

чить равномерную частоту следования массовых чисел в достаточно широком диапазоне. В области 40—400 а. м. е. максимальное отклонение частоты следования массовых чисел от средней на границах интервала составляло $\pm 5\%$, что достаточно для обеспечения надежной синхронизации при следовании синхронизирующих пиков через каждые 30—40 а. м. е.

Рассмотренная схема цифровой регистрации масс-спектров пригодна для использования в масс-спектрометрии органических соединений низкого разрешения (300—500), в масс-спектрах которых пики расположены достаточно часто, чтобы обеспечить надежную синхронизацию генератора последовательности массовых чисел.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Н. Жовинский. Схемы запоминания напряжений и блоки запаздывания. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963.
2. Инструкция по монтажу и эксплуатации масс-спектрометра МХ1303.

Поступила в редакцию 19 июля 1971 г.

УДК 681.142.621.001.2

Л. А. ДУБИЦКИЙ, Б. И. ШВЕЦКИЙ, Ю. В. ЮЗЕВИЧ

(Львов)

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ШИРОКИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ

Невысокая точность пленочных резисторов (например, погрешность резисторов типа С2-13 равна 0,2%) и трудности расширения диапазона частот усилителя привели к тому, что в существующих быстродействующих аналого-цифровых преобразователях (АЦП) напряжение — код динамический диапазон ограничивается величиной 40—50 дБ (7—8 двоичных разрядов) при быстродействии 10^5 — $2 \cdot 10^5$ преобразований в секунду [1]. С помощью ручного делителя, переключаемого вручную, этот диапазон может быть перенесен на другие уровни входного сигнала.

В ряде случаев (например, при записи сейсмограмм) преобразованию подвергается сигнал, изменяющийся достаточно быстро и в большом динамическом диапазоне (80 дБ и более). Удовлетворившись определенной точностью преобразования и отсчета (например, 6—7 двоичных разрядов), желательно, вместе с тем, в целях исключения потери информации, чтобы исследуемый участок с данным динамическим диапазоном скользил по сигналу синхронно со скоростью его изменения. Этим достигается также существенное уменьшение времени преобразования.

Для сохранения амплитудно-фазовых соотношений преобразуемого сигнала следует снижать динамическую погрешность преобразования. Эффективным средством решения этой задачи является промежуточное запоминание напряжения на емкости на интервал времени, необходи-

мый для преобразования. Решение задачи связано с разработкой ряда узлов, которые позволили бы с большой скоростью и точностью выполь значения напряжения, имеет крутой срез (фронт спада) не более 30 нс, погрешность преобразования не превышает 2% от уровня измеряемого сигнала.

Структурная схема АЦП показана на рис. 1. Входной сигнал усиливается в два раза усилителем 1. Кроме того, усилитель 1 осуществляет согласование входного сопротивления прибора с сопротивлениями входных цепей схем с 2-1 по 2-4. Усилители выборки с 2-1 по 2-4 осуществляют запоминание мгновенных значений напряжений, действующих на срезе строб-импульса, и совместно с делителем напряжения 3 приводят уровень сигнала на одном из выходов к заданному пределу 1,6 В. Следует отметить, что с целью обеспечения заданной динамической погрешности, связанной с длительностью выхода усилителя выборки из перегрузки, амплитудная характеристика схемы линейна до 30 В. Это позволяет использовать простой резистивный делитель 3 для уровней входных сигналов от 0,8 до 10 В. Масштабные коэффициенты усилителей выборки и делителя стабильны, и их значения распределены между собой по двоичному закону (в 2-1 $k=8$; в 2-2 $k=4$; в 2-3 $k=2$; в 2-4 $k=1$, а коэффициенты деления делителя 3 соответственно равны 0,5; 0,25; 0,125; 0,0625). В итоге динамический диапазон АЦП разбивается на следующие поддиапазоны (в вольтах): 0—0,1; 0,1—0,2; 0,2—0,4; 0,4—0,8; 0,8—1,6; 1,6—3,2; 3,2—6,4; 6,4—12,8. Так обеспечивается небольшая погрешность от квантования по всему динамическому диапазону при сравнительно простом оборудовании.

