А.К.Якушев. Оpubл. БИ N24, 1991.- с. 181.
3. А.С.СССР N 1550471. Измеритель временных интервалов. Авторы А.Б.Биенко, Т.М.Демьянчук. Оpubл. БИ N10, 1990.- с. 218.
4. А.С.СССР N 1647510. Устройство для измерения интервалов времени. Авторы М.М. Исаева, Т.Н. Овсянникова. БИ N17, 1991.-с. 166.