

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

«Тольяттинский государственный университет»

ИНСТИТУТ ЭНЕРГЕТИКИ И ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

(институт)

Кафедра «Промышленная электроника»

11.04.04 Электроника и наноэлектроника

(код и наименование направления подготовки, специальности)

Электронные приборы и устройства

(наименование профиля, специализации)

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ

На тему **Разработка широкодиапазонных время-цифровых преобразователей с интерполяторами рециркуляционного типа**

Студент

А.А. Евстигнеев

(И.О. Фамилия)

_____ (личная подпись)

Научный
руководитель

д.т.н., профессор Г.Н. Абрамов

(И.О. Фамилия)

_____ (личная подпись)

Консультанты

Руководитель программы **д.т.н., профессор В.В. Ивашин** _____

(ученая степень, звание, И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Допустить к защите

Заведующий кафедрой **к.т.н., доцент А.А. Шевцов** _____

(ученая степень, звание, И.О. Фамилия)

(личная подпись)

« _____ » _____ 20 _____ Г.

Тольятти 2016

Содержание

Введение.....	4
1. Интерполяционный метод широкодиапазонного время - цифрового преобразования.....	9
2. Аналитический обзор и исследования широкодиапазонных время - цифровых преобразователей с двухкратной рециркуляционной интерполяцией.....	15
2.1. Широкодиапазонные время - цифровые преобразователи с двухкратной рециркуляционной интерполяцией на одном рециркуляторе.....	16
2.2. Широкодиапазонные время - цифровые преобразователи с двухкратной рециркуляционной интерполяцией на двух рециркуляторах.....	22
2.3.Динамический диапазон преобразования широкодиапазонных интерполяционных время – цифровых преобразователей.....	27
3. Анализ точностных характеристик широкодиапазонных время - цифровых преобразователей с двухкратной рециркуляционной интерполяцией на двух рециркуляторах.....	29
4. Рециркуляционные интерполяторы с регрессирующим характером рециркуляций для широкодиапазонных время - цифровых преобразователей на двух рециркуляторах.....	41
4.1. Повышение быстродействия рециркуляционных интерполяторов с регрессирующим характером рециркуляций.....	43

4.1.1. Способ ускоренной рециркуляции.....	43
4.1.2. Способ с переменным периодом рециркуляции.....	50
4.1.3. Комбинированный способ.....	54
5. Модификация способов повышения быстродействия рециркуляционных интерполяторов с регрессирующим характером рециркуляций.....	58
Заключение.....	69
Список используемой литературы.....	71
<u>Приложение:</u> Принципы построения интерполяционных время-цифровых преобразователей (обзор).....	74

Введение

Решение многих научных и технических проблем связано с преобразованием временных интервалов, разделяющих два характерных момента каких-либо физических, химических и других процессов в цифровой код.

Время - цифровые преобразования необходимы при разработке и исследовании, а также и отладки схем задержки и синхронизации систем телекоммуникаций, при исследовании цифровых систем, многоканальных систем с временным разделением каналов, применяемых в технике связи и радиотелеметрии, устройств телеуправления и автоматической коммутации, аппаратуры, используемой в ядерной физике, вычислительной технике и т. д.

Такие преобразования необходимы и в научном приборостроении, поскольку во многих случаях применяемые в нем преобразования аналоговых величин в цифровой код осуществляются в результате промежуточного преобразования искомой физической величины во временной интервал (ВИ). Причем в последнее десятилетие требуется все более широкодиапазонные время - цифровые преобразователи (ВЦП) с динамическим диапазоном преобразования соответствующим информационной емкости в несколько десятков позиционно - двоичных разрядов (ПДК) при дискретности преобразования менее 1 нс. Вместе с тем проведенные ниже исследования представляют интерес и для зарубежных разработчиков и производителей широкодиапазонных интерполяционных ВЦП например, компании Asam mess electronic GmbH (Германия),

выпускающей ряд интегральных ВЦП TDC–GPX и TDC–GPXX, Европейскому центру ядерных исследований (CERN, Швейцария), осуществляющему мелкосерийное производство полностью интегральных ВЦП типа НРТDC X.X и других.

Область исследования.

Цифровые преобразователи временных интервалов, заданных старт - и стоп-импульсами или в виде длительности моноимпульсного электрического сигнала.

Объект исследования.

Время - цифровые преобразователи (ВЦП) с субнаносекундной дискретностью преобразования.

Предмет исследования.

Широкодиапазонные время - цифровые преобразователей с интерполяторами рециркуляционного типа и дискретностью преобразования менее 1 нс.

Цель исследования.

Повышение быстродействия, точности и надежности широко диапазонных время - цифровых преобразователей с интерполяторами рециркуляционного типа.

Задачи исследования:

1. Анализ метрологических характеристик интерполяционного метода широкодиапазонного время - цифрового преобразования.

2. Анализ и оценка точности различных разновидностей широкодиапазонных время - цифровых преобразователей с двухкратной рециркуляционной интерполяцией.

3. Разработка и исследование способов повышения быстродействия рециркуляционных интерполяторов с регрессирующим характером рециркуляции.

4. Исследование предельных возможностей точностных характеристик широкодиапазонных время - цифровых преобразователей с двухкратной рециркуляционной интерполяцией на двух рециркуляторах.

Методы исследования.

Для решения поставленных задач использованы методы математического анализа, теории погрешностей, дискретной математики, цифровой схемотехники.

Научная новизна.

1. Показано, что при технической реализации интерполяционного метода широкодиапазонного время - цифрового преобразования обязательным условием является наличие двух отдельных интерполяторов, так как текущие значения преобразуемых в них ВИ имеют случайный характер распределения.

2. Установлено, что предельно достижимая точность широкодиапазонных время - цифровых преобразователей с двухкратной рециркуляционной интерполяцией ограничивается только нестабильностью времени

переключения логических элементов, на которых выполняются его рециркуляционные интерполяторы (ИП).

3. Предложен способ повышения быстродействия в два раза рециркуляционных интерполяторов с регрессирующим характером рециркуляций.

4. Предложен и исследован способ ускоренной и комбинированной рециркуляции для повышения быстродействия рециркуляционных ИП с регрессирующим характером рециркуляции.

Практическая значимость.

1. Показано, что время преобразования широкодиапазонных время - цифровых преобразователей с двухкратной рециркуляционной интерполяцией практически определяется только длительностью преобразуемого ВИ.

2. Для обеспечения равномерности общей шкалы отсчета цифрового результата преобразования, отношение периода следования квантующей счетно – импульсной последовательности к дискретности преобразования, должно быть целочисленным и кратным степени основания двоичной системе счисления.

3. Для способа ускоренной рециркуляции рециркуляционных ИП регрессирующего типа, с целью упрощения вычисления их цифровых результатов преобразования, необходимо равномерное распределение их общего числа разрядов между основным счетчиком импульсов и регистром памяти.

4. Предложены две модификации способа повышения быстродействия с переменным периодом рециркуляции и комбинированного, рециркуляционных ИП с регрессирующим характером рециркуляции, обеспечивающие значительное снижение их объема аппаратных затрат, в случае если требуемый выигрыш во времени преобразования может быть меньше своего максимального значения.

Апробация работы.

Результаты выполненных исследований докладывались на II Международной научно - практической конференции. // Техника и технология современных производств: Пенза: Приволжский Дом знаний, 2015г. и опубликованы в Межвузовском сборнике научных трудов «Радиоэлектронная техника» – Ульяновск: УлГТУ, 2015.

Структура и объем работы.

Магистерская диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка используемой литературы. Общий объем диссертации составляет 94 страницы, включая 22 рисунка и Приложение. Список используемой литературы включает 26 наименований на 2 страницах.

1. Интерполяционный метод широкодиапазонного время - цифрового преобразования

Счетно-импульсный (последовательного счета) метод ВЦП [1÷3,20,21,25] использует одну шкалу отсчета результата преобразования и основан (рисунок 1.1) на заполнении преобразуемого ВИ длительностью t_x импульсами калиброванной счетно-импульсной последовательности $f_0(t)$ с периодом следования T_0 , формируемой кварцевым генератором импульсов образцовой частоты ОГ.

Число импульсов

$$N_0 = t_x / \tau,$$

заполнивших длительность преобразуемого ВИ за время его действия, фиксируется счетчиком импульсов и описывает с дискретностью преобразования

$$\tau = T_0$$

цифровой результат преобразования.

Дискретность преобразования счетно-импульсного метода определяется быстродействием счетчика импульсов.

В настоящее время временное разрешение интегральных схем (ИС) счетчиков импульсов не превышает

(2÷4) нсек,

что обеспечивает

$$\tau \geq 2 \text{ нсек.}$$

Для достижения $\tau \ll 1 \text{ нсек}$ необходима сверхпроводящая элементная база, что существенно усложняет техническую реализацию всего метода.

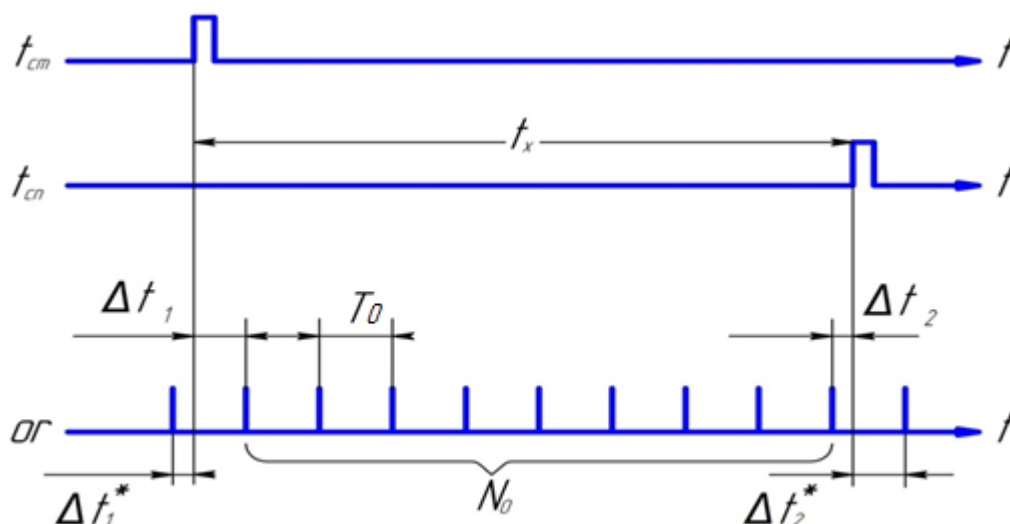


Рисунок 1.1- Временные диаграммы работы интерполяционного метода широкодиапазонного время - цифрового преобразования.

Другой существенный недостаток счетно-импульсного метода связан с неопределенностью поступления преобразуемого ВИ относительно счетно-

импульсной последовательности $f_0(t)$, что приводит к появлению двух составляющих общей погрешности дискретизации

$$\Delta t_1 = t_{\text{ХН}}$$

и

$$\Delta t_2 = t_{\text{ХК}},$$

связанных соответственно с началом и концом длительности дпреобразуемого ВИ.

Так как

$$t_{\text{ХН}} < T_0 \text{ и } t_{\text{ХК}} < T_0,$$

то максимальная общая погрешность дискретизации описывается неравенством

$$t_{\text{ХНК. max}} < 2 T_0$$

и может достигать в худшем случае (4÷8) нсек.

Функция преобразования счетно-импульсного метода ВЦП имеет вид

$$t_x = (N_0 - 1) T_0 + t_{\text{ХН}} + (T_0 - t_{\text{ХК}}), \quad (1)$$

где - $t_{\text{ХН}}$ - временной интервал между началом (передним фронтом) преобразуемого ВИ и первым из N_0 импульсов счетно-импульсной последовательности $f_0(t)$;

- $t_{\text{ХК}}$ - ВИ между концом (задним фронтом) преобразуемого временного интервала и импульсом счетно-импульсной последовательности, следующим первым по окончании преобразуемого ВИ.

Для погрешностей дискретизации

$$t_{\text{хн}}, t_{\text{хк}}$$

справедлив равномерный (прямоугольный) закон распределения, что соответствует равной вероятности поступления этих ВИ в любой момент времени между двумя соседними импульсами счетно-импульсной последовательности

$$f_0(t) = f(t + N_0 T_0),$$

а их суммарный закон распределения представляет собой распределение Симпсона, имеющего вид равнобедренного треугольника с высотой

$$1/T_0$$

основанием равным $2T_0$ и среднеквадратической погрешностью

$$\delta_T = T_0 / 6^{-1/2}.$$

В случае устранения погрешности $t_{\text{хн}}$ путем синхронизации начала преобразуемого ВИ со счетно-импульсной последовательностью $f_0(t)$, максимальная общая погрешность дискретизации описывается неравенством

$$t_{\text{хнк. max}} < T_0,$$

а среднеквадратическая погрешность равенством

$$\delta_T = T_0 / 12^{-1/2},$$

то есть уменьшаются соответственно в

$$2^{1/2} \text{ раз}$$

Погрешность t_{xk} является принципиально неустранимой, однако ее значение может быть значительно уменьшено с помощью комбинирования счетно-импульсного метода с рециркуляционным методом преобразования, который рассматривается ниже.

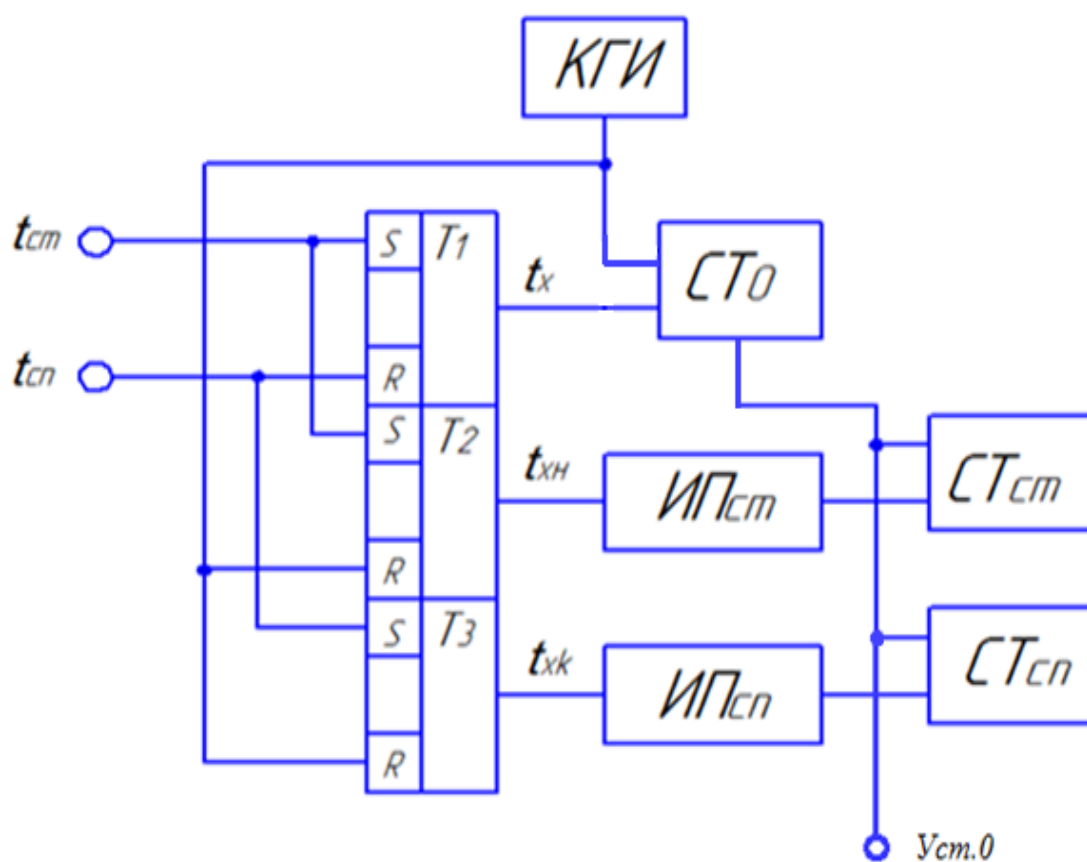


Рисунок 1.2 – Структурная схема интерполяционного метода широкодиапазонного время - цифрового преобразования

Здесь: - КГИ представляет собой кварцевый генератор импульсов образцовой частоты или тактовый генератор, вырабатывающий счетно – импульсную последовательности $f_0(t)$ (рисунок 1.1, диаграмма ОГ);

- ИП_{см}, ИП_{сп} рециркуляционные интерполяторы (ИП), осуществляющие преобразование временных интервалов, соответственно $t_{хн}$ и $t_{хк}$ в цифровой код;

- СТ₀, счетчик импульсов счетно – импульсной последовательности $f_0(t)$, заполнивших преобразуемый ВИ длительностью t_x (рисунок 1.1, диаграмма ОГ);

- СТ_{см}, СТ_{сп} счетчики импульсов, фиксирующие результаты цифрового преобразования ВИ длительностью соответственно $t_{хн}$ и $t_{хк}$ в соответствующих рециркуляционных интерполяторах;

- Т₁, Т₂, Т₃ являются RS – триггерами и служат для формирования ВИ длительностью соответственно t_x , $t_{хн}$ и $t_{хк}$

Электрическая цепь общей установки счетчиков импульсов СТ₀, СТ_{см}, СТ_{сп} и RS – триггеров Т₁, Т₂, Т₃ на рисунке 1.2 условно не показана.

Наличие в структурной схеме, иллюстрирующей интерполяционный метод широкодиапазонного время - цифрового преобразования, двух ИП является обязательным условием. В виду того, что текущие значения преобразуемых ВИ длительность $t_{хн}$ и $t_{хк}$ носят случайный характер и соответственно имеют различное время преобразования.

Вместе с тем ИП могут выполняться по однотипным или разнотипным функциональным схемам. В настоящее время широко известны

интерполяторы прямого кодирования, хронотронного, нониусного и рециркуляционного типов.

2. Аналитический обзор и исследования широкодиапазонных время - цифровых преобразователей с двухкратной рециркуляционной интерполяцией

Время – цифровые преобразователи (ВЦП) рециркуляционного типа, обладая такими несомненными достоинствами, как высокая точность и простота аппаратурной реализации, имеют невысокое быстродействие, так как время преобразования

$$T_{\text{пр}} = (t_x/\tau) t_{\text{ц}}.$$

В данном выражении t_x текущее значение длительности преобразуемого временного интервала (ВИ), находится в области $(t_{x\text{min}}; t_{x\text{max}})$; $t_{\text{ц}}$ – период рециркуляции, τ – дискретность преобразования.

Кроме того, такие преобразователи не обеспечивают возможности преобразования ВИ в широком диапазоне, поскольку необходимо выполнение условия

$$t_{\text{ц}} \geq t_{x\text{max}}.$$

В связи с этим представляет интерес разработка рециркуляционных ВЦП, которые обладают одновременно повышенным быстродействием и широким диапазоном преобразования, в дальнейшем широко диапазонных ВЦП.

Значительные возможности в решении поставленной задачи открывает комбинирование (сочетание) рециркуляционного метода с методом последовательного счета.