После окончания действия строб-импульса длительностью 2 мкс нуль-органы с 4-1 по 4-8 (см. рис. 1) совместно с узлом выбора поддиапазона 5 определяют по уровню напряжения на выходах усилителей выборки и делителя 3 поддиапазон, выходной уровень в котором находится в пределах от 0,8—1,6 В. Номинальное значение шкалы преобразователя 7 составляет 1,6 В. В усилителе выборки 2-1 используется весь динамический диапазон преобразователя 40 дБ (от 16 мВ до 1,6 В). Узел выбора поддиапазона 5 включает один из соответствующих ключей с 6-1 по 6-8 и тем самым соединяет выход выбранного поддиа-

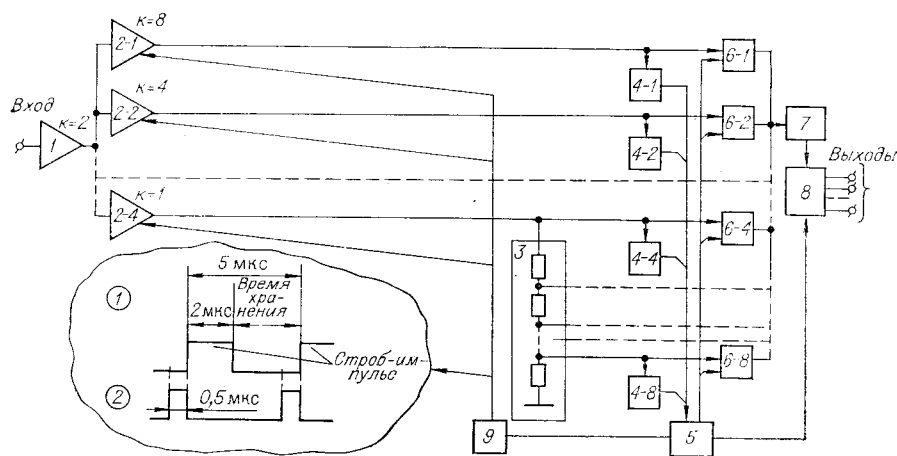


Рис. 1.

пазона со входом преобразователя аналог — код 7. За оставшееся время, до прихода следующего строб-импульса, производится преобразование напряжения в двоичный код.

В выходном регистре 8 осуществляется умножение кода на весовой коэффициент выбранного поддиапазона, преобразование двоичного кода в двоично-десятичный и хранение числа до следующего цикла преобразования. Если входной сигнал значительно изменился, то в конце следующего строб-импульса может быть выбран любой другой поддиапазон, напряжение на выходе которого от 0,8 до 1,6 В. Так обеспечивается автоматический выбор поддиапазона и преобразование в код участка во входном сигнале с динамическим диапазоном 40 дБ. Хронизатор 9 вырабатывает строб-импульсы и другие команды, определяющие очередность взаимодействия узлов преобразователя.

Учитывая относительно высокий уровень сигнала на выходе каждого поддиапазона (16 мВ — 1,6 В), в дальнейшем используются простые схемы нуль-органов 4, ключей 6 и входных цепей преобразователя аналог — код 7. Усилитель выборки 2 относится к наиболее сложным узлам прибора, так как к нему предъявляются жесткие требования по быстродействию, погрешности и устойчивости. Рассмотрим работу этого узла более подробно.

