

С. О. ЧУРАЕВ

МЕТОД РЕВЕРСИВНОЙ СЛУЧАЙНОЙ ВЫБОРКИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ С ПИКОСЕКУНДНЫМ РАЗРЕШЕНИЕМ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ В ЭЛЕМЕНТАХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Предложен обеспечивающий пикосекундную точность метод измерения времени задержки по фронту и спаду сигнала в наноразмерном логическом венти́ле интегральной схемы. Приведено схемотехническое решение, реализующее данный метод измерения.

Ключевые слова: метод случайной выборки, встраиваемые времяцифровые преобразователи, пикосекундное разрешение, разделение задержек по фронту и спаду, инерциальная задержка.

Введение. При проектировании цифровых наноразмерных интегральных схем (ИС) одной из актуальных проблем остается высокоточное измерение временных параметров логических венти́лей. К основным параметрам относится значение времени задержки переключения по фронту t_r и спаду сигнала t_f , которое используется в моделях элементов при проектировании схемы в САПР. До недавнего времени данная задача решалась с помощью сравнительно простых внешних измерительных устройств, таких как осциллограф и генератор, а также линии задержки, включающей 5—10 и более однотипных, последовательно соединенных элементов.

Существует класс измерительных схем, условно классифицируемых как *встраиваемые* времяцифровые преобразователи (ВВЦП). Это специализированные схемы, выполненные по единому технологическому процессу и размещаемые вблизи объекта тестирования, обеспечивающие интенсивное контролируемое взаимодействие с ними [1]. Разместив ВВЦП рядом с объектом тестирования, можно существенно снизить влияние оборудования на объект измерения, снизить трудоемкость изготовления, энергопотребление и время измерения. В ВВЦП реализуются методы прямого отсчета, нониусного совпадения фаз, Уилкинсона, случайной выборки (МСВ) [2], фазового накопления ошибки [3, 4].

Метод случайной выборки. В классической задаче теории вероятностей определяется вероятность P попадания случайной равномерно распределенной величины X (СВ X) на известный участок длиной L , лежащий на известном интервале длиной T .

В МСВ используется предположение о том, что вероятность числа попаданий m СВ X на измеряемый участок пропорциональна L и не зависит от его положения на оси абсцисс, при условии, что события „попадания“ в измеряемый участок $P(A)$ и „промаха“ $P(\bar{A})$ СВ X будут образовывать полную группу вероятностей $P(A) + P(\bar{A}) = 1$. Для этого интервал T разбивается на k равных элементарных отрезков длиной Δt .

Тогда, зная значение T и полагая, что L связана функционально-вероятностной зависимостью с P , получим:

$$L = f(P(X), T) = T \frac{m}{m+s} = k\Delta t \frac{m}{m+s}. \quad (2)$$

При подаче тактового сигнала тестовый элемент проходит четыре циклично сменяющихся состояния „00“, „01“, „10“, „11“, из которых информативны лишь два: „01“ — задержка по фронту t_r и „10“ — задержка по спаду сигнала t_f . Частота выборки участков фронта и спада для всех интервалов пропорциональна длине этих участков. Таким образом, приравняв значение длины интервала T к периоду тактовой частоты T_{ref} , можно рассчитать время задержки по фронту и спаду сигнала:

$$t_r = \frac{m_r}{m_r + s} T_{\text{ref}}; \quad t_f = \frac{m_f}{m_f + s} T_{\text{ref}},$$

где m_r и m_f — количество попаданий СВ X в участки фронта и спада соответственно. Технически „попадания“ СВ X реализуются за счет использования элементов выборки и хранения (S/H), соединенных со входом и выходом тестируемого элемента и управляемых случайным сигналом. В дальнейшем захваченная пара сигналов подается на вход декодера „2 в 4“, где преобразуется в один из четырех сигналов разрешения работы счетчиков случайных импульсов. Поэтому через некоторое время в счетчиках начинает формироваться число, пропорциональное длине соответствующего „участка“ измерения, которое затем пересчитывается с помощью T_{ref} в величину задержки сигнала.

Метод реверсивной случайной выборки (МРСВ) с сокращением неинформативных интервалов. Основная идея метода строится на предположении о том, что задержка в тестовом элементе по отношению к длительности периода тактового сигнала $t_{r,f}/T_{\text{ref}}$ мала и является величиной постоянной. Поэтому для того чтобы уменьшить дисперсию результата измерения, следует увеличить это соотношение.

Наиболее просто уменьшить период тактовой частоты T_{ref} . Но невозможно бесконечно увеличивать частоту тактового сигнала в связи с шунтирующим действием контактной группы. Не решает проблемы и использование размещаемого на кристалле модуля умножителя частоты с автоподстройкой фазы. Кроме того, использование случайной частоты для управления элементами выборки и хранения, а также счетчиками может приводить к непредсказуемой работе схемы вследствие появления метастабильных состояний в измерительной схеме. Поэтому следует найти альтернативный способ сокращения длины неинформативных участков низкого „00“ и высокого „11“ уровней относительно величины T_{ref} .