В этом случае ВЦП рециркуляционного типа работают как интерполяторы, уточняющие цифровой результат основного преобразования, путем цифрового преобразования значений ВИ $t_{\text{хн}}$ и $t_{\text{хк}}$, а весь процесс преобразования целесообразно называть интерполяционным.

Комбинированные (интерполяционные) широкодиапазонные ВЦП с двукратной рециркуляционной интерполяцией, по характеру привязки счетной последовательности к началу длительности преобразуемого ВИ разделяются на простые и фазируемые. Ниже приводятся исследования простых широкодиапазонных ВЦП с двукратной рециркуляционной интерполяцией. Простые широкодиапазонные ВЦП с двукратной рециркуляционной интерполяцией не имеют привязки счетной - импульсной последовательности к началу преобразуемого ВИ, а их интерполяторы выполняются на основе одного или двух рециркуляторов.

Рассмотрим каждый из этих видов более подробно.

2.1. Широкодиапазонные время - цифровые преобразователи с двукратной рециркуляционной интерполяцией на одном рециркуляторе

Простые широко диапазонные ВЦП на основе одного рециркулятора содержат (рисунок 2.1) реверсивные счетчики РСТ1 (старшие разряды) и РСТ2 (младшие разряды), а также формирователь Φ и логические элементы

И и ИЛИ, триггер Тр [3]. Преобразуемый ВИ в виде импульса длительностью t_x поступает на входы формирователя Ф, элемента И и в качестве знакоопределяющего сигнала на реверсивные счётчики РСТ1 и РСТ2.

При отсутствии сигнала t_x реверсивные счётчики РСТ1 и РСТ2 работают в режиме вычитания, а при его наличии - в режиме суммирования.

Формирователь Ф служит для формирования коротких импульсов, необходимых для работы реверсивных счётчиков РСТ1 и РСТ2 и триггера Тр.

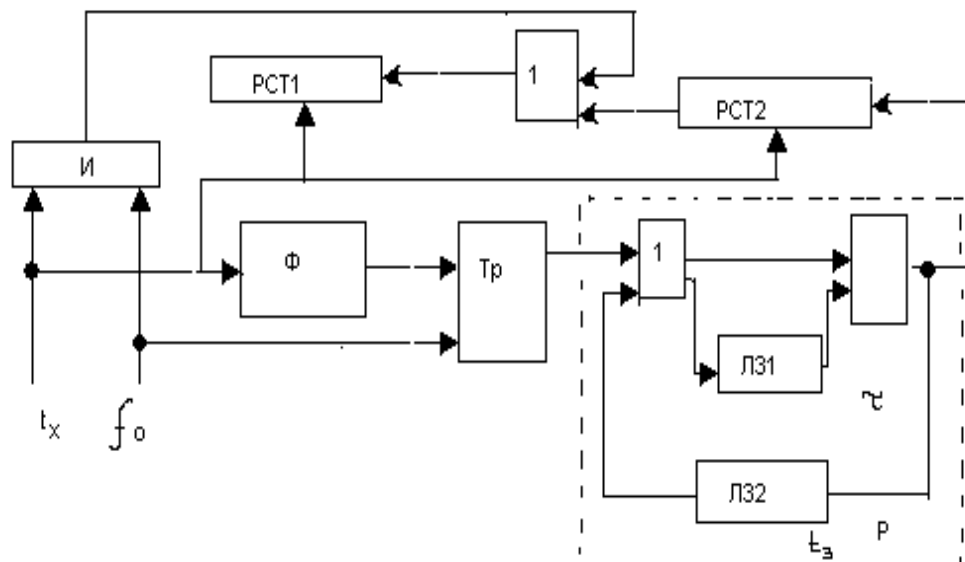


Рисунок 2.1.- Простые широкодиапазонные ВЦП на основе одного рециркулятора

Через элементы И и ИЛИ импульсы счетной последовательности $f_0(t)$ с периодом T от тактового генератора, поступают на вход счетчика старших разрядов РСТ1, который подсчитывает количество N_T импульсов счетной

последовательности заполнивших временной интервал t_x . Длительность преобразуемого временного интервала t_x можно выразить как

$$t_x = N_T T.$$

Наличие неопределенности в расположении преобразуемого ВИ относительно импульсов счетной последовательности создает две погрешности в определении его длительности t_x .

Первая из них Δt_1 имеет положительное значение, так как преобразуемое значение длительности ВИ больше фактического, а вторая Δt_2 - отрицательное ввиду того, что из - за нее длительность преобразуемого ВИ получается меньше фактического. Следовательно, истинное значение длительности имеет вид

$$t_x = N_T T - \Delta t_1 + \Delta t_2 \quad (1).$$

Значение погрешностей Δt_1 и Δt_2 можно представить в виде

$$\Delta t_1 = T - t_1$$

и

$$\Delta t_2 = T - t_2,$$

где t_1 - ВИ равный длительности между началом преобразуемого длительностью t_x , и первым импульсом счетной последовательности, его заполняющей; t_2 - ВИ равный длительности между концом длительностью t_x и первым импульсом счетной последовательности $f_0(t)$, следующим сразу по окончании преобразуемого ВИ.

Тогда выражение (1) можно записать

$$t_x = N_T T + \Delta t_1 - \Delta t_2.$$

Таким образом, для уточнения результата преобразования, зафиксированного в РСТ 1, необходимо к нему прибавить результат преобразования время - код

значения t_1 и вычесть из полученной суммы результат преобразования время-код значения t_2 . Для этого формирователь Φ вырабатывает два коротких импульса, соответствующих переднему и заднему фронтам преобразуемого ВИ. Импульс, соответствующий переднему фронту, устанавливает триггер Tr в единичное состояние, а в исходное состояние триггер возвращается первым импульсом счетной последовательности, заполнившей длительность преобразуемого, то есть на выходе триггера Tr вырабатывается импульс длительностью t_1 . Этот импульсный сигнал подвергается рециркуляционному преобразованию в рециркуляторе, на выходе которого вырабатывается регрессирующая по длительности, на значение дискретности преобразования τ , импульсная последовательность с периодом

$$t_{ц} = t_3 + \tau,$$

где время задержки

$$t_3 > T,$$

которая затем и фиксируется в счетчике младших разрядов РСТ 2.

Тогда длительность ВИ

$$t_1 = n_1 \tau + t_p \quad (2),$$

где n_1 – число рециркуляции импульса t_1 с момента его поступления в рециркулятор и до момента срыва процесса рециркуляций; а

$$t_p = t_{и} + t_{или} + t_{рст},$$

где $t_{и}$, $t_{или}$, $t_{рст}$ – время задержки соответственно элементов И, ИЛИ рециркулятора Р и первого каскада РСТ 2.

По заднему фронту преобразуемого ВИ длительностью t_x формируется короткий импульс, который устанавливает триггер Tr вновь в единичное состояние. В исходное состояние триггер возвращается первым импульсом

счетной последовательности $f_0(t)$, следующим сразу по окончании значения длительности преобразуемого ВИ. Тогда на выходе триггера Tr вырабатывается импульс длительностью t_2 , который далее подвергается рециркуляционному преобразованию в рециркуляторе P , аналогично преобразованию импульса длительностью t_1 .

В результате преобразования время - код ВИ

$$t_1 = n_2 \tau + t_p.$$

По окончании преобразуемого ВИ длительностью t_x , реверсивные счетчики РСТ 1 и РСТ 2 переключаются в режиме вычитания.

Поступающая на реверсивный счетчик РСТ 2 регрессирующая по длительности на значение τ импульсная последовательность, уменьшает ранее записанный цифровой код на значение n_2 .

Здесь n_2 – число рециркуляции импульса t_2 с момента его поступления в рециркулятор P и до момента окончания процесса рециркуляций.

Для сохранения равномерности общей шкалы отсчета цифрового результата преобразования, должно выполняться равенство

$$\tau = T/Q \quad (3),$$

где Q – целое число, кратное степени основания принятой системы счисления. Значение этого числа определяет емкость реверсивного счетчика РСТ 1.

По окончании процесса рециркуляции в реверсивных счетчиках РСТ 1 и РСТ 2 фиксируется цифровой результат

$$n_t = N_T Q + (n_1 - n_2).$$

То есть функция преобразования рассмотренного широкодиапазонного РПВК имеет вид

$$t_x = (N_T Q + n)\tau \quad (4),$$

где

$$n = (n_1 - n_2).$$

В случае

$$t_1 < t_2,$$

при работе реверсивного счетчика РСТ 2 в режиме вычитания происходит уменьшение цифрового результата преобразования N_T на единицу.

Пусть

$$T = T_0 (1 + \delta_T),$$

а

$$\tau = \tau_0 (1 + \delta_\tau + \Delta_\tau)$$

Здесь:

δ_T и δ_τ – соответственно относительная нестабильность тактового генератора и образцового ВИ рециркулятора, обусловленные отличием текущих значений T и τ от своих номинальных значений T_0 и τ_0 , носят мультипликативный характер;

Δ_τ – абсолютная погрешность калибровки (установки) образцового ВИ рециркулятора, имеет аддитивный характер.

Тогда результирующая относительная погрешность преобразования данного РПВК будет описываться следующим выражением

$$\delta t_x = (N_T T_0 \delta_T + n_t \tau_0 \delta_\tau + n_t \Delta_\tau) / (N_T T_0 + n_t \tau_0).$$

Полагая, что $n_t \tau_0 \leq T_0$, результирующая относительная погрешность преобразования принимает вид

$$\delta t_x = \{ (N_T \delta_T + \delta_\tau) / (N_T + 1) \} + \{ \Delta_\tau / (N_T + 1) \tau_0 \} = \delta_M + \delta_\Delta, \quad (5)$$

где первое слагаемое δ_m представляет собой относительную мультипликативную, а второе δ_Δ относительную аддитивную погрешности преобразования простых широкодиапазонных ВЦП на основе одного рециркулятора.

2.2. Широкодиапазонные время - цифровые преобразователи с двухкратной рециркуляционной интерполяцией на двух рециркуляторах

Рассмотрим простые широкодиапазонные ВЦП на основе двух рециркуляторов.

Они отличаются от простых широкодиапазонных ВЦП на основе одного рециркулятора характером преобразования ВИ длительностью t_2 .

В этом случае используется (рисунок 2.2) второй рециркулятор P1, причем в отличие от первого рециркулятора P, он имеет прогрессирующий характер рециркуляций [4].

Во втором рециркуляторе импульс длительностью t_2 полученный на выходе триггера Tr1 в каждой из рециркуляций, имеющий период

$$t_{ц1} = t_{3.1} + \tau_1,$$

где время задержки рециркулятора P1

$$t_{3.1} = T,$$

увеличивается (расширяется) на значение τ_1 .

Процесс рециркуляции прекращается, как только выполнится условие

$$(t_2 + i\tau) \geq t_{3.1},$$

где $i = 1, 2, 3, n_1$ – порядковый номер рециркуляций.

Число импульсов n_2 , зафиксированных в счетчике импульсов СТ1 на момент окончания рециркуляций, представляет собой цифровой результат преобразования

$$n_2 = (t_{3.1} - t_2) / \tau_1.$$

Функция преобразования простых широкодиапазонных ВЦП с двумя рециркуляторами имеет вид

$$t_x = N_T T + n_1 \tau + t_p - t_{3.1} + n_2 \tau_1,$$

которая при строгом выполнении условия настройки

$$t_{3.1} = T; \tau_1 = \tau = t_p, \quad (6)$$

а также равенства (3) предстает как

$$t_x = \{(N_T - 1)Q + (n_1 + n_2 + 1)\} \tau. \quad (7)$$

Сигналом начальной установки преобразователя в счетчике импульсов СТ записывается код, равный -1 , а в СТ1 равный $+1$, поэтому после поступления N_T импульсов в СТ будет записан код $(N_T - 1)$, соответствующий целому числу периодов T тактового генератора, совпавших с преобразуемым ВИ длительностью t_x , а в СТ1 после окончания процессов рециркуляции в рециркуляторах Р и Р1 код, равный

$$(n_1 + n_2 + 1).$$

При

$$(t_1 + t_2) > T$$

на выходе счетчика импульсов СТ1 формируется импульс переполнения, который фиксируется основным счетчиком СТ, увеличивая записанный в нем код на единицу.

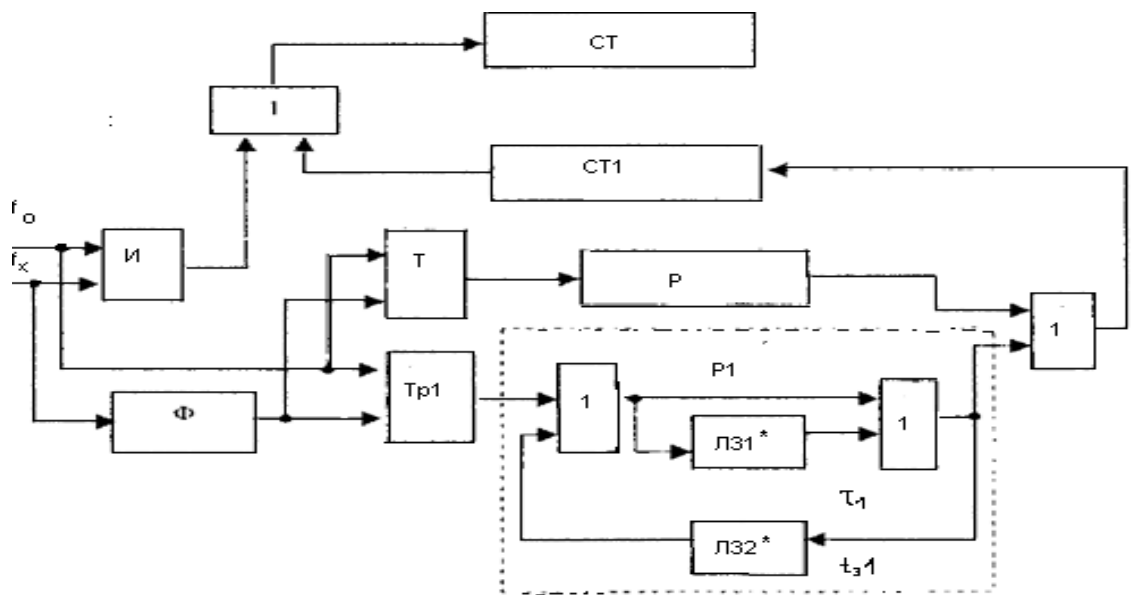


Рисунок 2.2 - Широкодиапазонные ВЦП на основе двух рециркуляторов.

Выполняя рециркуляторы Р и Р1 на одной элементной базе и калибруя их источники образцовых ВИ (линии задержки ЛЗ1 и ЛЗ1*) одним устройством, то есть обеспечивая выполнения условий

$$\tau_{o1} = \tau_o,$$

$$\delta_{\tau} = \delta_{\tau1},$$

$$\Delta_{\tau} = \Delta_{\tau1},$$

где $\delta_{\tau1}$ и $\Delta_{\tau1}$ - относительная нестабильность и абсолютная погрешность калибровки источника образцового ВИ рециркулятора Р1. Нетрудно показать, что результирующая относительная погрешность преобразования простых широко диапазонных ВЦП с двумя рециркуляторами описывается также выражением (5).

При использовании в качестве источника счетной импульсной последовательности (тактового генератора) генератора с кварцевой стабилизацией частоты, а в качестве источников образцовых ВИ рециркуляторов Р и Р1 линии задержки ЛЗ1 и ЛЗ1* на основе радиочастотных коаксиальных кабелях, в выражении (5)

$$\delta_{\tau} = (10^{-6}10^{-8}),$$

а

$$\delta_{\tau} = 10^{-4}.$$

Тогда относительная мультипликативная погрешность простых широкодиапазонных ВЦП определяется только нестабильностью источника образцового ВИ рециркулятора и равна

$$\delta_{\text{м}} = \delta_{\tau} / (N_{\text{T}} + 1).$$

Так как область изменения значения

$$N_{\text{T}} \in [1; N_{\text{Tmax}}],$$

то предельные значения $\delta_{\text{м}}$ найдем как предел функции

$$\delta_{\text{м}} = f(\delta_{\tau}, N_{\text{T}})$$

при

$$N_{\text{T}} \rightarrow N_{\text{Tmax}}$$

минимальное:

$$\min \delta_{\text{м}} = \delta_{\text{мmin}} = \delta_{\tau} / N_{\text{Tmax}}$$

и при

$$N_{\text{T}} \rightarrow 1$$

максимальное значение:

$$\max \delta_{\text{м}} = \delta_{\text{мmax}} = \delta_{\tau} / 2.$$

То есть максимальное значение относительной мультипликативной погрешности простых широко диапазонных ВЦП

$$\delta_{\max} \leq 0,510^{-4}.$$

Относительная аддитивная погрешность δ_{Δ} простых широкодиапазонных ВЦП определяется погрешностью калибровки источника образцового ВИ рециркулятора и не превышает, согласно [1], значения $(10^{-5} \div 10^{-6})$.

Следовательно значение максимальной результирующей относительной погрешности преобразования простых широко диапазонных ВЦП следует ожидать в пределах $(10^{-4} \div 10^{-5})$.

Время преобразования простых широко диапазонных ВЦП определяется выражением

$$T_{\text{пр.ш}} = t_x + T^2/\tau.$$

Тогда выигрыш во времени преобразования простых широко диапазонных ВЦП по сравнению с преобразователями рециркулярного типа определяется выражением

$$K_T = T_{\text{пр.ш}}/T_{\text{пр}} = (t_x + T^2/\tau)/(t_x^2/\tau).$$

После несложных преобразований с учётом выражения (3)

$$K_T = (1/n_t) (1 + Q^2/n_t).$$

Так как

$$Q^2/n_t \ll 1,$$

то

$$K_T = 1/n_t,$$

где область изменения $n_t \in [n_{t\min}; n_{t\max}]$ строго соответствует области изменения

$$t_x \in [t_{x\min}; t_{x\max}]$$

и при

$$n_t \rightarrow n_{t\max}$$

$$K_T \rightarrow K_{T\max} = 1/n_{t\max}.$$

Таким образом, время преобразования простых широко диапазонных ВЦП практически определяется только длительностью преобразуемого ВИ.

2.3.Динамический диапазон преобразования широко диапазонных интерполяционных время – цифровых преобразователей.

В общем случае временной диапазон имеет область изменения преобразуемого ВИ

$$t_x \in [t_{x\min}; t_{x\max}].$$

Причем в случае преобразователей время-код рециркуляционного типа

$$t_{x\min} \geq t_p, \text{ а } t_{x\max} \leq t_c,$$

и в случае простых широко диапазонных ВЦП

$$t_{x\max} \rightarrow \infty$$

и определяется только разрядностью реверсивного счетчика РСТ2 (рисунок 2.1) или основного счетчика импульсов СТ (рисунок 2.2),а

$$t_{x\min} \geq t_p.$$

Таким образом, рассмотренные простые широко диапазонные интерполяционные ВЦП в отличие от простых ВЦП рециркуляционного

типа обеспечивают повышенное быстродействие и широкий динамический диапазон преобразования.