Усилитель (рис. 2) содержит: предварительный усилитель 1, эмиттерные повторители 3, ключи 4, конденсаторы памяти 5, выходной усилитель 6, стабильные резисторы обратной связи типа С2-13 7 и дополнительный ключ 2. Схема работает следующим образом. Импульсом длительностью 0,5 мкс, поступающим от хронизатора перед началом поступления строб-импульса (импульс 2 на рис. 1), замыкается ключ 2. При этом выходные каскады усилителя 1 принудительно выводятся из перегрузки в линейную зону. Таким способом уменьшается время переходных процессов более чем на порядок при замыкании ключей 4 и начале действия отрицательной обратной связи. По истечении 0,5 мкс от хронизатора поступает строб-импульс и замыкаются ключи 4, а ключ 2 размыкается. На время действия строб-импульса схема превращается в операционный усилитель с отрицательной обратной связью. Время установления выходного напряжения со скоростью порядка 10^7 В/с определяется в основном величиной выходного сопротивления эмиттерного повторителя 3, проходным сопротивлением ключа 4, величиной емкости конденсатора 5 и временем выхода усилителя 1 из перегрузки. Погрешность установки напряжения на выходе усилителя выборки в установившемся режиме после заряда (разряда) конденсаторов 5 зависит от погрешности отношения резисторов $R_{о.с}$ и $R_{вх}$ и коэффициента усиления схемы (произведение коэффициентов усиления усилителей 1 и 6 при разомкнутой обратной связи). После размыкания ключей 4 из-за наличия конденсаторов памяти 5 напряжение на выходе схемы остается равным на время хранения мгновенному значению напряжения, действовавшего в конце строб-импульса. Характерные параметры отдельных узлов схемы следующие.

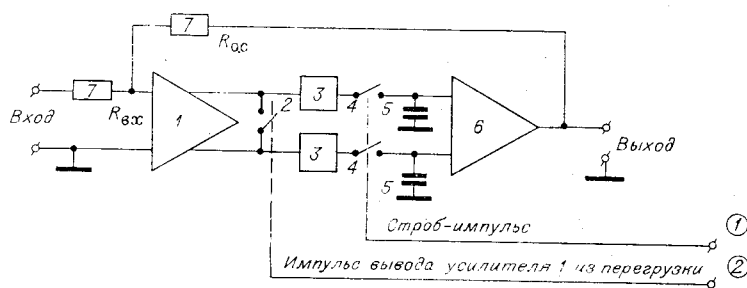


Рис. 2.

Усилитель 1 обладает малым дрейфом напряжения и тока смещения во входных цепях благодаря применению пары транзисторов, выращенных на одном кристалле с идентичными параметрами. Коэффициент усиления схемы 100—200, что позволяет свести к пренебрежительно малой величине дрейф остаточного напряжения на транзисторных ключах 4 и дрейф нуля входных цепей усилителя 6.

Усилитель 6 имеет коэффициент усиления 10—12 и служит для согласования низкого напряжения, допустимого для ключей (± 3 В), с требуемым на выходе напряжением (± 30 В). Малые токи утечек во входных цепях усилителя 6 обеспечиваются путем применения на входе полевых транзисторов с изолированным затвором.

В качестве ключей 4 используются интегральные прерыватели 1КТ011. Известно, что паразитная емкость связи в ключах между цепью управления и сигнальной является источником скачкообразного разряда конденсатора памяти в момент окончания действия строб-импульса. Величина паразитной емкости сложным образом зависит от режимов работы транзистора и внешних условий. Погрешность установления напряжения на конденсаторе во время хранения с учетом неустойчивости величины скачкообразного разряда достигает величины порядка 20 мВ. Коэффициент усиления выходного каскада 6 равен 10—12, поэтому эта составляющая погрешности соответственно будет увеличиваться. С целью уменьшения данной погрешности ключи управляются сигналами от трансформаторов с объемным витком. Величина емкости связи между сигнальной цепью и цепью управления не превышает 1—2 пФ. Скачок напряжения на накопительном конденсаторе уменьшается до 3 мВ. Путем введения идентичной цепи фиксации в противофазное плечо усилителя получим разностную, т. е. синфазную, составляющую погрешности. Нестабильность разности напряжений на конденсаторах памяти не превышает 0,2 мВ в диапазоне температур от -10 до $+40^\circ$ С. Приведенные данные соответствуют величине конденсатора памяти 300 пФ.

Нуль-органы (узлы 4 на рис. 1) могут не обладать высокой чувствительностью. При выбранном запасе шкалы преобразователя аналог — код 20% (узел 7 на рис. 1) нестабильность порога срабатывания нуль-органов может достигать 50—80 мВ. Такая величина нестабильности порога срабатывания существенно облегчает реализацию нуль-органов с высоким быстродействием. Нуль-органы представляют собой двухкаскадные усилители с непосредственными связями. Усиление схемы не менее 150, задержка распространения сигнала не более 50 нс.

