

УДК 621.374.5; 621.317.44

В. Н. Вьюхин

*(Новосибирск)*МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА СИНТЕЗА ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ  
С ВЫСОКИМ РАЗРЕШЕНИЕМ

Приводится анализ методов уменьшения «ошибок старта» и квантования, возникающих при синтезе интервалов времени по внешнему запуску. Даются оценки параметров по частоте запуска и разрешающей способности различных методов синтеза. На уровне блок-схем описываются схемотехнические решения отдельных узлов и приводятся экспериментальные результаты, полученные при разработке синтезаторов с шагом до 100 пс в диапазоне 1 мс.

Синтезаторы интервалов времени (генераторы программируемой задержки) находят применение в измерительной технике, экспериментальной физике и технике цифровой обработки сигналов. В зависимости от решаемой задачи требуемая точность и шаг дискретизации составляют 0,1—10 нс. Например, при дискретизации широкополосных (до 1 ГГц) сигналов с целью последующей цифровой обработки требуется задавать моменты дискретизации на временной оси с разрешением до 100 пс. Под синтезаторами интервалов здесь понимаются устройства, генерирующие интервал (задержку), отсчитываемый от внешнего сигнала. Синтез интервалов времени, начало которых не привязано к внешнему сигналу, является частным случаем задачи и осуществляется аналогичными, но более простыми способами. Методы построения и схемотехника синтезаторов интервалов во многом схожи с методами и схемотехникой измерителей интервалов. Отечественные публикации, относящиеся к данной проблеме, сосредоточены в основном в [1—6]. За рубежом фирмой "Hewlett-Packard" выпускается синтезатор интервалов в виде отдельного прибора [8]. Существующие публикации не дают полного представления о методах и схемотехнике синтезаторов интервалов, а достигнутые характеристики не соответствуют мировому уровню [8]. Целью настоящей работы является систематическое изложение известных и разработанных автором методов синтеза интервалов и даны экспериментальные результаты по решению задачи синтеза интервалов с разрешением до 100 пс.

Синтез интервалов времени, так же как и их измерение, осуществляется путем счета заданного количества периодов образцовой частоты. Абсолютное значение погрешности синтеза интервалов в общем случае имеет вид:

$$\Delta t = \sigma f_0 T_c + \Delta t_1 + \Delta t_2, \quad (1)$$

где  $T_c$  — синтезируемый интервал;  $\sigma f_0$  — относительная погрешность опорной частоты;  $\Delta t_1$  — погрешность от несинхронности частоты опорного генератора и внешнего сигнала, задающего начало интервала (далее «ошибка старта»);  $\Delta t_2$  — погрешность квантования.

Погрешность опорной частоты  $\sigma f_0$  может быть уменьшена до необходимой величины выбором подходящего генератора опорной частоты: точность 5—6 десятичных знаков обеспечивает обычный кварцевый генератор, для 6—8 знаков необходим метрологический кварцевый генератор с термостатированием, для 8—12 знаков нужен соответствующий стандарт частоты.

Аддитивные составляющие погрешности  $\Delta t_1$  и  $\Delta t_2$  имеют максимальное значение в один период опорной частоты  $t_0$ . «Ошибка старта»  $\Delta t_1$  имеет случайный характер с прямоугольным распределением и дисперсией  $t_0^2/12$ . Ошибка квантования в данном случае не является случайной, ее значение известно заранее, а при синтезе целочисленных (в единицах  $t_0$ ) интервалов она отсутствует.

Для получения разрешающей способности, например, 0,1 нс необходимо выбрать значение опорной частоты 10 ГГц, что на сегодня совершенно нерешительно. Практически в настоящее время можно работать с максимальной опорной частотой 1 ГГц, однако этот путь требует применения соответствующего измерительного оборудования, элементной базы на GaAs (серия 6500) и качественной технологии многослойных печатных плат, обеспечивающей получение согласованных полосковых линий связи. В практических разработках более целесообразно использовать опорную частоту 100 МГц, а «ошибки старта» и квантования уменьшать специальными методами, исследование и разработка которых являются содержанием настоящей работы.