Вместе с тем следует отметить, что аппаратная реализация простых широко диапазонных интерполяционных ВЦП на основе одного рециркулятора гораздо проще, чем широко диапазонных ВЦП на основе двух рециркуляторов, так как последние имеют в своем составе второй рециркулятор и необходимо строгое выполнение условия его настройки

$$t_{3.1} = T, \tau_1 = \tau = t_p,$$

в то время как в случае простых широко диапазонных ВЦП с одним рециркулятором этого не требуется. В то же время у простых широко диапазонных интерполяционных ВЦП с одним рециркулятором отсутствует систематическая погрешность преобразования, обусловленная конечными значениями времени задержки элементной базы рециркулятора Р и первого каскада реверсивного счетчика РСТ 2.

3. Анализ точностных характеристик широкодиапазонных время - цифровых преобразователей с двухкратной рециркуляционной интерполяцией на двух рециркуляторах

Как отмечалось выше, интерполяционный метод время - цифрового преобразования базируется на счетно-импульсном или как его еще называют, методе последовательного счета, который заключается в сравнении преобразуемого ВИ с образцовым дискретным интервалом (счетными импульсами), формируемым генератором тактовой (образцовой, калиброванной) частоты.

Преобразуемый ВИ заполняется импульсами с известным калиброванным периодом следования, то есть ВИ преобразуется в число импульсов, которое подсчитывается счетчиком импульсов.

Несинхронность моментов появления импульсов калиброванной частоты, относительно начала и конца преобразуемого ВИ, обуславливает погрешность дискретизации.

Уменьшение этой погрешности известными способами [5, 6,23,24] связано со значительным усложнением структуры и объема оборудования.

Ниже предлагается широкодиапазонный время - цифровой преобразователь с двухкратной рециркуляционной интерполяцией на двух рециркуляторах. Работа его основана на методе последовательного счета с уменьшенной погрешностью дискретности при помощи интерполяторов рециркуляционного типа.

При измерении методом последовательного счета между временем появления измеряемого импульса t_x и очередными импульсами заполнения T_0 имеется только статистическая связь и, как правило, отношение

$$t_x / T_0$$

не является целочисленными.

Это неизбежно приводит к появлению двух составляющих погрешности квантования

$$t_{xH}^* \text{ и } t_{xK} \text{ (рисунок 3. 1,в)}$$

Первая из них положительна, так как измеренный временной интервал оказывается больше фактического, а вторая t_{xK} – отрицательна, так как из-за нее измеренный временной интервал получается меньше фактического. Таким образом истинное значение преобразуемого ВИ примет вид

$$t_x = NT_0 - t_{xH}^* + t_{xK}.$$

Предлагаемое устройство работает следующим образом.

Преобразуемый ВИ длительностью t_x (рисунок 3. 1,а) поступает на входы элемента И 1 (рисунок 3.2) и формирователя 3.

На второй вход элемента И 1 приходит последовательность квантовых импульсов с периодом T_0 (рисунок 3.1,в).

За время t_x через открытый элемент И 1 и элемент ИЛИ 13 на основной счетчик 16 поступит N импульсов дискретизации.

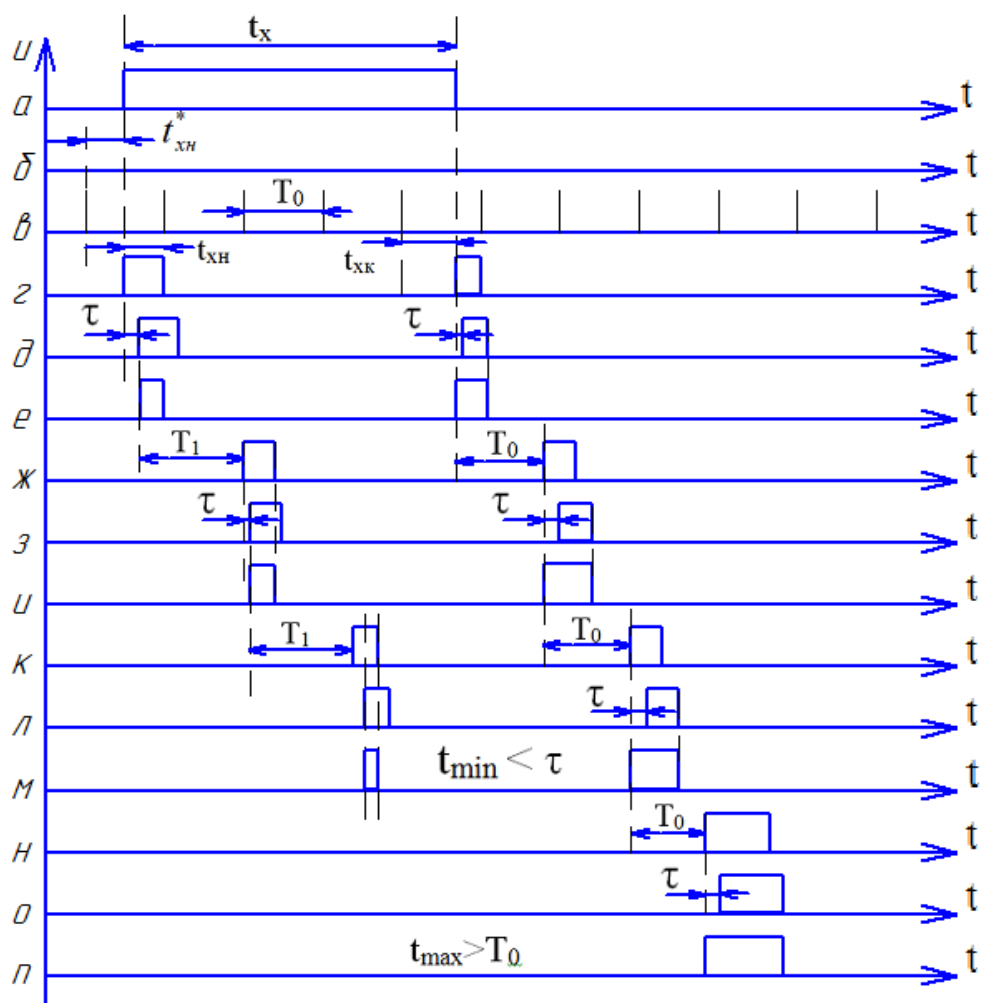


Рисунок 3.1.- Временные диаграммы работы широкодиапазонных время - цифровых преобразователей с двухкратной рециркуляционной интерполяцией на двух рециркуляторах

По сигналу начальной установки преобразователя (сигналу, подаваемому на триггеры и счетчики устройства после включения) в счетчик 16 записывается код, равный -1, а после поступления N импульсов будет записан код

$$N_1 = N - 1,$$

соответствующий числу целых периодов T_0 калиброванной последовательности совпавших с измеряемым интервалом t_x .

Из рисунка 3.1а, в, г следует, что длительность преобразуемого ВИ нетрудно представить в виде

$$t_x = N_1 T_0 + t_{xH} + t_{xK}.$$

Процесс определения значений t_{xH} и t_{xK} разбивается на два этапа интерполяции.

Первый этап интерполяции заключается в выделении и преобразовании в цифровой код временного интервала t_{xH} .

Для этого с выхода формирователя 3 на вход триггера 2 поступает короткий импульс, отмечающий начало измеряемого интервала t_x , и устанавливает триггер 2 в состояние «логической единицы»¹ (рисунок 3.2 г).

В исходное состояние триггер 2 возвращается первым, после начала преобразуемого ВИ, импульсом калиброванной последовательности.

На выходе триггера 2 формируется импульс длительностью t_{xH} , который поступает на вход элемента ИЛИ 5. Связанные элементы 5, 7, 8, 11 образуют замкнутый контур рециркуляции, в дальнейшем изложении первый рециркулятор.

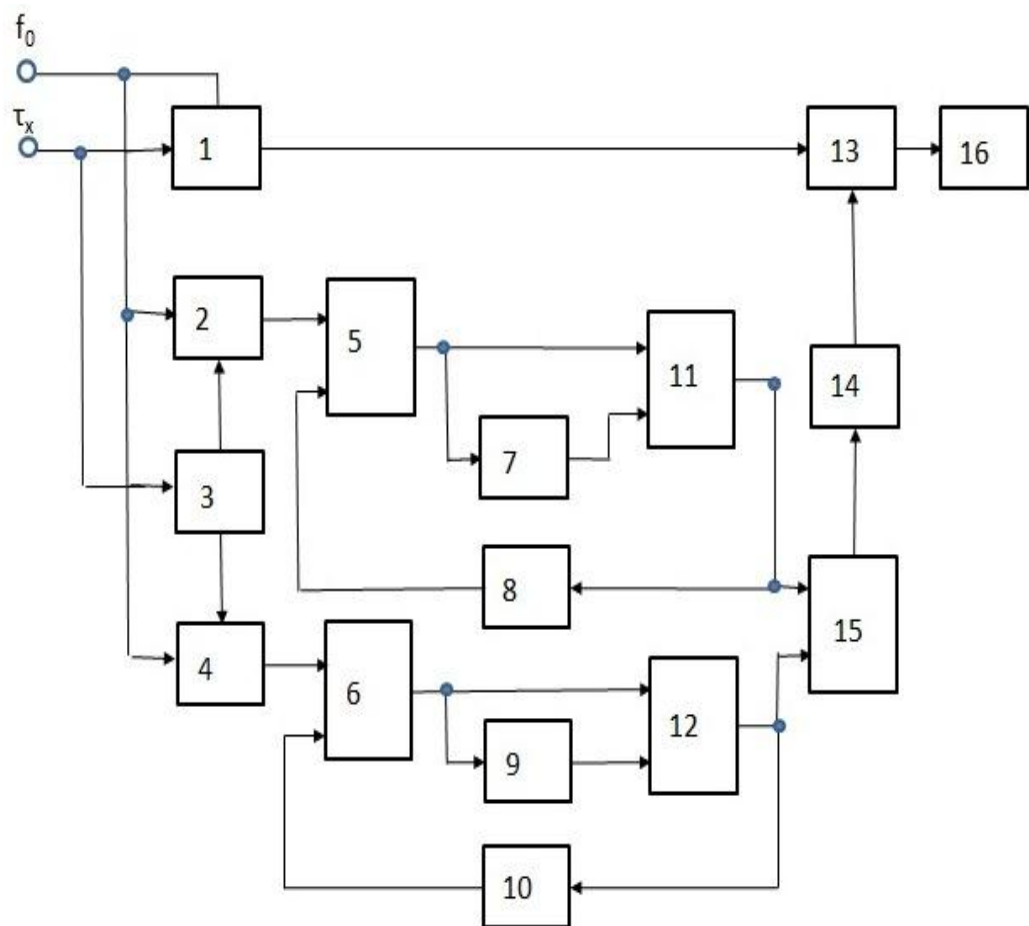


Рисунок 3.2 - Широкодиапазонный время - цифровой преобразователь с двукратной рециркуляционной интерполяцией на двух рециркуляторах

Период рециркуляции импульсов в первом рециркуляторе определяется временем задержки T_1 , создаваемым элементом задержки 8.

Импульсный сигнал $t_{\text{хн}}$ с выхода элемента ИЛИ 5 подается на первый вход элемента И 11 непосредственно, а на второй его вход через элемент задержки 7, который обеспечивает задержку импульса длительностью $t_{\text{хн}}$ на время τ (рисунок 3.1, д).

Таким образом на входы элемента И 11 приходят импульсные сигналы длительностью $t_{\text{хн}}$, но «сдвинутые» относительно друг друга во времени на τ (рисунок 3 1, г, д).

В результате конъюнктивного преобразования на выходе элемента И 11 сформируется импульс (рисунок 3 1, е), длительность которого меньше длительности входного импульса $t_{\text{хн}}$ на τ . Этот импульс через элемент задержки 8 подается на второй вход элемента ИЛИ 5.

Время задержки T_1 , создаваемое элементом задержки 8 (рисунок 3. 2, ж), должно быть немного больше периода следования импульсов калиброванной последовательности T_0 .

Далее процесс рециркуляции импульса, уменьшающегося в каждом цикле обращения на постоянное значение τ , будет проходить аналогично описанному выше первому циклу (рисунок 3.1, ж - м).

Процесс рециркуляции прекратится, когда выполнится условие для импульса рециркуляции

$$t_{\text{min}} < \tau.$$

Время задержки τ элемента задержки 7 определяет дискретность первого этапа интерполяции и, в целях сохранения равномерности общей шкалы отсчета должно удовлетворять равенству

$$\tau = T_0/Q,$$

где Q – целое число, кратное степени основания принятой системы счисления, значение которого определяет емкость интерполяционного

счетчика 14, подсчитывающего количество циклов рециркуляции в первом рециркуляторе.

В результате первого этапа интерполяции, основанного на рециркуляционном преобразовании, в интерполяционном счетчике 14 будет записан код N_2 , пропорциональный длительности отрезка времени $t_{хн}$:

$$N_2 = t_{хн} / \tau. (2)$$

Второй этап интерполяции заключается в преобразовании время – код отрезка времени длительностью $t_{хк}$.

Так как момент времени окончания преобразуемого ВИ относительно импульсов квантования носит случайный характер, то технически выделить ВИ длительностью $t_{хк}$ в виде прямоугольного импульса не представляется возможным. Поэтому выделяется ВИ равный

$$(T_0 - t_{хк}),$$

то есть временной интервал с момента окончания значения длительности преобразуемого ВИ длительностью t_x и до очередного импульса квантования (рисунок 3.1, г).

Для этого с выхода формирователя 3 короткий импульс (рисунок 3.1, б), соответствующий моменту окончания преобразуемого ВИ, поступает на триггер 4 и устанавливает его в состояние «логическая единица».

В исходное состояние («логический ноль») триггер 4 возвращается очередным импульсом квантования.

Данный режим управления триггером 4 позволяет сформировать на его выходе импульс длительностью равный

$$(T_0 - t_{\text{хк}})$$

(рисунок 3.1, г). Выходной импульс триггера 4 поступает на первый вход элемента ИЛИ 6.

Связанные электрическими связями элементы 6,9,10,12 представляют собой второй рециркулятор.

Импульс длительностью равной

$$(T_0 - t_{\text{хк}}),$$

через элемент ИЛИ 6 приходит на первый вход элемента ИЛИ 7 непосредственно, а на второй его вход через элемент задержки 9.

Элемент задержки 9 обеспечивает задержку сигналов во времени на τ (рисунке 3.1, г, д).

В результате дизъюнктивного преобразования на выходе элемента ИЛИ 12 сформируется импульс длительностью

$$(T_0 - t_{\text{хк}} + \tau)$$

(рисунок 3. 1, е). Этот импульс через элемент задержки 10 поступает на второй вход элемента ИЛИ 6.

Задержка, создаваемая элементом задержки 10, должна быть равна периоду следования T_0 калиброванным импульсам квантования.

Далее процесс циркуляции импульса в рециркуляторе будет проходить аналогичным образом, как представлено на рисунке 3.1, ж - п.

Окончание процесса рециркуляции произойдет, когда рециркулирующий импульс, длительность которого увеличивается в каждой рециркуляции на τ , достигнет значения величины

$$t_{\max} > T_0$$

(рисунок 3.1, п). Импульсы рециркуляции со второго рециркулятора поступают через элемент ИЛИ 15 на вход интерполяционного счетчика 14.

В процессе второго этапа интерполяции в счетчик 14 поступит N_3 импульсов:

$$N_3 = \frac{T_0 - (T_0 - t_{\text{хк}})}{T_0} = \frac{t_{\text{хк}}}{\tau}. \quad (2)$$

В случае, если

$$(t_{\text{хн}} + t_{\text{хк}}) > T_0,$$

на выходе интерполяционного счетчика 14 сформируется импульс переполнения, который через элемент ИЛИ 13 поступит на вход основного счетчика 16, увеличивая записанный в нем код на 1.

С учетом (1) и (2) значение длительности t_x преобразуемого ВИ можно представить в виде

$$t_x = N_1 T_0 + N_2 \tau + N_3 \tau,$$

то есть в счетчиках 14, 16 будет записан код, пропорциональный значению длительности преобразуемого ВИ.

Рассмотрим точность преобразования, которую имеет возможность обеспечить рассмотренное устройство.

Вследствие статистической связи между моментами начала и конца преобразуемого ВИ длительностью t_x и периодом импульсов T_0 дискретизирующей последовательности, общая погрешность преобразования методом последовательного счета будет равна

$$\Delta = N_1 \Delta T_0 + t_{\text{хн}} + t_{\text{хк}}, \quad (3)$$

где ΔT_0 – погрешность, определяемая степенью достоверности периода следования импульсов дискретизации F_0 .

Если в качестве источника импульсов квантования (дискретизации) применен генератор с кварцевой стабилизацией, то первым членом выражения (3) можно пренебречь, так как обычно ΔT_0 у подобных генераторов имеет порядок

$$(10^{-6} \div 10^{-8}) T_0.$$

Учитывая, что всегда

$$t_{\text{хн}} < T_0 \text{ и } t_{\text{хк}} < T_0,$$

общая погрешность в худшем случае определяется неравенством

$$\delta_{\text{max}} < 2T_0.$$

Если в данном преобразователе в первом рециркуляторе пройдет N_2 циклов обращения, а во втором рециркуляторе N_3 , то

$$t_{\text{хн}} = N_3 T_0 / Q,$$

а

$$t_{\text{хк}} = N_3 T_0 / Q.$$

Очевидно, что общая погрешность δ' в этом случае с равной вероятностью может принимать любое значение в пределах

$$0 < \delta^* < 2T_0 / Q. \quad (4)$$

Таким образом, согласно (4), погрешность δ^* является случайной величиной с равномерным распределением в интервале

$$0 \div 2T_0 / Q,$$

с плотностью вероятности

$$Q / (2T_0)$$

и центром распределения (математическим ожиданием)

$$T_0 / Q.$$

Дисперсия погрешности δ^* будет равна

$$D|\delta^*| = M\left|\delta^* - \frac{T_0}{Q}\right|^2 = \int_0^{2T_0/Q} \left(\delta^* - \frac{T_0}{Q}\right)^2 \times \frac{Q}{2T_0} d\delta^* = \frac{T_0^2}{3Q^2},$$

а средняя квадратическая погрешность преобразования рассмотренного устройства

$$\sigma|\delta^*| = T_0 / (\sqrt{3}Q).$$

Рассматривая (4) и (5), возможно утверждать о беспредельном уменьшении погрешности преобразования данным устройством, однако практически это возможно только до тех пор, пока сохраняется неравенство

$$\Delta\tau_H < T_0/Q,$$

где $\Delta\tau_H$ – нестабильность времени перехода выходного напряжения логических элементов рециркуляторов из одного состояния в другое.

Дополнительная погрешность преобразования может появиться также из-за нестабильности $\Delta\tau$ шага дискретизации τ в рециркуляторах.

Однако погрешность этого вида может не учитываться, если строго выполняется неравенство

$$\Delta\tau_H Q < T_0/Q.$$

Таким образом, предельно достижимая точность время – цифрового преобразования в данном случае будет ограничиваться только принятым значением коэффициента Q и нестабильностью времени переключения логических элементов, на которых выполняются рециркуляторы.

4. Рециркуляционные интерполяторы с регрессирующим характером рециркуляций для широкодиапазонных время - цифровых преобразователей на двух рециркуляторах.