Ключи (узлы 6 на рис. 1) могут выполняться на элементах, не обладающих высокими метрологическими свойствами. Каждый ключ содержит пару транзисторов, выращенных на одном кристалле с идентичными характеристиками. Транзисторы в парах используются в прямом включении. Это включение допускает присутствие на ключах сигналов с напряжением до 15 В. Сопротивление замкнутых ключей составляет 100—150 Ом. Это сопротивление совместно с выходным сопротивлением источника сигнала и паразитной емкостью нагрузки определяет длительность процесса переключения (200 нс).

Общее время выбора требуемого поддиапазона не превышает 0,6 мкс; сюда входит время установления нуль-органа, время срабатывания логических цепей узла выбора поддиапазона (узел 5 на рис. 1) и время включения выбранного ключа.

Преобразователь аналог — код (узел 7 на рис. 1) выполнен по принципу время-импульсного кодирования. С целью повышения быстродействия преобразователь содержит два генератора линейно изменяющегося напряжения для положительной и отрицательной полярности, а также две пары схем сравнения.

В соответствии с ценой единицы младшего разряда 16 мВ порог чувствительности схем сравнения не превышает 4 мВ. При выбранной частоте следования счетных импульсов 50 МГц задержка распространения сигнала задается не более 30 нс. Разность между задержками пары схем сравнения должна быть меньше половины периода повторения счетных импульсов (10 нс). Указанные характеристики реализуются схемой, содержащей трехкаскадный усилитель и формирователь, подключенный к выходу усилителя. Схема выполнена с малым входным током (5—10 мкА). Этим устраняются погрешности от падений напряжений на сопротивлениях замкнутых ключей и внутреннем сопротивлении источников сигналов.

Счет импульсов с частотой следования 50 МГц осуществляется последовательностью из трех двоичных и двух пятеричных счетчиков. Такое соединение позволяет достичь скорости счета двоичного счетчика. Представление результатов преобразования производится в двоично-десятичном коде [3, 4]. Преобразование кода счетчика в двоично-десятичный код осуществляется непосредственно в процессе счета.

ЛИТЕРАТУРА

1. Б. И. Швецкий. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. Киев, «Техника», 1970.
2. P. E. H a r r i s, B. E. S i m m o n s. Dc Accuracy in a Fast Boxcar Circuit Via a Comparator.— IEEE Trans. on Electronic Computers, 1964, Vec-13, № 3.
3. Л. А. Дубицкий. Десятичное пересчетное устройство. Авторское свидетельство № 320059.— ОИПОТЗ, 1971, № 33.
4. Л. А. Дубицкий. Десятичное пересчетное устройство. Авторское свидетельство № 328530.— ОИПОТЗ, 1972, № 6.

*Поступила в редакцию 8 декабря 1972 г.,
окончательный вариант — 31 мая 1973 г.*

УДК 621.374; 681.355

И. А. МАЛЕВИЧ, А. Ф. ЧЕРНЯВСКИЙ

(Минск)

ДВУХСКАЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ВРЕМЯ-КОД НА ДВУХ СТАБИЛИЗИРОВАННЫХ ПО ЧАСТОТЕ РЕЦИРКУЛЯЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРАХ

Основными недостатками современных время-измерительных устройств верньерного типа, использующих классическую схему на двух импульсных рециркуляционных генераторах (РГ) [1, 2], являются относительно невысокая разрешающая способность, ограниченный динамический диапазон измерений и малая стабильность параметров временной шкалы. Все перечисленные недостатки имеют место из-за низкой стабильности частоты существующих РГ.

Для повышения точности и динамического диапазона измерений верньерных устройств разработаны различные методы, из которых наиболее эффективны следующие: автоматическая подстройка частоты РГ [2, 3], синхронизация колебаний РГ высокочастотным сигналом образцового генератора [4] и формирование обеих серий импульсов, осуществляющих преобразование время — цифра, при помощи одного РГ [5].