Погрешность квантования  $\Delta t_2$  обычно уменьшается путем использования двухшкального метода синтеза интервалов: грубая шкала задается периодом опорной частоты, точная шкала формируется специальным устройством плавной задержки — интерполятором в диапазоне  $1 \div 2$  шага грубой шкалы. В [6, 7] описано несколько типов устройств программируемой задержки, пригодных для использования в качестве интерполяторов. По способу выполнения интерполяторы можно классифицировать как цифровые, аналоговые и комбинированные (аналого-цифровые). Автором были разработаны и исследованы все перечисленные типы интерполяторов. В [1] описан цифровой 4-разрядный интерполятор с шагом 1 нс и диапазоном 15 нс, который выполнен на отрезках кабелей, коммутируемых логическими вентилями серии 1500. Шаг 1 нс является предельным для такого интерполятора и ограничен как разбросом задержек вентилях, так и неточностью изготовления и согласования кабельных линий задержки.

Аналогичным образом был выполнен интерполятор, использующий в качестве элементов задержки вентили серии 1500. Вентили соединялись последовательно в цифровую линию задержки (ЦЛЗ), отводы от которой через мультиплексор соединялись с выходом. Для измерения задержки ЦЛЗ включалась в кольцевой генератор, по частоте которого определялась задержка. В результате удалось получить шаг 1,25 нс при тщательной настройке и компоновке схемы и 2,5 нс без подстройки в диапазоне 10 нс.

Аналоговые интерполяторы могут быть выполнены на различного рода одновибраторах с управляемым током заряда/разряда и фильтрах, задержка которых регулируется изменением емкости [6, 7]. Наиболее удачным решением этой задачи является интерполятор по блок-схеме рис. 1, содержащий генератор «пилы», ЦАП и компаратор. В типичном случае он обеспечивает разрешение 8 разрядов и диапазон задержек от единиц наносекунд до миллисекунды в зависимости от параметров времязадающей цепи. Автором был разработан интерполятор по схеме рис. 1, обеспечивающий шаг задержки 125 пс в диапазоне 16 нс, нелинейность в пределах одного шага, шум (джиттер) < 50 пс. Для обеспечения высокой тактовой частоты 20 МГц в качестве генератора «пилы» использовалась мостовая диодно-транзисторная цепь с активными источниками тока заряда и разряда конденсатора.

Фирма "Analog Device" выпускает микросхемы генератора программируемой задержки AD9500, AD9501, AD9505 [9], содержащие все элементы блок-схемы рис. 1 и обеспечивающие диапазон задержек от 5 нс до 10 мкс при числе разрядов 8. При использовании этой микросхемы в качестве интерпо-

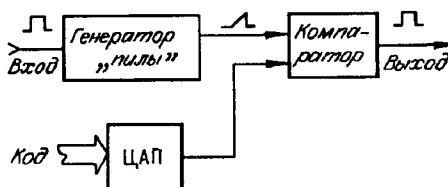


Рис. 1. Структурная схема аналогового интерполятора

лятора существенны следующие характеристики: дифференциальная нелинейность 0,5 кванта, интегральная нелинейность 1 квант, температурные коэффициенты: начальной задержки 6,5, шкалы 0,5 пс/°С, время полного разряда конденсатора 22 нс.

При двухшкальном методе синтеза интервалов требуется согласование грубой и точной шкал, а точность согласования будет определять реальную разрешающую способность синтезатора. При значении кванта грубой шкалы 10 нс диапазон интерполятора целесообразно выбрать 12,8 нс, при этом значении кванта 8-разрядного интерполятора будет 50 пс. При названных выше параметрах микросхема AD9500 обеспечивает стыковку шкал с точностью до кванта, однако температурный дрейф начальной задержки в лабораторных условиях будет в пределах двух квантов. Кроме того, источники питания должны быть стабилизированы с точностью до 1 % для исключения их влияния на масштаб и начальную задержку.