Рециркуляционные интерполяторы с регрессирующим характером рециркуляций основаны (рисунок 4.1) на рециркуляции остаточных ВИ длительностью соответственно $t_{\text{хн}}$ и $t_{\text{хк}}$, на рисунке 4.1 для ясности условно принято, что $t_{\text{хн}}$ (или $t_{\text{хк}}$) = $t_{\text{х}}$. Выделенные в ходе первого этапа интерполяционного время - цифрового преобразования импульсы длительностью $t_{\text{хн}}$ (или $t_{\text{хк}}$), соответствующие началу и концу преобразуемого ВИ, подвергаются рециркуляции в рециркуляторе, состоящем из логических схем сложения (дизъюнктора) и умножения (конъюнктора) и элементов задержки ЭЗ₁ и ЭЗ₂, в качестве которых в наносекундном диапазоне применяются либо линии задержки ЛЗ₁ и ЛЗ₂ на отрезках радиочастотных кабелей (кабели задержки), либо интегральные цифровые линии задержки.

Причем в каждой из рециркуляций, имеющий период рециркуляции

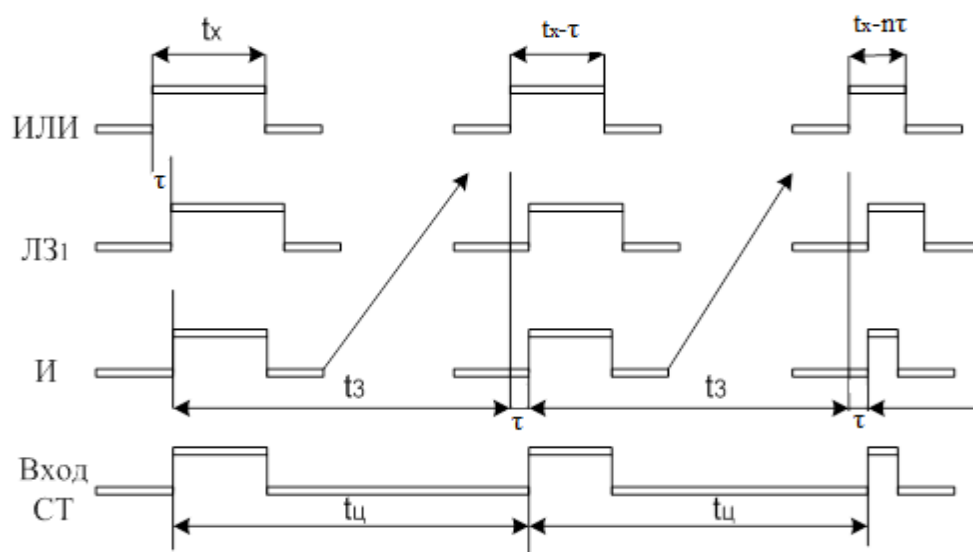
$$t_{\text{ц}} = T = t_3 + \tau,$$

где t_3 равно времени задержки ЭЗ₂, преобразуемый ВИ убывает на образцовое значение длительности τ , которая представляет собой дискретность преобразования и равна времени задержки ЭЗ₁ то есть длительность преобразуемого ВИ в каждой из рециркуляций равна

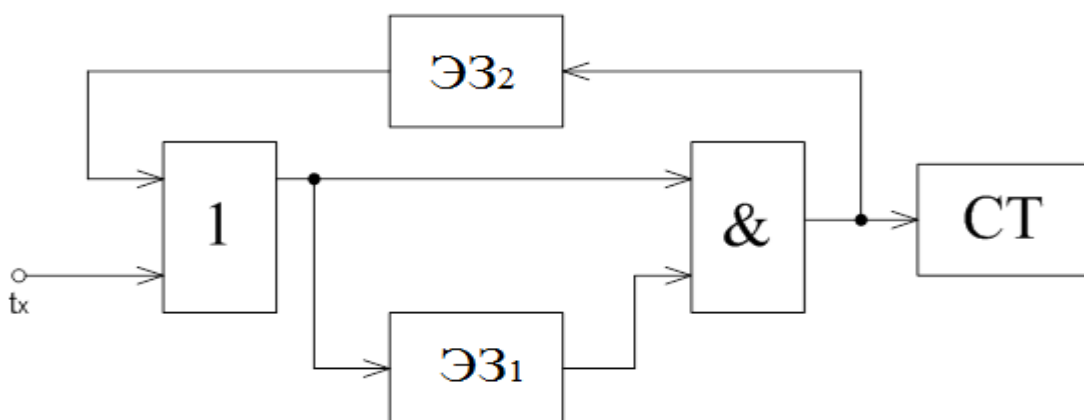
$$t_{\text{хн}} \text{ (или } t_{\text{хк}}) - i\tau,$$

где порядковый номер рециркуляции

$$i = 1, 2, 3, \dots, n$$



а)



б)

Рисунок 4.1 - Рециркуляционные интерполяторы с регрессирующим характером рециркуляций: а) – временные диаграммы; б) – функциональная схема.

Причем здесь следует заметить, что каждый из ВИ длительностью соответственно $t_{\text{хн}}$ и $t_{\text{хк}}$, должен подвергаться преобразованию в своем отдельном рециркуляционном интерполяторе (РИП).

Подсчитав количество рециркуляций n_t , (область изменения $n_t \in [1; n]$), совершенных в РИП с момента ввода ВИ длительностью $t_{\text{хн}}$ и $t_{\text{хк}}$ и до момента прекращения рециркуляций, определяется их цифровое значение.

К сожалению известные к настоящему времени РИП с регрессирующим характером рециркуляции, обладают низким быстродействием преобразования, несмотря на высокие точностные характеристики и относительную простоту в аппаратурной реализации.

4.1. Повышение быстродействия рециркуляционных интерполяторов с регрессирующим характером рециркуляций.

4.1.1.Способ ускоренной рециркуляции.

Рассмотрим способы повышения быстродействия простых рециркуляционных интерполяторов с регрессирующим характером рециркуляций.

Прежде чем рассмотреть способы повышения быстродействия преобразования следует отметить, что время T и быстродействие F преобразования, связаны между собой как

$$T = 1/F$$

или

$$F = 1/T.$$

Рассмотрим первый способ, далее способ ускоренной рециркуляции, который осуществляется за счет параллельной обработке ВИ каждой из рециркуляции [1, 7-14].

Технически этот способ реализуется в виде многоотводного источника образцовых ВИ, например, на линии задержки, с дискретностью задержки между отводами равной дискретности преобразования τ .

Причем значение задержки каждого из отводов многоотводного источника образцовых ВИ определяются из выражения

$$\Delta\tau_n = \eta \cdot \tau,$$

Где порядковый номер и одновременно вес образцового ВИ

$$\eta = 1, 2, 3, \dots, n.$$

В первой рециркуляции сравниваются значения преобразуемого ВИ длительностью t_x , с набором из $\Delta\tau_n$ образцовых ВИ.

Цифровой результат сравнения

$$\alpha_1 = \eta$$

(область изменения $\eta \in [1; n]$), фиксируется, а значение ВИ длительностью

$$t_{x1} = t_x - \eta\tau,$$

подвергается аналогичному сравнению во второй рециркуляции, в которой результат сравнения

$$\alpha_2 = \eta$$

также фиксируется и суммируется с результатом преобразования α_1 первой рециркуляции, а ВИ длительностью

$$t_{x2} = t_{x1} - \eta\tau$$

используется в третьей рециркуляции.

Описанный процесс продолжается пока выполняется неравенство

$$t_{x_i} > \eta\tau,$$

где $i = 1, 2, 3, \dots, \beta$.

При этом общий цифровой результат преобразования интерполятора определяется из выражения

$$t_x = \left| \alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_\beta \right| \tau = \left| \eta \left| \beta - 1 \right| + \alpha_\beta \right| \tau,$$

где $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_\beta$ - цифровые результаты преобразования в соответствующих рециркуляциях;

а время преобразования интерполятора

$$T_1 = \beta \cdot t_u = \frac{N_t}{\eta} \cdot t_u = \frac{N_t + 1}{\eta} \cdot t_{x_{\max}}.$$

Сравнение полученного выражения с соответствующим выражением для простого рециркуляционного интерполятора показывает, что способ ускоренной рециркуляции обеспечивает повышение быстродействия преобразования интерполятора в

$$K_{T1} = T/T_1 = \eta \text{ раз.}$$

На рисунке 4.2 приводится рециркуляционный интерполятор, в котором технически реализуется рассмотренный способ ускоренной рециркуляции.

Здесь многоотводная линия задержки ЛЗ₁ является источником набора из η образцовых ВИ, длительности $\Delta\tau_n$ которых определяются соответственно:

первого - τ ;

второго - 2τ ;

третьего - 3τ

и т.д. до η - го, где

$$\Delta\tau_n = \eta\tau;$$

Кроме того на рисунке 4.2:

- УУ - устройство управления;
- СД - шифратор, преобразующий термометрический код (ТК) на выходах схем $I_1 \div I_2$ в позиционный двоичный код (ПДК);
- RG - регистр памяти, посредством устройства управления УУ осуществляет поразрядное сложение цифровых результатов преобразования в соответствующих рециркуляциях.

Таким образом обеспечивается общий цифровой результата преобразования интерполятора

$$\alpha = \{\eta(\beta - 1) + \alpha_\beta\}.$$

На рисунке 4.3 приводится структурная схема модифицированного варианта рассмотренного рециркуляционного интерполятора с ускоренным способом рециркуляции.

В рассмотренном РИП общий цифровой результат преобразования определяется выражением

$$A = \eta\alpha_{CT} + \alpha_{CD}$$

где α_{CT} , α_{CD} - числа, зарегистрированные соответственно в счетчике импульсов СТ и шифраторе СД, причем, следует иметь ввиду, что

$$\alpha_{CT} \leq \beta.$$

Регистр памяти RG в данной модификации представляет параллельный набор из η триггеров, а счетчик импульсов СТ осуществляет с дискретностью равной $\eta\tau$ подсчет числа рециркуляций.

В то время как RG при условии

$$t_{xi} < \tau$$

фиксирует с помощью устройства управления УУ только цифровой результат преобразования ВИ длительностью t_{xi}

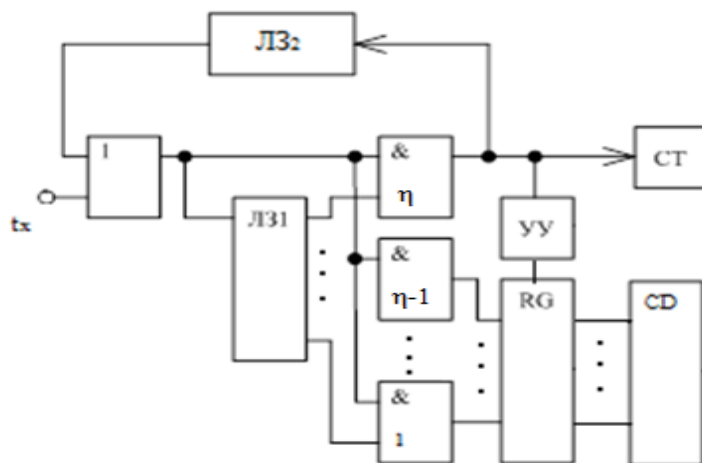


Рисунок 4.2 -Рециркуляционный интерполятор с ускоренным способом рециркуляции.

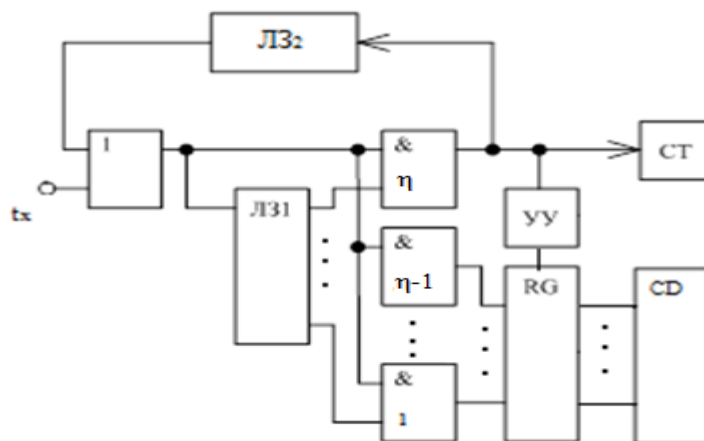


Рисунок 4.3 - Модифицированный вариант построения рециркуляционного интерполятора с ускоренным способом рециркуляции.

Определим погрешность преобразования рециркуляционных интерполяторов, в которых реализуется способ ускоренной рециркуляции.

В этом случае его функция преобразования имеет вид

$$t_x - (N_1 + N_2 + \dots + N_\beta) \cdot \tau = 0,$$

где N_1, N_2, \dots, N_β - максимальное значение цифрового результата преобразования рециркуляционного интерполятора, которое можно зафиксировать в каждой из рециркуляций, причем

$$N_1 = N_2 = \dots = N_\beta = \eta;$$

$\sum_{n=1}^{\eta} \delta_{\tau_n}$ - значение относительной нестабильности набора образцовых ВИ, которое обусловлено отличием текущих значений от своих номиналов.

Предельное значение абсолютной погрешности преобразования интерполятора

$$\Delta t_x = \eta \cdot \beta \cdot \tau_0 \cdot \sum_{n=1}^{\eta} \delta_{\tau_n} + \tau_0,$$

где

$$\eta \cdot \beta = N_t.$$

Тогда относительная погрешность

$$\delta \cdot t_x = \sum_{n=1}^{\eta} \delta_{\tau_n} + \frac{1}{N_t}$$

при

$$\delta_{\tau_1} = \delta_{\tau_2} = \dots = \delta_{\tau_\eta} = \delta_\tau$$

$$\delta \cdot t_x = \eta \cdot \delta_\tau + \frac{1}{N_t}$$

Из сравнения полученного выражений с аналогичным выражением для простых рециркуляционных интерполяторов следует:

- значение относительной погрешности преобразования, обусловленная нестабильностью образцовых ВИ интерполятора, в которых реализован способ ускоренной рециркуляции, имеет в η раз большее значение.

Для выбора числа η образцовых ВИ требуется соблюдение следующих граничных условий:

1. $\eta > 1$, так как в противном случае при $\eta = 1$ имеет место простой рециркуляционный интерполятор и, соответственно, выигрыша в быстродействии не наблюдается.

2. $\eta < N_t$, так как при $\eta = N_t$ простой рециркуляционный интерполятор превращается в хронотронный интерполятор, выполненный на основе метода задержанных совпадений с однократным стробированием, особенностью которого является значительный объем аппаратных затрат.

3. $\eta \cdot \delta_\tau < (\delta t_x)_n$, $(\delta t_x)_n$ – необходимое по техническому заданию значение относительной погрешности преобразования.

4. Для простоты аппаратной реализации операции сочетания результатов преобразования, зарегистрированных в СТ и СД, необходимо, чтобы

$$\eta = \lceil \log_2(N_t + 1) \rceil / 2 = m/2$$

Рассмотрим второй способа повышения быстродействия преобразования рециркуляционных интерполяторов ВИ, в дальнейшем изложении – способ с переменным периодом рециркуляции.

4.1.2.Способ с переменным периодом рециркуляции.

Сущность способа с переменным периодом рециркуляции заключается в том, что наряду с уменьшением в каждой из рециркуляций длительности преобразуемого ВИ на образцовое значение длительности τ , осуществляют и уменьшение в каждой из рециркуляций на это же значение длительности самого периода рециркуляции [17,18,26].

На рисунке 4.4 приводится функциональная схема рециркуляционного интерполятора, реализующая предлагаемый способ повышения быстродействия преобразования.

В данном случае многоотводная линия задержки ЛЗ₂ выполнена с 2^m (m - число разрядов счетчика импульсов СТ) отводами.

Причем время задержки каждого из отводов определяется соответственно как:

первого - $[T-2^m\tau]$;

второго - $[T-(2^1-1)\tau]$;

третьего - $[T-(2^m-2)\tau]$

и т.д.

до (2^m-1) – го - $(T-\tau)$;

и

2^m - го - T ,

причем необходимо строгое соблюдение условия

$$T > t_{X_{\max}}$$

А полное время задержки ЛЗ₂, то есть от первого до 2^m отводов

$$t_3 = T.$$

Счетчик импульсов СТ управляет работой селектора - мультиплексора MS, который соединяет соответствующий отвод многоотводной линии задержки ЛЗ₂ со вторым входом схемы ИЛИ.

Например, после первой циркуляции в СТ фиксируется число, равное единице, которое посредством селектора - мультиплексора MS соединяет $(2^m - 1)$ отвод ЛЗ₂, имеющий время задержки $(t_3 - \tau)$, со вторым входом схемы ИЛИ.

В следствие данного соединения импульс длительностью

$$tx_1 = tx - \tau$$

задерживается в ЛЗ₂ на время

$$t_{3.1} = t_3 - \tau.$$

После второй рециркуляции импульс длительностью

$$tx_2 = tx_1 - \tau$$

задерживается в ЛЗ₂ уже на время

$$t_{3.2} = t_3 - 2\tau.$$

Таким образом, по мере увеличения числа рециркуляций и, соответственно, по мере увеличения показаний счетчика импульсов, селектор-мультиплексор MS осуществляет переключением отводов многоотводной линии задержки ЛЗ₂ изменение времени задержки ЛЗ₂, а следовательно и изменение периода рециркуляции интерполятора от значения t_3 до $(t_3 - 2^m \cdot \tau)$.

Цифровой результат преобразования определяется выражением

$$N_t = t_x / \tau.$$

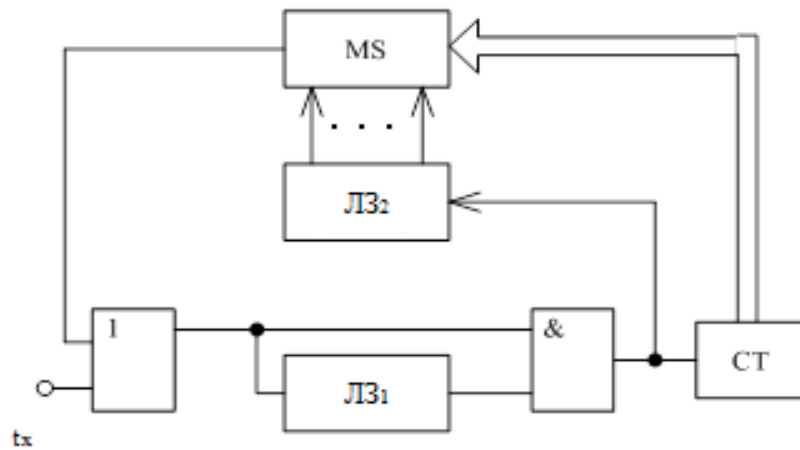


Рисунок 4.4 - Функциональная схема рециркуляционного интерполятора с переменным периодом рециркуляции.

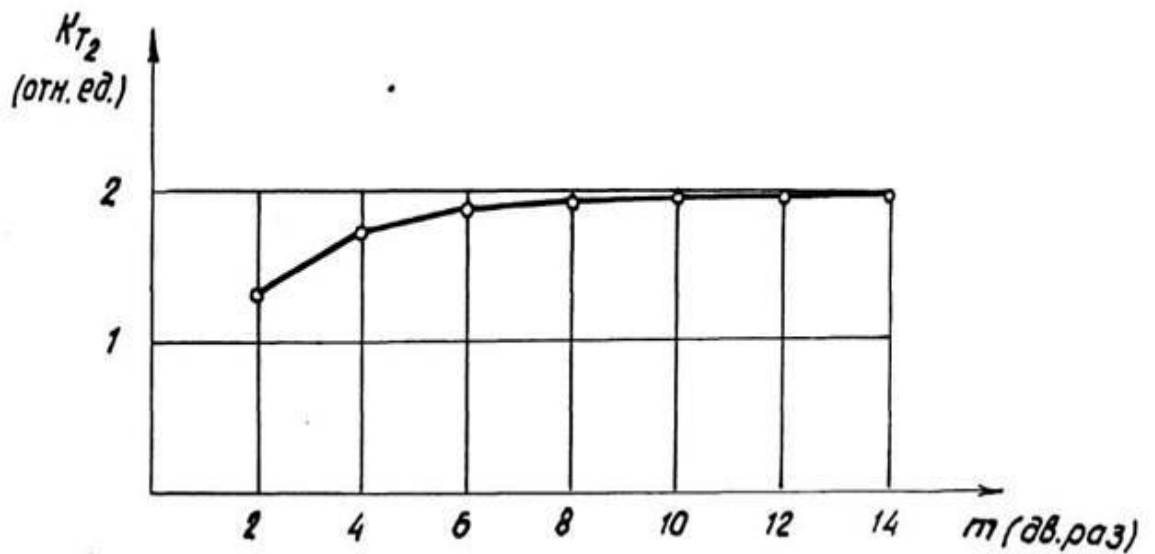


Рисунок 4.5 - Зависимость выигрыша во времени преобразования способа с переменным периодом рециркуляции по отношению к простому способу.

Так как каждый период рециркуляции интерполятора равен

$$t_{u_i} = t_{z_i} + \tau, \quad \text{где } i = 1, 2, 3, \dots, N_t,$$

то время преобразования рециркуляционных интерполяторов, выполненных на основе способа с переменным периодом рециркуляции будет описываться выражением

$$T_2 = \sum_{i=1}^{N_t} t_{u_i} = \sum_{i=1}^{N_t} (t_{z_i} + \tau) = N_t \left[T - \left(\frac{N_t + 1}{2} - 1 \right) \cdot \tau \right]$$

при

$$T = 2^m \cdot \tau = (N_t + 1) \cdot \tau$$

$$T_2 = \left(\frac{N_t + 3}{2} \right) \cdot t_{x_{\max}}.$$

Сравнивая данное выражение с аналогичным выражением для простых рециркуляционных интерполяторов, определим выигрыш во времени преобразования способа с переменным периодом рециркуляции как

$$K_{T_2} = \frac{T}{T_2} = \frac{2(N_t + 1)}{N_t + 3} = \frac{2^{m+1}}{2^m + 2}.$$

На рисунке 4.5 приведен график зависимости $K_{T_2} = f(m)$

Как следует из графика, значение выигрыша с ростом общего числа разрядов выходного кода возрастает, однако, не превышает значения, равного двум. Рассмотренный способ повышения быстродействия измерения наиболее целесообразно применять при общем числе разрядов выходного кода

$$m > 4.$$

Достоинством рассмотренного способа является то, что его относительная погрешность преобразования описывается тем же выражением, что и для простых рециркуляционных интерполяторов.

4.1.3. Комбинированный способ.

Детальный анализ первых двух способов повышения быстродействия показал наличие возможности их комбинирования (сочетания) с целью дальнейшего увеличения их быстродействия.

Примером такого сочетания рассмотренных способов является комбинированный рециркуляционный интерполятор, приведенный на рисунке 4.6.

Время его преобразования определяется следующим выражением

$$T_3 = N_{CT} \cdot \left[T - \left(\frac{N_{CT} + 1}{2} - 1 \right) \cdot \eta \cdot \tau \right],$$

где m_{CT} - число разрядов выходного кода счетчика импульсов СТ.

При $N_{CT} = 2^{m_{CT}} - 1,$

$$T = 2^{m_{CT}} \cdot \eta \cdot \tau = (N_{CT} + 1) \cdot \eta \cdot \tau$$

$$T_3 = \frac{N_{CT}}{N_{CT} + 1} \cdot \left(\frac{N_{CT} + 3}{2} \right) \cdot t_{x_{max}}.$$

Тогда выигрыш во времени преобразования по сравнению с простым рециркуляционным интерполятором составит величину

$$K_{T_3} = \frac{2 |N_{CT} + 1| \cdot |N_{t+1}|}{|N_{CT} + 3| \cdot N_{CT}}$$

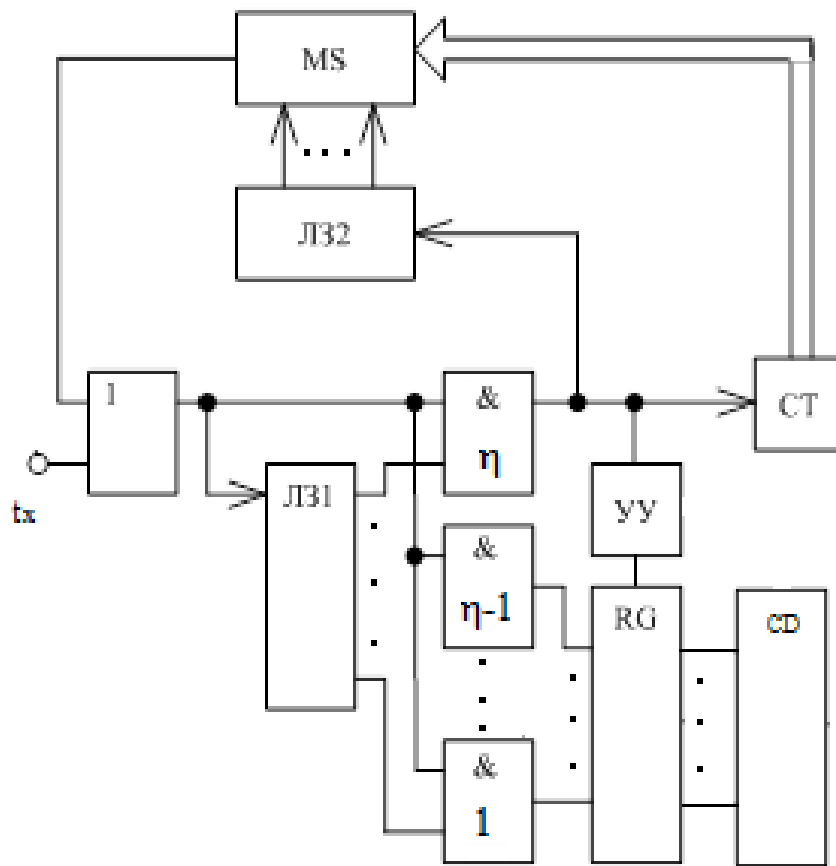


Рисунок 4.6 - Рециркуляционный интерполятор комбинированного типа.

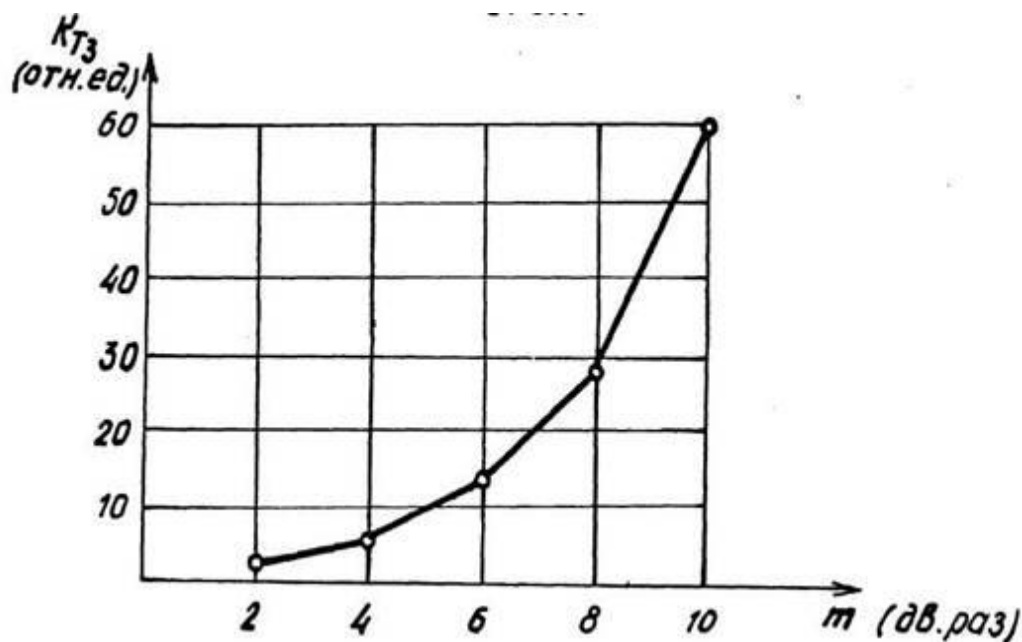


Рисунок 4.7 - Значение выигрыша во времени преобразовании в зависимости от общего числа разрядов выходного кода в случае

$$m_{CT} = m_{CD} = m/2.$$

Считая, что

$$(N_{CT} + 1)/N_{CT} \approx 1$$

$$K_{T_3} = \frac{2(N_t + 1)}{N_{CT} + 3} = \frac{2^{m+1}}{2^{m_{CT}} + 2}.$$

При этом относительная погрешность преобразования будет описываться выражением для δt_x (см.с.47), где

$$N_t = N_{CT} \cdot (N_{CD} + 1),$$

причем число разрядов выходного кода шифратора СД

$$N_{CD} = \eta = 2^{m_{CD}} - 1.$$

На рисунок 4.7 в соответствии с выражением для K_{T3} построена кривая, позволяющая определять значения выигрыша во времени измерения в зависимости от общего числа разрядов выходного кода, когда

$$m_{CT} = m_{CD} = m/2.$$

Из сравнения по времени преобразования рассмотренных способов повышения быстродействия можно написать следующее неравенство

$$T_3 < T_2 < T_1.$$

Из которого следует, что предельно допустимая минимальная величина времени преобразования рециркуляционных интерполяторов

$$T_{\text{мин.}} = T_3$$

Таким образом, при необходимости получения возможно более высокого быстродействия рециркуляционных интерполяторов, необходимо комбинирование первых двух рассмотренных способов повышения их быстродействия.

5. Модификация способов повышения быстродействия рециркуляционных интерполяторов с регрессирующим характером рециркуляций.

Рассмотренный выше способ с переменным периодом рециркуляции и комбинированный способ повышения быстродействия рециркуляционных интерполяторов имеют в своем составе многоотводную линию задержке ЛЗ₂ с числом отводов ($N_t + 1$) и селектор - мультиплексер на ($N_t + 1$) канал, в случае способа с переменным периодом рециркуляции (в первом случае) или ($\beta + 1$) отвод и ($\beta + 1$) канал, в случае комбинированного способа (во втором случае), что усложняет их аппаратную реализацию.

Например, при $N_t = 1023$ (соответствует десятиразрядному позиционному двоичному коду) необходимо иметь в составе преобразователя многоотводную линию задержки ЛЗ₂ с 1024 отводами и селектор-мультиплексер на 1024 канала.

Устранить этот недостаток позволяет распределение общего числа рециркуляции N_t (или β) по k группам с числом рециркуляции в каждой группе $\text{Ent}[N_t/k]$ или $\text{Ent}[\beta/k]$.

Символ $\text{Ent}[\dots]$ обозначает целую часть числа.

Аппаратурно это реализуется (рисунок 4.8) использованием многоотводной линии задержки ЛЗ₂ с числом отводов

$$k < N_t$$

в первом случае для способа с переменным периодом рециркуляции или

$$k < \beta$$

во втором случае, для комбинированного способа, а также делителя импульсов D с коэффициентом деления соответственно

$$\text{Ent}[N_t/k]$$

для первого случая или

$$\text{Ent}[\beta/k]$$

для второго и дополнительного счетчика CT_0 информационной емкостью на k состояний в обоих случаях.

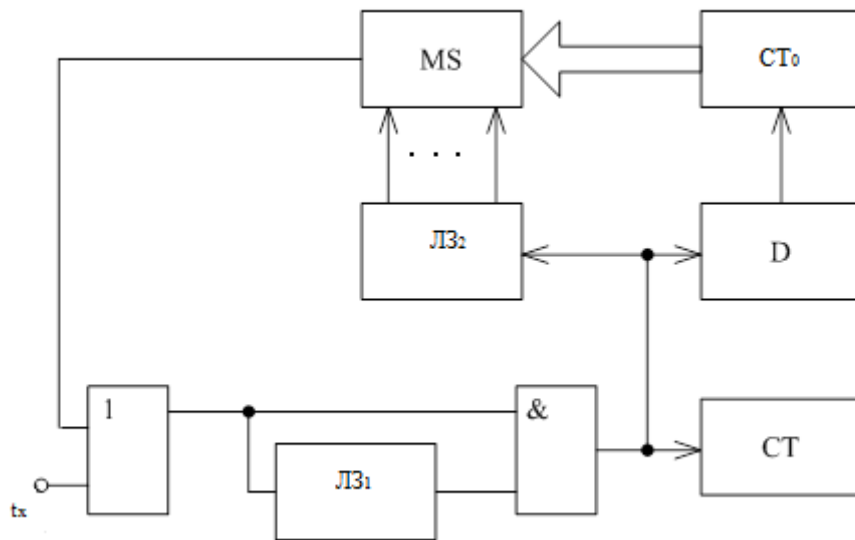


Рисунок 4.8 - Первая модификация рециркуляционных интерполяторов с переменным периодом рециркуляции и комбинированных.

При различных

$$1 < k < N_t$$

период рециркуляция каждой из групп, в случае рециркуляционного интерполятора с переменным периодом рециркуляции, определяется как

$$t_{u_i} = t_3 + \tau \cdot (i-1) \text{Ent}[N_t/k]\tau,$$

где

$$i = 1, 2, 3, \dots, k.$$

В случае комбинированных рециркуляционных интерполяторов

$$t_{u_i} = t_3 + (\eta+1)\tau - (i-1)\text{Ent}[\beta/k](\eta+1)\tau.$$

Тогда общее время преобразования в первом случае

$$T_2^* = \text{Ent}\left[\frac{N_t}{k}\right] \sum_{i=1}^k t_{u_i} = N_t \left[t_3 - \left(\text{Ent}\left[\frac{N_t}{k}\right] \frac{k-1}{2} - 1 \right) \tau \right],$$

а во втором

$$T_3^* = \beta \left[t_3 - (\eta+1) \tau - \text{Ent}\left[\frac{\beta}{k}\right] \frac{k-1}{2} \tau \right].$$

Рассмотрим случая с переменным периодом рециркуляции.

При выполнении условия

$$t_3 = N_t \tau$$

математическое выражение, описывающее T_2^* принимает вид

$$T_2^* = N_t \tau \left[\frac{N_t(k+1) + 2k}{2k} \right]$$

Тогда выигрыш во времени преобразования по сравнению с простым рециркуляционным интерполятором

$$K_{T_2}^* = T_0 / T_2^* = \frac{2(N_t + 1)}{N_t + \text{Ent} \left[\frac{N_t}{k} \right] + 2}$$

Здесь и в дальнейшем

$$\text{Ent} \left[\frac{N_t}{k} \right] k = N_t$$

Для определения предельных значений величины $K_{T_2}^*$ при любых значениях N_t найдем предел функции

$$K_{T_2}^* = f(k, N_t)$$

при

$$k \rightarrow N_t \text{ (максимальное значение)}$$

и при

$$k \rightarrow 1 \text{ (минимальной значение)}$$

$$\max_{k \rightarrow N_t} K_{T_2}^* = \lim_{k \rightarrow N_t} K_{T_2}^* = 2 \frac{N_t + 1}{N_t + 3}$$

$$\min_{k \rightarrow 1} K_{T_2}^* = \lim_{k \rightarrow 1} K_{T_2}^* = 1$$

Из сравнения выражений для K_{T_2} и $K_{T_2}^*$

$$\min_{k \rightarrow 1} K_{T_2}^* = K_{T_2} = 2$$

и, следовательно,

$$1 \leq K_{T_2}^* \leq 2.$$

Заметим, при $K_{T_2}^* = 1$ имеют место простые рециркуляционные интерполяторы, а при $K_{T_2}^* = 2$ рециркуляционные интерполяторы с переменным периодом рециркуляции.

Поведение функции

$$K_{T_2}^*/K_{T_2} = f(k, N_t) = (N_t + 3)/(N_t + \text{Ent}[N_t/]) + 2)$$

при различных N_t , и

$$k \in [1, N_t],$$

приведённое из рисунке 4.8 (для удобства по оси абсцисс применен логарифмический масштаб), показывает, каким образом уменьшение числа отводов многоотводной линии задержка ЛЗ₂, от величины

$$(N_t+1) \text{ до } k < N_t$$

сказывается на времени преобразования рециркуляционных интерполяторов с переменным периодом рециркуляции.

Анализ поведения функции

$$K_{T_2}^*/K_{T_2} = f(k, N_t)$$

позволяет сделать вывод, что для достижения наибольшего, с относительной погрешностью $j\%$ выигрыша во времени преобразования рециркуляционных интерполяторов с переменным периодом рециркуляции совсем не

обязательно выбирать число отводов многоотводной линии задержки ЛЗ₁ равным

$$[k] = \{(100 - j) N_t\} / \{(100 + j) (N_t + 2)\}$$

Здесь символ $[\cdot]$ обозначает целую часть числа k .

Значение $[k]$ определяется из решения уравнения

$$\{(N_t + 3)(N_t + \text{Ent}[N_t/k] + 2)\} = (100 - j) / 100,$$

где $(100 - j) / 100$ – наибольшее, с относительной погрешностью j от его максимального значения, значение функции

$$K_{T_2}^* / K_{T_2} = f(k, N_t).$$

Таким образом, если требуемый выигрыш во времени преобразования должен быть меньше своего максимального значения, то есть

$$j \neq 0\%,$$

то объем аппаратуры на выполнение рециркуляционных интерполяторов с переменным периодом рециркуляции может быть значительно снижен.

Приведем пример, пусть для определенности

$$N_t = 1023,$$

$$j = 1\%$$

$$k = 90,$$

Тогда для аппаратурной реализации необходимы многоотводная линия задержки ЛЗ₂ с 90 отводами и селектор мультиплексор на 90 каналов.

То есть, объем аппаратурных затрат сокращается в

$$N_t / k > 10 \text{ раз}$$

при одновременном увеличении времени преобразования всего на 1%.