В [6] приводятся данные о разрешающей способности генераторов управляемой задержки до 1 пс. Однако такое значение получено простым делением одного числа (диапазона) на другое число (чувствительность схемы к управляющему сигналу) и не учитывает реальные шумы аппаратуры, которые также ограничивают достижимое разрешение. Источником шумов задержки являются шумы активных и пассивных элементов схемы, шум от пульсаций источников питания, наводки и помехи. Шум задержки (джиттер) микросхемы AD9500 зависит от диапазона (ориентировочно 0,2 % от шкалы) и при диапазоне 12,8 нс будет 25 пс. Ограниченная режекция по питанию 70—300 пс/В для масштаба и 150—500 пс/В для начальной задержки определяет жесткие требования к шумам источников питания.

Критерием применимости аналогового или цифрового интерполятора служит максимальная частота запуска. В цифровых интерполяторах нет явной зависимости максимальной тактовой частоты от диапазона задержки и диапазон может быть больше периода запуска. Аналоговые интерполяторы основаны на заряде конденсатора, который должен быть полностью разряжен до прихода следующего импульса. Поэтому максимальная задержка в аналоговом интерполяторе  $T_{\max} < T_{\text{зап}}$ . Если задержка будет сравнима с периодом запуска  $T_{\text{зап}}$ , то ее значение становится частотозависимым. Экспериментальное исследование различных аналоговых генераторов задержки показало, что условие частотонезависимости задержки может быть выражено таким образом:  $T_{\max} < (0,1 + 0,3)T_{\text{зап}}$ . Для правильно спроектированного интерполятора по схеме рис. 1 удастся достичь  $T_{\max} = 0,3T_{\text{зап}}$ . Это условие справедливо и для микросхемы AD9500 [9].

Таким образом, аналоговые интерполяторы по сравнению с цифровыми имеют более высокую разрешающую способность при более низкой предельной частоте запуска. Иногда полезным будет комбинированный способ построения интерполятора, при котором весь диапазон разбивается цифровым способом на поддиапазоны, внутри которых осуществляется аналоговая интерполяция. Таким образом, путем разбивки на два поддиапазона удалось повысить предельную частоту запуска интерполятора с диапазоном 16 нс с 20 до 30 МГц.

Перейдем к анализу методов уменьшения «ошибки старта»  $\Delta t_1$ . Ниже будут описаны три метода уменьшения ошибки  $\Delta t_1$ , которые также можно классифицировать как цифровой, аналоговый и аналого-цифровой методы.

Цифровой метод фазировки [5] заключается в том, что сигнал опорного генератора расщепляется элементами задержки на  $N$  фаз и при каждом запуске логическая схема пропускает на счетчик фазу, ближайшую к запуску. Следовательно, ошибка  $\Delta t_1$  уменьшается в  $N$  раз. Фазосдвигающие цепи выполняются на отрезках кабелей или на задержках вентилей. Таким методом путем тщательной настройки удастся обеспечить погрешность  $\Delta t_1$  до 1 нс при  $N = 10$ . Автором разработаны два типа фазовых синхронизаторов: синхронизатор на кабельных линиях задержки имеет  $N = 5$ ,  $\Delta t_1 = 2$  нс [1], синхронизатор на задержках вентилей по схеме рис. 2 —  $N = 4$  и  $\Delta t_1 = 2,5$  нс. Последний вариант синхронизатора не требует никакой настройки. Экспериментально



$$f_r/N = f_0 - f_r, \quad (2)$$

где  $N$  — коэффициент деления Сч1. Из (2)  $f_r = f_0N/N + 1$ .