Для случая комбинированного способа рециркуляционного интерполятора выражение для T_3^* в случае

$$t_3 = (N_t - \eta)\tau$$

принимает вид

$$T_3^* = \beta(\eta + 1)\tau \frac{\beta(k+1) + 2k}{2k}.$$

Тогда выигрыш во времени преобразования

$$K_{T_3}^* = \frac{2N_t(\beta+1)}{\beta(\beta + Ent[\beta/k] + 2)}$$

Здесь и в дальнейшем

$$Ent[\beta/k] = \beta$$

При этом предельные значения функции

$$K_{T_3}^* = f(k, N_t, \beta)$$

соответственно максимальное

$$\max_{[1; \beta]} K_{T_3}^* = \lim_{k \rightarrow \beta} K_{T_3}^* = \frac{2N_t(\beta+1)}{\beta(\beta+3)} = K_{T_3}^*$$

и минимальное

$$\min_{[1; \beta]} K_{T_3}^* = \lim_{k \rightarrow 1} K_{T_3}^* = N_t/\beta = K_{T_3}$$

Поведение функции

$$K_{T_3}^*/K_{T_3} = f(k, \beta) / (\beta + [\beta/k] + 2)$$

при различных

$$1 < \beta < N_t$$

и

$$k \in [1; \beta]$$

показывает каким образом уменьшение числа отводов многоотводной линии задержки ЛЗ₂, от величины

$$(\beta + 1) \text{ до } k < (\beta + 1)$$

сказывается на времени преобразования комбинированного рециркуляционного интерполятора.

Так как множество β включено в множество N_t ($\beta \subset N_t$), то поведение функции

$$K_{T_3}^*/K_{T_3} = f(k, \beta)$$

будет отображаться кривой, приведенной на рисунок 4.8, где необходима замена N_t на β , и, соответственно, выводы, касающиеся поведения функции

$$K_{T_2}^*/K_{T_2} = f(k, N_t).$$

будут справедливы и для функции

$$K_{T_3}^*/K_{T_3} = f(k, \beta).$$

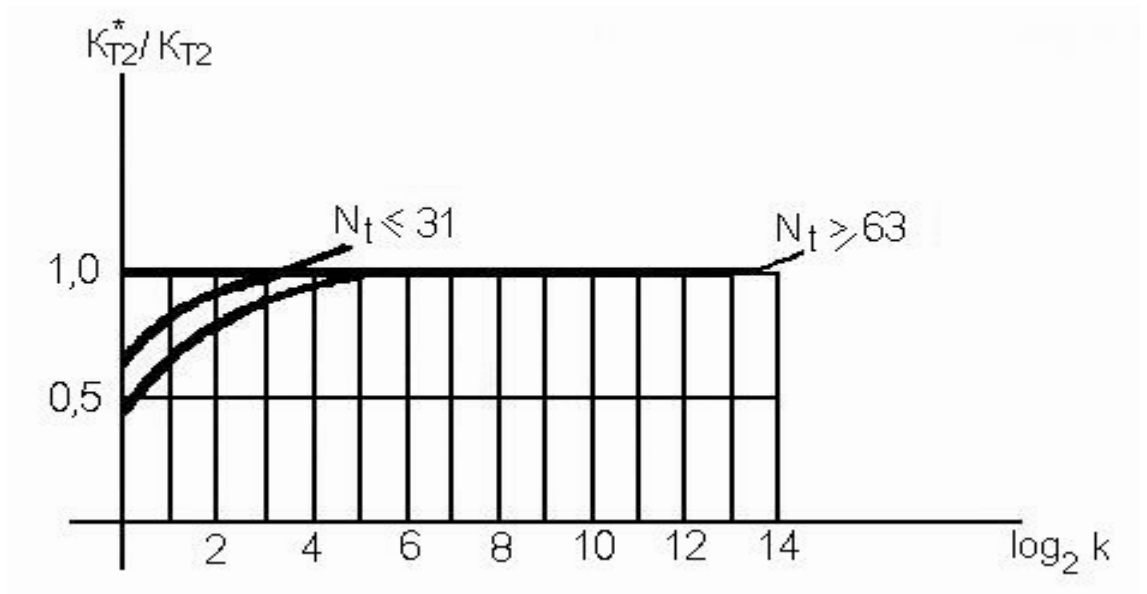


Рисунок 4.9 - Характер поведения функции $K_{T_2}^*/K_{T_2} = f(k, N_t)$.

Следовательно, если требуемый выигрыш во времени преобразования может быть меньше своего максимального значения ($j \neq 0\%$). То объем аппаратных затрат, на построение рециркуляционных ИП с переменным периодом рециркуляции и комбинированных, значительно сокращается.

В случае

$$[k] = 2^a,$$

где

$$a = 1, 2, 3, \dots, n < m$$

для способа с переменным периодом рециркуляции или

$$a = 1, 2, 3, \dots, n < m_{CT}$$

в случае комбинированного способа, аппаратная реализация рециркуляционных интерполяторов с переменным периодом рециркуляции (или комбинированных рециркуляционных интерполяторов) дополнительно упрощается, так как делитель импульсов D и дополнительный счетчик CT_0 исключается, а счетчик CT_C выполняется в виде последовательной цепи из счетчика CT_M младших разрядов в CT старших разрядов выходного кода преобразователя (рисунок 4.9). Причем, счетчик CT_M , выполняет кроме функций счетчика и функцию делителя импульсов D и, соответственно, имеет по своему выходу соединенному, с входом CT_C , коэффициент деления равный

$$Ent [Nt/k] \text{ или } Ent [\beta/k],$$

а счётчик CT выполняет функцию дополнительного счетчика CT_0 и имеет емкость равную $[k]$.

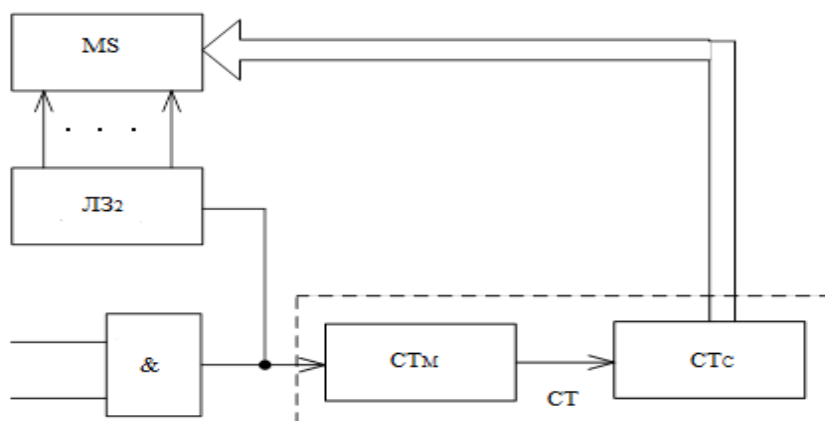


Рисунок 4.10 - Вторая модификация рециркуляционных интерполяторов с переменным периодом рециркуляции и комбинированных.

В заключение настоящего раздела следует еще раз указать на то, что рассмотренные способы повышения быстродействия преобразования могут быть применены и для повышения быстродействия преобразования и многокаскадных рециркуляционных интерполяторов ВИ.

Заключение

1. Применение в интерполяционном методе широкодиапазонного время - цифрового преобразования двух отдельных интерполяторов повышает надежность и точность преобразования.
2. Предельно достижимая точность широкодиапазонных время - цифровых преобразователей с двухкратной рециркуляционной интерполяцией ограничивается только нестабильностью времени переключения логических элементов, на которых выполняются его рециркуляционные интерполяторы.
3. Предложен и исследован способ повышения быстродействия в два раза рециркуляционных интерполяторов с регрессирующим характером рециркуляций.
4. Предложен и исследован способы ускоренной и комбинированной рециркуляции для повышения быстродействия рециркуляционных ИП с регрессирующим характером рециркуляции в десятки раз.
5. Время преобразования широкодиапазонных время - цифровых преобразователей с двухкратной рециркуляционной интерполяцией практически определяется только длительностью преобразуемого ВИ.
6. В целях повышения надежности получения цифрового результата преобразования, отношение периода следования квантующей счетно – импульсной последовательности к дискретности преобразования, должно быть целочисленным и кратным степени основания двоичной системе счисления.

7. Для способа ускоренной рециркуляции рециркуляционных ИП регрессирующего типа, с целью повышения надежности вычисления цифровых результатов интерполирования, необходимо равномерное распределение их общего числа разрядов между основным счетчиком импульсов и регистром памяти.

8. Предложены две модификации способа повышения быстродействия с переменным периодом рециркуляции и комбинированного, рециркуляционных ИП с регрессирующим характером рециркуляции, обеспечивающие значительное снижение их объема аппаратных затрат, в случае если требуемый выигрыш во времени преобразования может быть меньше своего максимального значения.

Список используемой литературы

1. Абрамов, Г.Н. Рециркуляционные преобразователи время-код и код-время. г. Тольятти. Издательский Дом «Довгань», 1995. - 144 с.
2. Демьянчук Т.М., Ткаченко, К.В., Белей, С.М. Быстродействующий преобразователь временных интервалов в код// Приборы и техника эксперимента. – 1983., №2.- С. 86- 87.
3. А.с. СССР 673976. Измеритель временных интервалов / Н.Р. Карпов, В.К. Чепалов, Оп. в Б.И., 1979., №26.
5. Мелешко Е.А. Митин А.А Измерительные генераторы в ядерной электронике. – М. Атомиздат, 1981. – 256с.
- 6.Карпов Н.Р., Матюхин Ю.Д., Поваренкин Н.Н. Измерение временных интервалов способом регрессирующих совпадений. – Приборы и техника эксперимента, 1979., № 5, с.121÷123.
- 7.Карпов Н.Р. Рециркуляционный измерительный преобразователь коротких временных интервалов в код. – Приборы и техника эксперимента, 1980., № 2, с.101÷103.
- 8.А.с. СССР708293 Измеритель длительности временных интервалов /Н.Р. Карпов, Ю.Д. Матюхин, Н.Н. Поваренкин, А.С. Федоров, Б.Д. Шапкин. - Опувл. в Б.И., 1980., № 1.
- 9.А. .с. СССР 393724. Способ измерения длительности одиночных импульсов /Ю.С. Манукян, А.Г. Данелян, Ю.А. Джагаров. Оп. в Б.И, 1974., № 33.
10. А.с. СССР 570024. Способ измерения длительности одиночного импульса /О..П. Архипов, В.Г. Ермаков, А.Г. Рыжковский. Оп. в БИ, 1977., № 31.
11. А. .с. СССР 666515. Устройство для измерения времени задержки / Н.Р. Карпов. Оп. в БИ, 1978., № 21.

12. А.с. СССР 654932. Способ измерения временных интервалов / Н.Р. Карпов. Оп. в БИ, 1979., № 12.
13. Мелешко Е.А. Наносекундная электроника в экспериментальной физике, М., Энергоатомиздат, 1987, - с. 216.
14. А.С. СССР № 654932 М. кл. G 04F 10/00. Способ измерения временных интервалов., Н.Р. Карпов, опубликовано в БИ, 1979. №12.
15. А.С. СССР № 393724 М кл. G 04F 10/00., Способ измерения длительности одиночных импульсов., Ю.С. Манукян, А.Г. Данелян, Ю.А. Джагаров. Опубликовано в БИ, 1973. №33.
- 16.Абрамов Г.Н, ЕвсигнеевА.А., Никитенков А.А. Цифровой рециркуляционный измеритель параметров коротких одиночных импульсов сложной формы // Техника и технология современных производств: Сборник статей II Международной научно - практической конференции - Пенза: Приволжский Дом знаний, 2015.-С.14-18.
17. Нониусный рециркуляционный преобразователь время – код повышенного быстродействия / Абрамов Г.Н., Абрамов Ю.Г., Евстигнеев А.А. В кн. Радиоэлектронная техника: межвузовский сборник научных трудов / Под. ред. В.А.Сергеева. – Ульяновск: УлГТУ, №17., 2015. с. 69-75.
18. Демьянчук Т.М., Ткаченко, К.В., Белей, С.М. Быстродействующий преобразователь временных интервалов в код// Приборы и техника эксперимента. - 1983.- №2.- С. 86- 87.
19. Измерение интервала времени с пикосекундным разрешением для системы "лазер — время - позиционно – чувствительный детектор излучения / Юсупалиев П.У., Радомский Н. В., Шутеев С. А., Коковин В. А. // Прикладная физика, -2009. № 5., с.113-118.

20. Карпеков Ю.Д., Киселев Ю.С., Сенько В.А. Быстродействующие многоканальные модули ВЦП пикосекундного разрешения с программируемыми параметрами: Препринт ИФВЭ 2011-20. Протвино, 2011. – 24 с.
21. Чу, Фергюсон. Генераторы импульсов с разрешением 20 пс // Электроника.-1977.-№23. - с.25-34.
22. А.с. СССР 1661715. Рециркуляционный измеритель длительности импульсов/ В.Н.Горбунов, А.В.Потемкин. Оpub. в БИ №25,1991.
23. Мелешко, Е.А. Быстродействующая импульсная электроника/Е.А.Мелешко.-М.: Физматлит, 2007. - 320 с.
24. Чулков, В.А.Интерполирующие устройства синхронизации и преобразователи информации/ В.А.Чулков.- М.: Физматлит, 2010. - 324 с.
25. Малевич, И.А. Двухшкальный преобразователь время-код на двух стабилизированных по частоте рециркуляционных генераторах/ И.А. Малевич, А.Ф.Чернявский // Автометрия,-1974. - №3., с.67-74.
26. Рециркуляционный преобразователь время-код / Абрамов Г.Н., Абрамов Ю.Г. Патент РФ на изобретение № 2393519., опубл. 27.06.2010. Бюл. № 18.

Приложение

Принципы построения интерполяционных время-цифровых преобразователей (обзор)

Рассмотрены и описаны методы цифрового измерения временных интервалов и их структурные схемы с указанием основных источников погрешностей. Методы сравниваются по временному разрешению, диапазону и погрешности измерения.

Решение многих задач экспериментальной физики, исследование и контроль динамических параметров элементов и узлов радиоэлектронных устройств сводятся к цифровому измерению интервалов времени (и.в.) в диапазоне $10^{-10} \div 1$ сек. В [1] сделан обзор электронно-оптических методов исследования процессов сверхмалой длительности, в [2÷4] систематизированы материалы о методах измерения воспроизведения коротких интервалов времени и описаны приборы – механические электронно-счетные, электронно-осциллографические. В работах [5÷7] рассмотрены методы многоканального анализа временных интервалов.

Цифровые методы измерения и.в. можно разбить на две группы: прямые и косвенные. Прямой метод состоит в том, что измеряемый интервал сравнивается с эталонным в натуральном масштабе времени. Косвенные методы измерения основаны на преобразовании измеряемого интервала в пропорциональное значение какой-либо другой физической величины. Сравнительные данные широко распространенных методов цифрового измерения и.в. сведены в Таблицу.

Таблица

№ п/п	Методы измерения	Вид входных сигналов	Диапазон измерений временных интервалов	Погрешность измерения	Примеры реализации и типы промышленных приборов	
					зарубежные	отечественные
1.	Метод прямого счета	Однократные и повторяющиеся	$2 \cdot 10^{-9} \div 1$	$\pm(\delta T_{\text{изм}} + 1 \text{ нсек})$	CR-40 [10]	И2-18[50]
2.	Метод задержанных совпадений	» »	$1 \cdot 10^{-9} \div 8 \cdot 10^{-9}$	$\pm(0,03T_{\text{изм}} + 5 \text{ нсек})$	- [18]	- [16]
3.	Верньерный методы: А) импульсный Б) радиочастотный В) экспоненциальный	» » » » » »	$0,2 \cdot 10^{-9} \div 700 \cdot 10^{-9}$ $1 \cdot 10^{-9} \div 50 \cdot 10^{-9}$ $10 \cdot 10^{-9} \div 100 \cdot 10^{-9}$	$\pm(0,015T_{\text{изм}} + 0,2 \text{ нсек})$ $\pm(0,025T_{\text{изм}} + 0,5 \text{ нсек})$ $\pm(0,02T_{\text{изм}} + 0,1 \text{ нсек})$	Модель 796 [25] - [27] - -	- [21] - [7] - [30]
4.	Метод с преобразованием и.в. в амплитуду	» »	$10 \cdot 10^{-9} \div 100 \cdot 10^{-9}$	$\pm(0,03T_{\text{изм}} + 0,3 \text{ нсек})$	Модель 5326В [38]	И2-21[39]
5.	Метод с преобразованием масштаба времени посредством з.э.л.т.	Однократные повторяющиеся	$0,6 \cdot 10^{-9} \div 200 \cdot 10^{-9}$ $0,2 \cdot 10^{-9} \div 200 \cdot 10^{-9}$	$\pm(0,03T_{\text{изм}} + 0,3 \text{ нсек})$ $0,005T_{\text{изм}} + 0,1 \text{ нсек})$	- -	- [43]
6.	Стробоскопический метод	» »	$1 \cdot 10^{-9} \div 0,1 \cdot 10^{-3}$	$\pm(0,04T_{\text{изм}} + 0,1 \text{ нсек})$	Tektronix Type 567 [46]	С1-60[50]
7.	Метод статистических испытаний	» »	$1 \cdot 10^{-9} \div \tau_0$	$\pm(5 \cdot 10^{-3} \tau_0 + 1 \text{ нсек})^*$	--	И2-19[50]

* При $P=0,9$; $n=10^4$ $t_{\text{и}} < \tau_0 \delta = 1 \cdot 10^{-6} \div 1 \cdot 10^{-8}$ – относительная погрешность периода квантующих импульсов.

1. ПРЯМЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ

1.1 Метод прямого счета [2,6] (последовательного счета, счетно-импульсный, время-импульсный, электронно-счетный) (рис.1) основан на измерении временных интервалов $t_{и}$ квантованием их последовательностью импульсов, период следования которых τ_0 известен с относительной погрешностью δ [8]. Простота автоматического измерения и.в. методом прямого счета в широком диапазоне как при однократных, так и при повторяющихся входных сигналах, высокая скорость получения результатов измерения, малое мертвое время объясняют стремление к использованию его в возможно большей части указанного диапазона и.в. Метод последовательного счета обеспечивает хорошие результаты в диапазоне, лежащем выше десятков *нсек.*

В совершенствовании метода можно выделить два направления. Первое – увеличение быстродействия счетчика измерителя. В настоящее время разработаны пересчетные схемы на туннельных диодах с частотой перерасчета 1 ГГц [9,10]. При этом характерно развитие интегральных схем и одновременное усложнение схем счетчиков [11÷14].