Назначение триггера Тг3 — задержать положительный перепад с выхода смесителя на один период разностной частоты. Положительный перепад на выходе смесителя фиксирует совпадение фаз частот  $f_0$  и  $f_r$  и включает систему ФАПЧ. На каждом периоде разностной частоты  $f_0 - f_r$  фазовый детектор, работающий по фронтам, вырабатывает короткий импульс нужной полярности, который фильтруется и корректирует частоту генератора. Выходной импульс ФД формируется по следующему после разрешения работы Сч1 и ФД положительному перепаду смесителя (счетчика Сч1). Поэтому общая задержка от начала новой серии колебаний генератора до формирования управляющего воздействия в петле ФАПЧ в зависимости от исходного соотношения фаз  $f_0$  и  $f_r$  составляет  $(2 + 3)T_p$ , где  $T_p$  — период разностной частоты. Следовательно, максимальная частота запуска генератора ограничена соотношением

$$f_M < 1/3T_p. \quad (3)$$

На более высокой частоте запуска петля ФАПЧ не будет стабилизировать частоту  $f_r$ . При  $N = 32$  и  $f_0 = 100$  МГц значение максимальной частоты запуска из (3) и (2)  $f_{max} = 1$  МГц. На частотах выше максимальной используется режим работы с разомкнутой петлей ФАПЧ. Предварительно, однако, выполняется контрольная процедура, при которой запуск отключается и выходное напряжение ФД измеряется и запоминается с помощью цепочки АЦП — регистр — ЦАП. После этого коммутатором (К) петля ФАПЧ разрывается, а частота генератора  $f_r$  управляется выходным напряжением ЦАП. Максимальный синтезируемый интервал в этом режиме не превышает 1 мкс, поэтому требование к точности частоты генератора резко снижается и обеспечивается без петли ФАПЧ.

Рассмотрим вопрос о выборе опорной частоты  $f_0$ . Для получения целочисленного значения кванта грубой шкалы 10 нс значение  $f_r = 100$  МГц, а частота опорного генератора из (2) должна быть  $f_0 = f_r(N + 1)/N$ , т. е. нецелочисленная, что неудобно для практики. Был разработан дополнительный синтезатор частот, синтезирующий с помощью петли ФАПЧ из исходной кварцовой частоты 100 МГц дополнительную частоту  $f'_0 = 100$  МГц  $(N + 1)/N$ . Однако попытка использовать синтезированную таким образом частоту в качестве опорной в схеме рис. 3 привела к резкому росту шумов на выходе ФД, что, вероятно, вызвано наличием остаточной фазовой модуляции в синтезированной частоте  $f'_0$ . Поэтому в разработанном синтезаторе интервалов по схеме рис. 3 значение частоты генератора  $f_r = f_0(32/33)$ , что соответствует кванту грубой шкалы 10,3125 нс. Задаваемое значение задержки пересчитывается управляющим компьютером в коды грубой (16-разрядной) и точной (8 разрядов) шкал на основании реального значения кванта грубой шкалы с погрешностью не более кванта интерполятора, равного 50 пс. В схеме рис. 3 счетчик Сч2 и компаратор кодов (КК) образуют цепь грубой задержки.

У метода синтеза на основе фазировки нет явных ограничений на частоту запуска, но есть ограниченная точность фазировки:  $\Delta t_1 \geq 1$  нс. Метод с ФАПЧ, наоборот, методически не имеет погрешности  $\Delta t_1$ , но имеет ограниченную частоту запуска  $f_m \approx 1$  МГц.

Рассмотрим еще один метод уменьшения ошибки  $\Delta t_1$ , занимающий по названным параметрам — частоте запуска и разрешающей способности — промежуточное положение. Метод базируется на том, что ошибка  $\Delta t_1$  измеряется, а результат измерения суммируется с кодом интерполятора. Структурная схема синтезатора интервалов, реализующая этот метод, приведена на рис. 4. Селектор выделяет интервал  $\Delta t_1$  (точнее,  $t_0 + \Delta t_1$ ), который затем преобразуется в напряжение и измеряется параллельным АЦП. Полученный код суммируется с кодом точной шкалы  $N_2$ , результат суммирования поступает на интерполятор, который должен в этом случае иметь диапазон не менее двух квантов