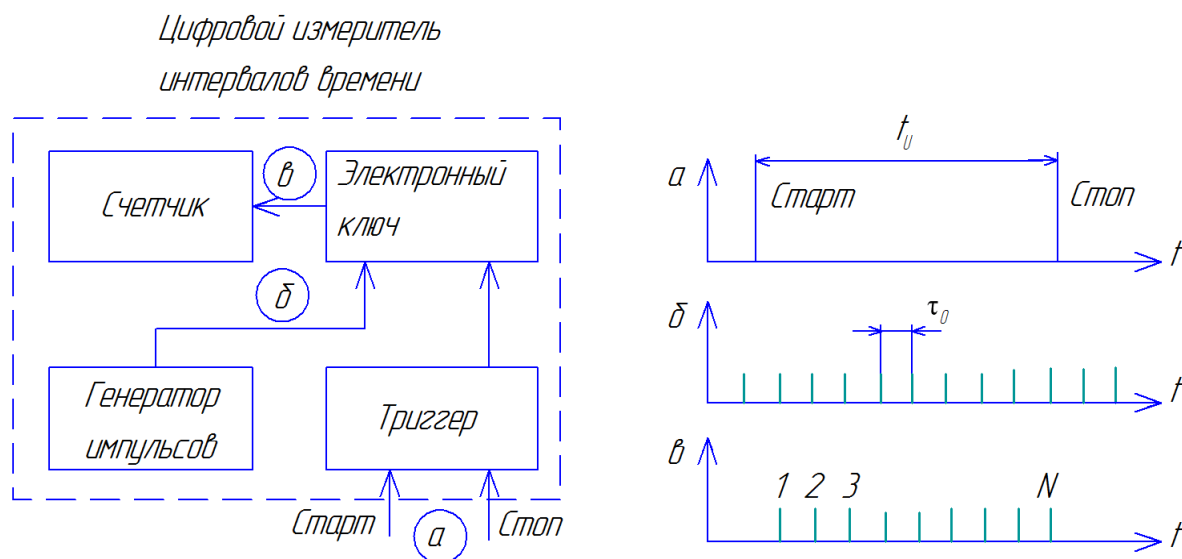


Рисунок 1 – Структурная схема и временные диаграммы цифрового измерителя и.в. методом прямого счета

Второе направление – увеличение надёжности работы пересчетных декад , уменьшение их габаритов, веса и потребляемой мощности ,снижение себестоимости.

1.2.Метод задержанных совпадений [5,15,16] (рис.2) состоит в том, что стартовый импульс, соответствующий началу измеряемого интервала, задерживается при помощи калиброванной переменной или постоянной линии задержки с n отводами, соответствующими равным временным интервалам τ_0 . Импульсы, снимаемые с отводов, поступают на схемы совпадений $I_1 \div I_n$, на вторые входы которых поступает стоповый импульс.

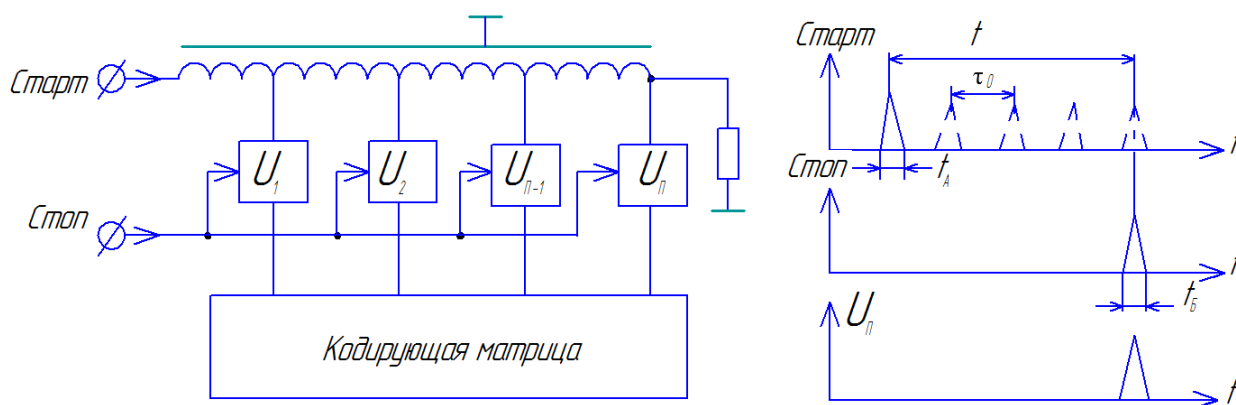


Рисунок 2 – Структурная схема и временная диаграмма измерителя и.в. методом задержанных совпадений

Одна из схем совпадений фиксирует совпадение стартового и стопового импульсов. Выходы схем совпадений заведены на кодирующую матрицу, преобразующую величину временного интервала в цифровой код. Точность измерения этим методом зависит от величины задержки между отводами, длительности совпадающих импульсов и порога срабатывания схем совпадения. Погрешность измерения и.в. определяется по формуле:

$$\Delta t_{\text{н}} = \tau_0 \sum_{i=1}^m \delta_i ,$$

где m - номер схемы совпадений ,в которой совпали стоповый и задержанный стартовый импульсы; δ_i – относительная погрешность калибровки каждого звена линии задержки.

Оптимальным условием выбора длительности стартового

$$t_A = t_B = \tau_0/2,$$

в противном случае, например, если

$$t_A = t_B < \tau_0/2,$$

часть событий выпадает из измерений или, если

$$t_A = t_B > \tau_0/2,$$

наблюдается перекрытие сигналов и регистрация каждого события происходит в двух или нескольких схемах совпадения.

Этот метод требует увеличения количества быстродействующих элементов примерно пропорционально числу каналов, причем необходима калибровка ширины каналов. Это приводит к тому, что применение метода эффективно лишь в случаях, когда требуется перекрыть короткий диапазон малым числом каналов (не более 10÷20) [17].

Достоинство метода – высокая стабильность временного положения канала ($5\text{нсек}/^\circ\text{C}$), обусловленная применением пассивных линий задержки и схем совпадений на туннельных диодах [18].

2. КОСВЕННЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ

Косвенные методы измерения могут дать хорошие результаты при реализации в диапазоне, лежащем ниже сотен *нсек* качестве основных и интерполяционных цифровых измерителей интервалов времени с широким рабочим диапазоном от единиц *нсек* до сотен *мксек* [19÷21].

Верньерные методы (нониусные методы) [6] основаны на сравнении абсолютных значений двух монотонных функций времени, скорости измерения которых отличаются на небольшую величину. Для их реализации используют ударно возбуждаемые синусоидальные колебания или серии импульсов, а также экспоненциальный заряд конденсаторов. Различают три верньерных метода: импульсный, радиочастотный и экспоненциальный.

2.1. Импульсный метод (импульсно-нониусный) [22÷24] (рис.3) основан на том, что импульсы старт и стоп запускают два ударно возбуждаемых либо рециркуляционных генератора.

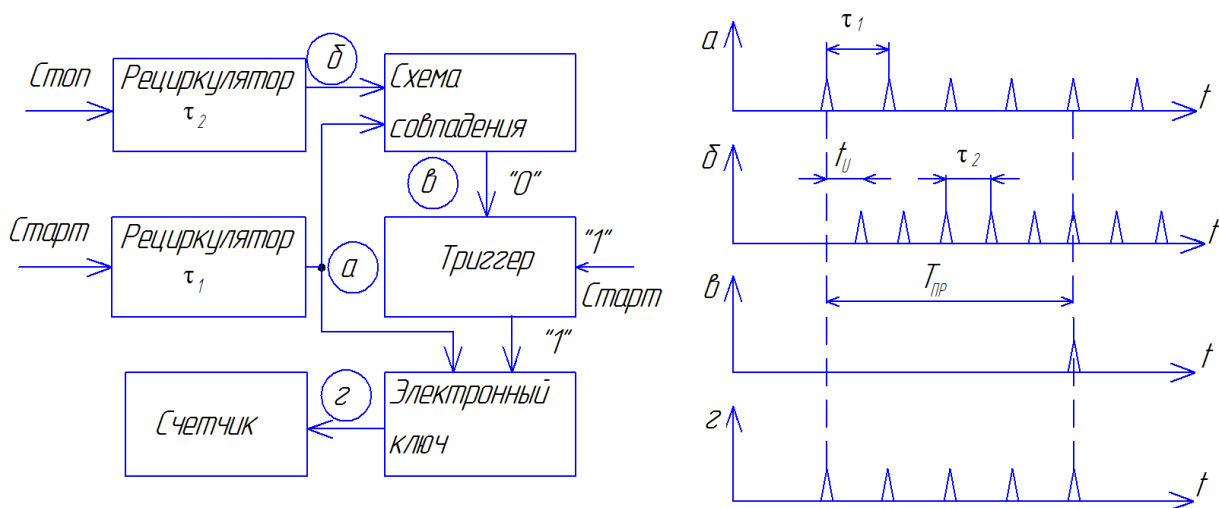


Рисунок 3 – Структурная схема и временная диаграмма измерителя и.в. верньерным импульсным методом.

Периоды следования импульсов этих генераторов обычно выбирают из условия $\tau_1 > \tau_2$, причем $(\tau_1 - \tau_2)$ является единицей измерения и определяет разрешающую способность измерителя. Поскольку частота стопового генератора выше, то через промежуток времени $T_{пр}$ импульсы обоих генераторов совпадают, что фиксируется схемой совпадения, прекращающие работу генераторов. Преобразованный интервал времени

Определяется числом периодов стартового генератора n , а коэффициент преобразования

Временное разрешение Δt , обеспечиваемое этим методом ($0,2 \div 0,5$ нсек [21,25]), зависит от разрешающей способности схемы совпадения, которая в свою очередь зависит от длительности импульсов на ее входах.

Точность измерения верньерным импульсным методом определяется погрешностью и нестабильностью частоты ударно возбуждаемых либо рециркуляционных генераторов и нестабильностью порога срабатывания схемы совпадения [26].

2.2. Радиочастотный метод (высокочастотный нониусный, фазовый) [6] (рис.4) основан на том, что импульсы старт и стоп запускают два резонансных генератора с мало различающимися частотами синусоидальных колебаний f_1 и f_2 .

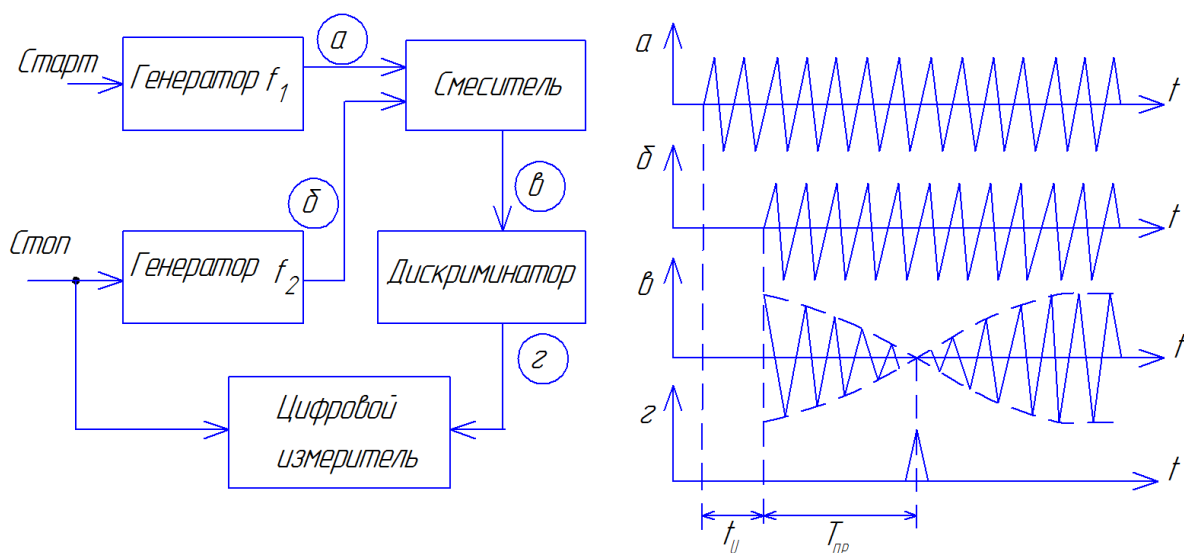


Рисунок 4 – Структурная схема и временная диаграмма измерителя и.в. верньерным радиочастотным методом.

Возбужденные синусоидальные напряжения смешиваются и поступают на дискриминатор, который срабатывает при переходе через нуль напряжения разностной частоты ($f_1 - f_2$). Интервал времени $T_{пр}$ между пуском второго генератора и срабатыванием дискриминатора связан с f_1 и f_2 соотношением

при этом коэффициент преобразования

Предельная точность измерения и временное разрешение (0,5 нсек) [27,28] определяются мгновенной стабильностью частоты, нестабильностью порога срабатывания дискриминатора, а также нестабильностью начальных значений токов в контурах, от знания которых зависят амплитуды колебаний. К недостаткам этого метода следует отнести трудность получения коэффициента преобразования > 100 , так как для обеспечения высокоточного измерения и.в с погрешностью из-за нелинейности преобразования $< 0,01\%$, что связано с определенными техническими трудностями.

2.3. Экспоненциальный метод [29,30] (рис.5) основан на том, что с приходом стартового импульса начинается экспоненциальный заряд конденсатора C_1 с

постоянной времени $\tau_1 = R_1 C_1$, а в момент прихода стопового импульса начинается экспоненциальный заряд конденсатора C_2 с постоянной времени $\tau_2 = R_2 C_2$. Так как τ_1 и τ_2 выбирают из условия $\tau_1 > \tau_2$, то в некоторый момент времени мгновенные значения экспонент становятся равными. При этом преобразованный интервал

а коэффициент преобразования

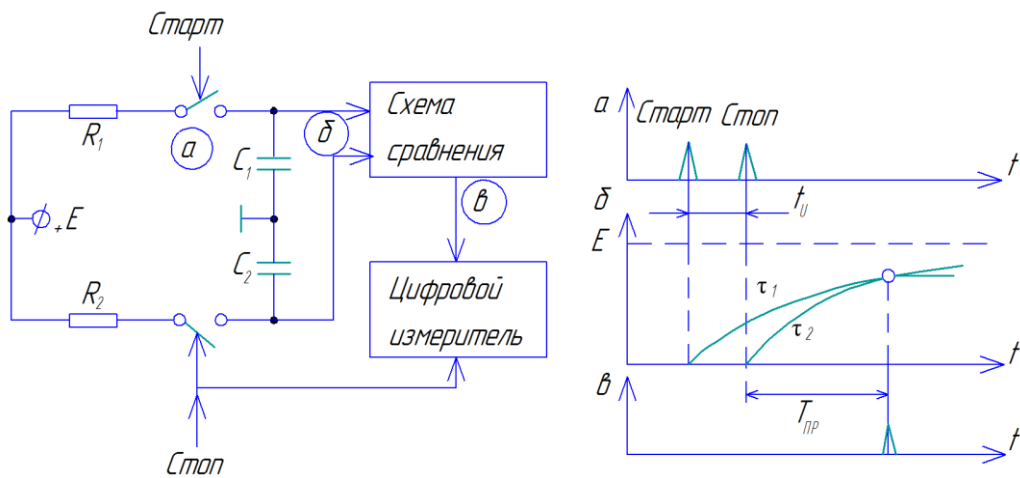


Рисунок 5 – Структурная схема и временная диаграмма измерителя и.в. верньерным экспоненциальным методом

Основная погрешность преобразования определяются следующими составляющими : погрешностью за счет неточности сравнения, включающей систематическую и случайную составляющие, возникающие соответственно из-

за наличия зоны нечувствительности у схем сравнения и нестабильности из порога срабатывания; погрешностью из-за нестабильности начальных напряжений на зарядных конденсаторах погрешностью, возникающей из-за нестабильности параметров C и L генераторов экспоненциальных функций. Общая погрешность измерения из-за дифференциальной нелинейности коэффициента преобразования составляет $2\div 4\%$ [30,31].

3. Метод с преобразованием и.в. в амплитуду (накопительный метод) [7,32,33] (рис.6) основан на заряде конденсатора постоянным током или накоплении энергии в индуктивности в течении измеряемого интервала времени с последующим разрядом (зарядом) конденсатора.

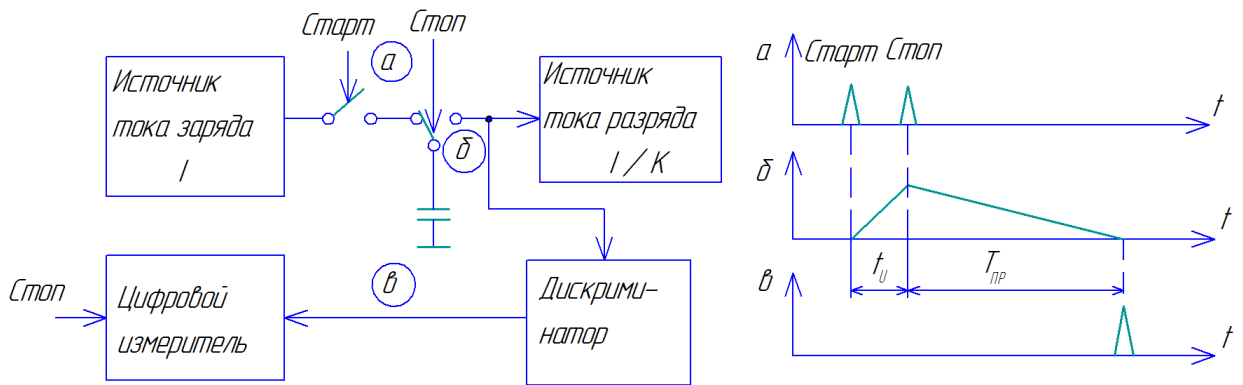


Рисунок 6 – Структурная схема и временная диаграмма цифрового измерителя и.в. методом преобразования интервала времени в амплитуду

Линейность преобразования интервала времени определяется постоянством тока заряда и разряда накопительного конденсатора. В области малых длительностей зарядная погрешность является доминирующей, а погрешность из-за дифференциальной нелинейности преобразования составляет $5\div 6\%$.

Для уменьшения погрешности применяются различные способы стабилизации (пассивная, активная) или компенсации нелинейности заряда (разряда) со статическим и динамическим запоминанием, а также авторегулирование напряжения разряда, снимающие погрешность измерения из-за нелинейности

преобразования до 1,5% и обеспечивающие временное разрешение не хуже 0,1 нсек [20,34÷39].

Высокое временное разрешение – достоинство метода. Невысокая линейность преобразования – его основной недостаток. Увеличение масштаба времени при реализации метода не снижает требований по быстродействию к узлам преобразователя. Совершенствование метода идет по пути создания быстродействующих переключающих элементов со стабильными характеристиками и поиске способов снижения нелинейности преобразования.

4. Метод Преобразования масштаба времени посредством запоминающей электронно-лучевой трубки (ЗЭЛТ) .[40] (рис. 7) основан на том, что измеряемый временной интервал $t_{из}$ фиксируется на мишени ЗЭЛТ с внутренним считыванием в виде зарядных отметок, ограничивающих отрезок дуги l круговой (линейной, спиральной) развертки с периодом (длительностью развертки) τ_0 , интервальными импульсами старт и стоп [41,42].

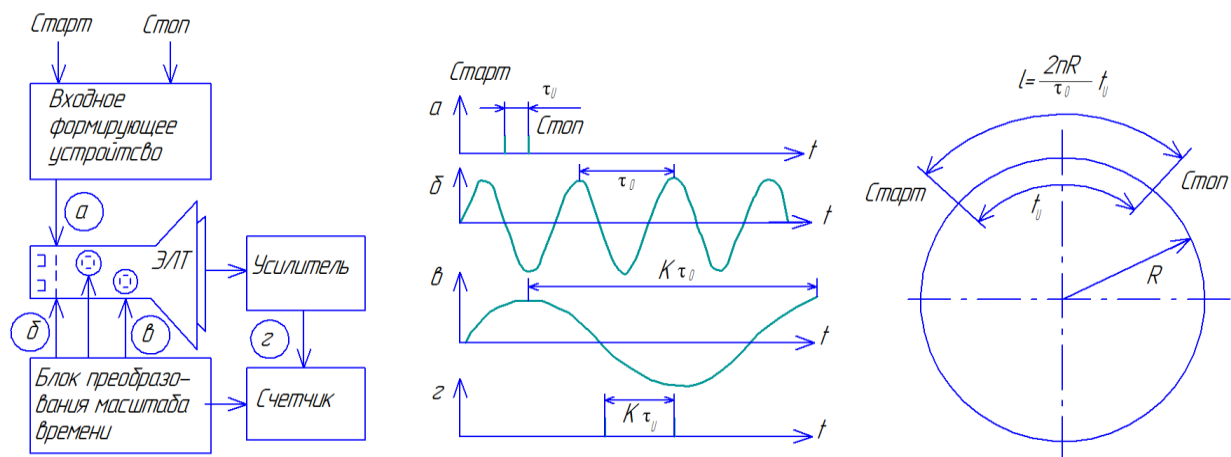


Рисунок 7 - Структурная схема и временная диаграмма измерителя и.в методом с преобразованием масштаба времени посредством ЗЭЛТ.

Считывание записанных интервальных импульсов осуществляется лучом, движущимся по той же траектории, что и при записи, но с периодом $K\tau_0$ (K – коэффициент преобразования масштаба времени).

Трансформированный интервал времени Kt_u измеряется методом последовательного счета.

Этот метод при реализации не требует применения быстродействующих элементов и обеспечивает временное разрешение не хуже 0,1 нсек при круговой развертке записи с периодом [43,44].

$\tau_0=200$ нсек

и считывания

$K\tau_0=200$ мсек.

5. Стробоскопический метод [45] (рис.8) основан на последовательном во времени измерении мгновенных значений исследуемого сигнала при помощи коротких стробирующих импульсов t_c , автоматически сдвигаемых относительно периодически повторяющегося сигнала на шаг считывания Δt .

В преобразователе (смесителе) происходит модулирование строб - импульсов исследуемым сигналом.

Амплитуда стробируемой точки («выборки») пропорциональна мгновенному значению исследуемого сигнала в момент стробирования, огибающая серии «выборок» повторяет форму исследуемого сигнала в растянутом масштаб времени.

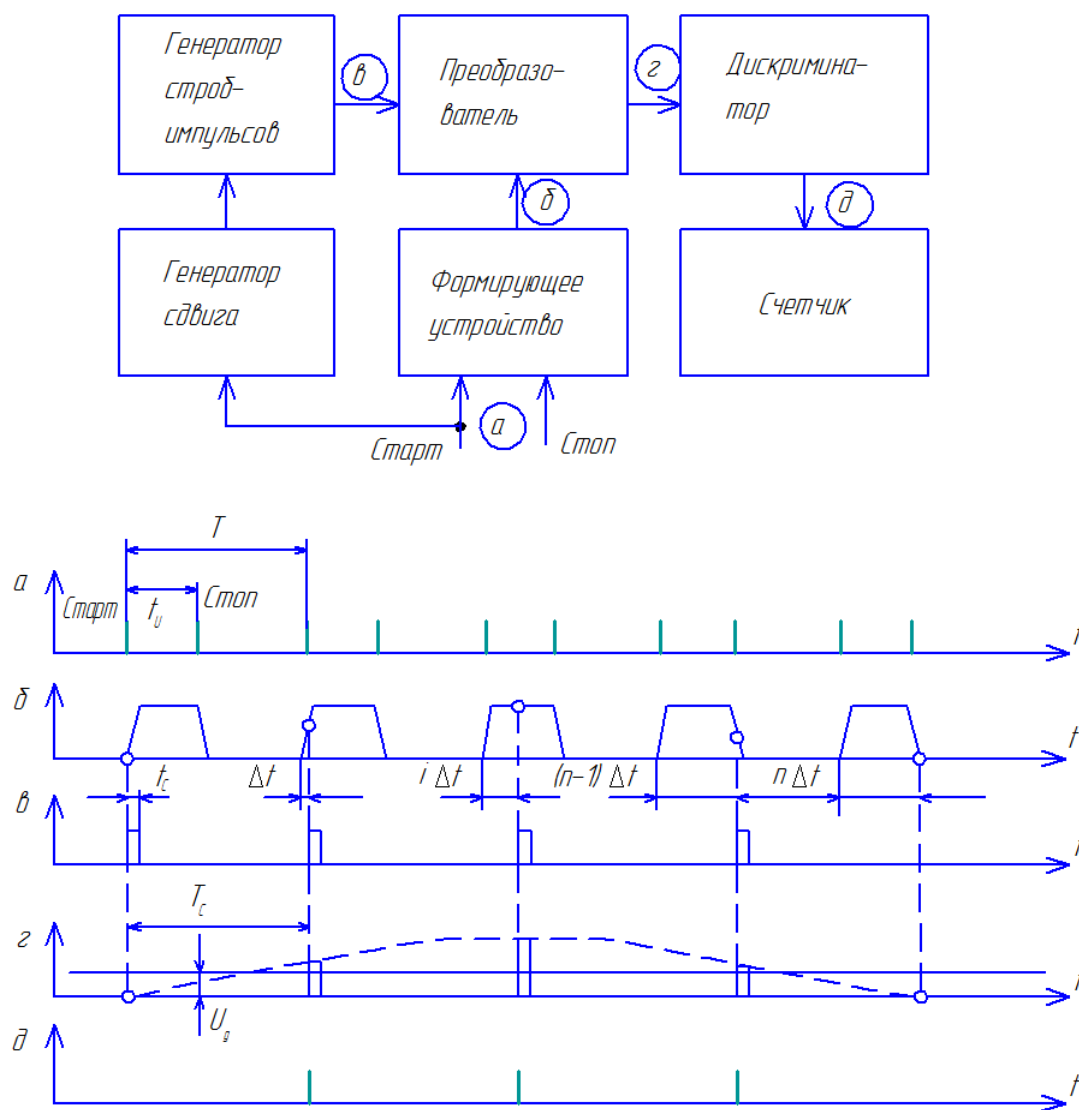


Рисунок 8 – Структурная схема и временная диаграмма измерителя и.в. стробоскопическим методом.

Коэффициент преобразования K во времени равен отношению периода следования сигнала T к шагу считывания Δt .

Поскольку шаг считывания постоянен, то, осуществляя подсчет расширенных импульсов в соответствующем интервале, расположенном над уровнем дискриминации U_d , получают цифровой результат измерения длительности исследуемого сигнала.

Основными источниками погрешностей стробоскопического метода преобразования являются нелинейность задания шага считывания, амплитудные искажения, вносимые преобразователем, временная нестабильность стробирующих импульсов относительно сигнала и конечная длительность строб-импульсов. Практически этот метод обеспечивает измерение с погрешностью $4 \div 5 \%$ и временным разрешением $0,05 \text{ нсек}$ [46].

6. Метод статистических испытаний [47] основан на обработке случайной величины, одна из характеристик которой (математическое ожидание) линейно связана с измеряемым параметром.

Метод может быть реализован, когда измеряемый интервал задается достаточно большое число раз с периодом следования T_i и задана некоторая периодическая последовательность коротких квантовых импульсов с периодом τ_0 и длительностью t_k , причём :

Последовательность старт-стоп импульсов (рис.9), задающая измеряемый интервал $t_{и}$, подается на схему совпадения через формирующее устройство, преобразующее интервал в эквивалентную длительность прямоугольного импульса.

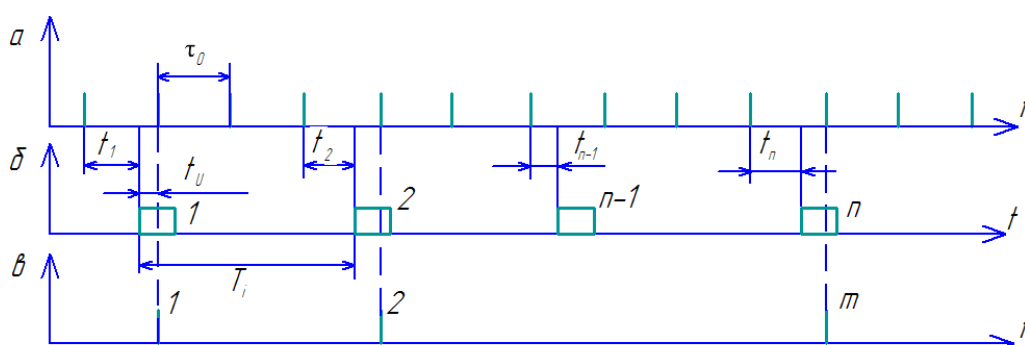
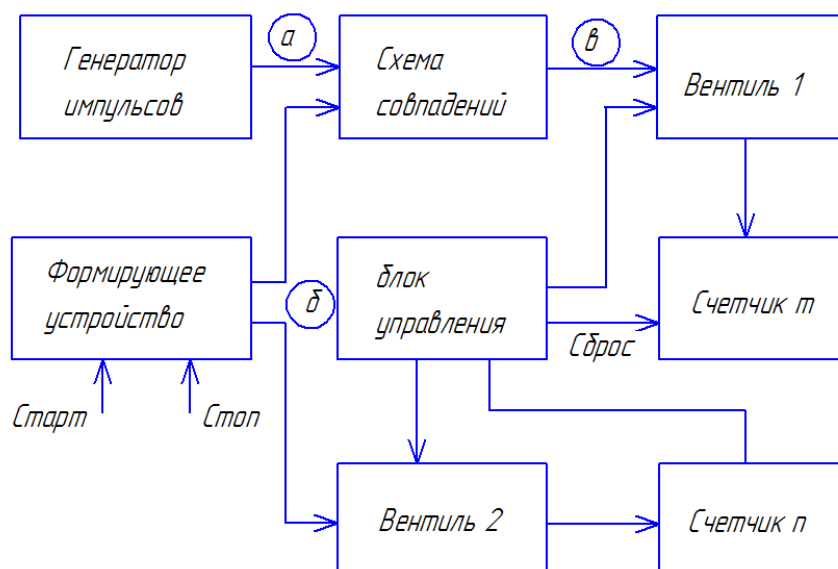


Рисунок 9- Структурная схема и временная диаграмма измерителя и.в. методом статистических испытаний.

На другой вход схемы совпадения поступает периодическая последовательность коротких квантовых импульсов. Так как последовательности квантовых импульсов и импульсов, задающих измеряемый интервал, могут быть независимы и закон распределения плотности вероятности момента появления импульса t_n со схемы совпадения в пределах интервала τ_0 равномерный, то для вероятности совпадения P импульсов обеих последовательностей можно записать

$$P = t_n / \tau_0,$$

то есть

$$t_{и} = P\tau_0.$$

С другой стороны, относительная частота совпадений

$$P = m/n,$$

где m - число совпадений, регистрируемых счетчиком m , на n исследуемых импульсов, регистрируемых счетчиком n . Поскольку относительная частота событий при все возрастающем числе опытов с вероятностью, равной единице,

приближается к вероятности этого события P , то есть $\lim_{n \rightarrow \infty} P = \lim \frac{m}{n} = P$,

то записывают приближенное равенство

$$t_{и} \approx \tau_0 m/n.$$

Таким образом, определяя относительную частоту совпадений, можно определить длительность измеряемого интервала времени.

Для непосредственного цифрового отсчета результата измерений необходимо, чтобы величины τ_0 и n выражались числами, отношение которых можно представить в виде 10^q , где q -целое число. Блок управления обеспечивает открытое состояние вентилей 1 и 2 в течение интервала времени до переполнения счетчика n , подсчитывающего число импульсов n .

Основными источниками погрешностей измерений данного метода являются: правильность оценки вероятности совпадений по частоте импульсов последовательностей. Отличие реальной формы импульсов обеих последовательностей от идеальной влияние параметров схем совпадений, не стабильность периода τ_0 , характер последовательностей входных импульсов [48, 49].

Сравнивая результаты, достигнутые при реализации цифровых методов измерения и.в., можно отметить их стабилизацию, что позволило обеспечить серийный выпуск либо подготовить к нему ряд отечественный измерителей и.в.

(С1-60, И2-18, И2-19, И2-21 [50]). Развитие верньерного экспоненциального метода измерения пока не дает ему преимуществ по основным показателям перед остальными. Развитие же метода преобразованием масштаба времени посредством ЗЭЛТ, обеспечивает его конкуренцию с наиболее распространенными методами, такими как верньерные, с преобразованием интервала времени в амплитуду.

В тоже время для обеспечения точного измерения интервалов времени в широком диапазоне $10^{-10} \div 1$ сек с временным разрешением не хуже 0,1 *нсек* и абсолютной погрешностью в единицы *нсек*, необходимо комбинирование (сочетание) методов прямого счета и одного из рассмотренных выше: задержанных совпадений, верньерного, с преобразованием и.в. в амплитуду или посредством ЗЭЛТ.

ЛИТЕРАТУРА

1. С.Д. Фанченко, ПТЭ, 1961, №1,5
2. Е.М. Винников, Измерение и воспроизведение коротких интервалов времени, 1963, Стандарт-гиз.
3. D.Artymiak, J.Petshener, Nachrichten technik, 1972, 22, №1,25.
4. A.Stenzel, Zeitschrift fur die gesamtetechnik, 1969, 111, № 21,1492.
5. Е.И. Фирсов, А.Ф. Чернявский, С.С. Шушкевич, ПТЭ, 1965, № 2,5.
6. Е.И. Рехин, А.А. Курашев, П.С. Чернов, Измерение интервалов времени в экспериментальной физике, 1967, Атомиздат.
7. Л.А. Маталин, С.И. Чубаров, А.А. Иванов, Многоканальные анализаторы ядерной физики, 1967, Атомиздат.
8. П.А. Ефремов, Т.В. Федорова, Вопросы радиоэлектроники, серия Общетехническая , 1969, вып. 15, 127.
9. J.Terrier, Colloque. Intern. Sur l'electronique Nucleriare, Versailles, 1968/
10. Измеритель интервалов времени, Приборы для научных исследований, 1970, №5, 170.
11. А.А. Иванов , ПТЭ, 1966, № 1,111.
12. А.А. Иванов, Ю.С. Кулабухов, Л.А. Тимохин, Труды VI конференции по ядерной радиоэлектронике, 1965, т. 2, Атомиздат.
13. Л. Дубик, З. Цисек, ПТЭ, 1971, №3,95.
14. В.М. Мухин, В.М. Армашов, Сб. Туннельные диоды в вычислительной технике, 1969, «Зинатне», Рига.

15. А.П. Цитович, Ядерная радиоэлектроника, 1967, «Наука».
16. Л.С. Зажигаев, В.А. Матня, Н.И. Пашков, Г.И. Савинов, В.С. Ярославцев, ПТЭ, 1968, №4,98.
17. H. Waard, Nucl. Instrum., 1958, №2,73.
18. H. Willian, J. Venable, Rev. Sci. Instrum., 1966,37 №11, 1443.
19. E.D. Peterson, R.P. Valenti, патент США, Cl. 342-68, №3, 218, 553.
20. R. Nutt, Rev. Scient. Instrum., 1968 39, №39, 1342.
21. И.А. Малевич, А.Ф. Чернявский, ПТЭ, 1971, №6,108.
22. Н.И. Васильев, П.А. Ефремов, Вопросы радиоэлектроники, серия общетехническая, 1967, вып. 10,52.
23. М.К. Ефимчук, В.В. Изох, А.Ф. Чернявский, ПТЭ, 1965, №4,230.
24. К.Н. Бакиновский, В.В. Грек, И.А. Малевич, А.Ф. Чернявский, А.Н. Якушев, ПТЭ, 1999, №4, 230.
25. Instrument and Control Systems, 1968, 41, №5, 140.
26. С.М. Дмитриев, И.А. Малевич, А.Ф. Чернявский, А.Н. Якушев, ПТЭ, 2000, №2, 121.
27. G. Brudermuller, D. Kompe, патент ФРГ, Cl.G04f, №1230722.
28. И.М. Кочконогов, П.И. Гринис, Тр. Научно-технической конференции, Радиоизмерения, 1969, стр. 228, Вильнюс.
29. З.В. Маграчев, Н.Н. Тищенко, Вопросы радиоэлектроники, серия радиоизмерительная техника, 1971, вып. 7, 62.
30. З.В. Маграчев, Н.Н. Тищенко, Вопросы радиоэлектроники, серия радиоизмерительная техника, 1969, вып. 3, 61.

31. З.В. Маграчев, Н.Н. Тищенко, Вопросы радиоэлектроники, серия радиоизмерительная техника, 1970, вып. 8, 20.
32. З.В. Маграчев, Н.Н. Тищенко, Вопросы радиоэлектроники, серия радиоизмерительная техника, 1969, вып. 4, 57.
33. M. Bonitz, Nucl. Instrum. And Methods, 1963, 22, №2, 238.
34. М.К. Ефимчук, А.М. Зайцева, А.Ф. Чернявский, ПТЭ, 1968, № 2, 102.
35. Ю.Г. Будяшов, В.Г. Зинов, ПТЭ, 1968, №4, 102.
36. Л.В. Сидоров, ПТЭ, 1970, №2, 111.
37. А.А.Санин, П.Н. Шарейко, ПТЭ, 1970, №3, 136.
38. Счетчик модели 5326В, Электроника, 1970, №7, 64.
39. З.В. Маграчев, Н.Н. Тищенко. Обмен опытом в радиопромышленности, 1971, №8, 68.
40. И.В. Штраних, Канд. Дис., 1954, М., ФИАН СССР.
41. А.А. Бергман, А.И. Исаков, Ид, Мурин, Ф.Л. Шапиро, И.В. Штраних, М.В. Казарновский, сб. Доклады советских ученых на Международной конференции по мирному использованию атомной энергии, Женева, 1955, т. 4, стр. 66, 1957, Изд-во АН СССР.
- 42.С.В. Денбновецкий, А.К. Ковтун, Е.Ф. Клещевников, А.Н. Шкуро, Вопросы радиоэлектроники, серия радиоизмерительная техника, 1969, вып. 6,140.
43. С.В. Денбновецкий, А.К. Ковтун, А.Н. Шкуро, Труды седьмой конференции по ядерной электронике, т.1, ч.4, 1970, Атомиздат.
44. С.В. Денбновецкий, А.К. Ковтун, Измерительная техника , 1970, №10, 29.

45. Ю.А. Рябинин, Стробоскопическое осциллографирование, 1968, «Советское радио».
46. Electronic Design, 1957, №15, 118.
47. Автоматизация радиоизмерений. (под ред. В.П. Балашова) , 1966, «Советское радио».
48. С.В. Толоконников, В.Г. Гайсов, Изв. ЛЭТИ им. В.И. Ульянова (Ленина), 1967, вып. 65, ч. II, 16.
49. Р.А. Валитов, Г.П. Вихров, Измерительная техника, 1963, №4,44.
50. Радиоизмерительные приборы, Каталог-проспект, 1972, М., НИИЭИР.