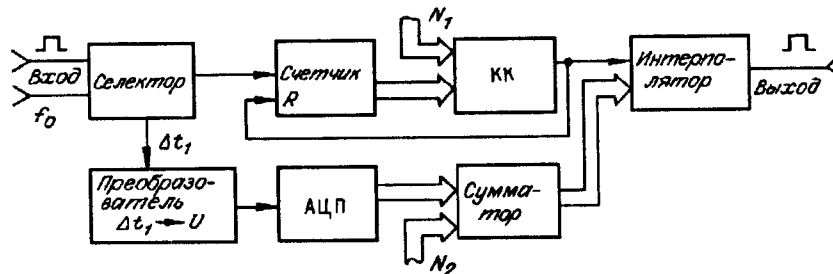


Рис. 4. Структурная схема синтезатора интервалов на основе измерителя интервалов:

$N_1$  — код задержки,  $N_2$  — код интерполятора

грубой шкалы. Счетчик и компаратор кодов обеспечивают счет числа периодов опорной частоты, заданного кодом грубой шкалы  $N_1$ .

Дадим количественные оценки точности и максимальной частоты запуска, достижимые в этом методе. Существующая техника измерения интервалов наносекундной длительности [3] обеспечивает точность 6—7 двоичных разрядов. При значении кванта грубой шкалы 10 нс и 6-разрядном АЦП 1107ПВ3 значение кванта измерителя интервалов  $\Delta t_1$  будет 200 пс. Восемьразрядный интерполятор (AD9505) с диапазоном 20 нс будет иметь погрешности в пределах кванта 100 пс. Следовательно, общая аддитивная составляющая погрешности синтеза по этому методу может быть достигнута 300 пс.

Минимальный синтезируемый интервал по данному методу (или максимальная частота запуска) определяется суммой времен срабатывания блоков: преобразователь  $\Delta t_1 \rightarrow U$ , АЦП, сумматор и интерполятор. В качестве интерполятора целесообразно использовать микросхему AD9505, имеющую малое время установления по входу данных и приспособленную для динамической установки задержки. При использовании быстродействующих элементов (АЦП серии 1107, сумматор 1500 ИП180) мертвое время синтезатора будет не более 100 нс, т. е.  $f_m = 10$  МГц. Интервалы менее 100 нс могут быть синтезированы параллельным каналом, содержащим неквадрцованный генератор с фиксированной фазой (см. рис. 3) для формирования небольшого количества меток грубой шкалы.

Таким образом, описанные здесь методы и схемотехника синтеза интервалов времени позволяют реализовать синтезаторы с шагом до 100 пс. Изложенный в настоящей работе материал по анализу различных методов синтеза и их характеристикам позволит разработчикам аппаратуры выбирать в зависимости от конкретных требований наиболее рациональный метод синтеза интервалов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вьюхин В. Н. Генератор задержки // ПТЭ. 1991. № 1.
2. Григорьев В. Ф., Данилевич В. В. Двухканальный широкодиапазонный синтезатор образцовых интервалов с наносекундным шагом дискретизации // ПТЭ. 1989. № 1.
3. Зинов В. Г., Селиков А. В. Многоканальный преобразователь время—код с интерполятором на основе параллельного АЦП // ПТЭ. 1991. № 6.
4. Зверев Е. Г., Дрянов А. И. Широкополосный многопостовый преобразователь время—код // ПТЭ. 1991. № 2.
5. Григорьев В. Ф., Данилевич В. В. Устройство дискретного фазирования высокочастотных образцовых последовательностей импульсов // ПТЭ. 1987. № 1.
6. Кочемасов В. Н., Раков А. И. Цифровые вычислительные синтезаторы двухуровневых сигналов // Зарубеж. радиоэлектрон. 1991. № 9.
7. Фелдман Р., Раски Д. Систематизированный подход к реализации программируемых задержек // Электроника. 1991. № 11, 12.
8. Hewlett-Packard Journal. 1978. 29, N 12.
9. Special Linear Reference Manual: Analog Device, 1992.

Поступила в редакцию 20 января 1995 г.