Обозначим общее время измерения как „диапазон“ $D = NT_{\text{ref}}$ (N — число тактов). Рассмотрим случай, когда на вход буферного элемента подается случайный сигнал, а на вход элементов выборки/хранения и управляющий вход счетчиков — тактовый (рис. 1).

Момент выборки по фронту тактового сигнала по отношению к смене состояний в схеме будет являться также случайным. При этом элементарные события попадания в L и промаха не будут формировать полную группу событий для одного периода T_{ref} : $P(A) + P(\bar{A}) \neq 1$. Это условие выполнимо только для всего диапазона измерения, который будет представлять собой сумму n всех участков фронта — R_i , спада — F_i и неинформативных участков диапазона D „00“ L_i и „11“ H_i . Сгруппировав сходные участки измерения, получим:

$$\sum_{i=1}^n L_i + \sum_{i=1}^n H_i + \sum_{i=1}^n R_i + \sum_{i=1}^n F_i = NT_{\text{ref}}. \quad (3)$$

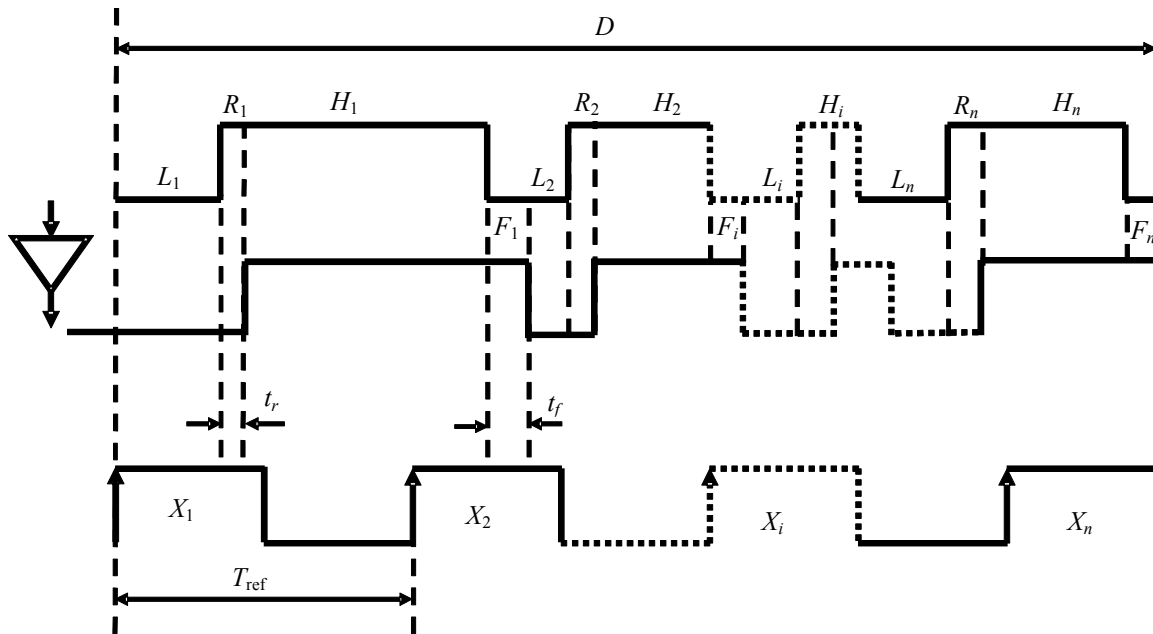


Рис. 1

Учитывая, что $R_1=R_2=\dots=R_n$ и $F_1=F_2=\dots=F_n$, запишем:

$$\sum_{i=1}^n L_i + \sum_{i=1}^n H_i + n(R + F) = NT_{\text{ref}}. \quad (4)$$

Разделив на число случайных импульсов n правую и левую части, запишем:

$$\frac{\sum_{i=1}^n L_i}{n} + \frac{\sum_{i=1}^n H_i}{n} + \frac{n(R + F)}{n} = \frac{NT_{\text{ref}}}{n}. \quad (5)$$

Величина $\frac{\sum_{i=1}^n L_i}{n}$ (и $\frac{\sum_{i=1}^n H_i}{n}$) есть не что иное, как среднее арифметическое, которое при увеличении n сходится по величине к математическому ожиданию μ_H (μ_L), тогда:

$$\mu_H + \mu_L + R + F = \frac{NT_{\text{ref}}}{n}. \quad (6)$$

Значение L можно вычислить по формуле

$$L = T_{\text{ref}} P \frac{N}{m + s} = T_{\text{ref}} \frac{m}{m + s} \frac{N}{R_n}, \quad (7)$$

где R_n — число периодов (фронтов) случайного сигнала. Таким образом, при аппаратной реализации МРСВ в схему должны добавиться счетчики числа случайных периодов сигнала n и периодов тактового сигнала N (рис. 2).

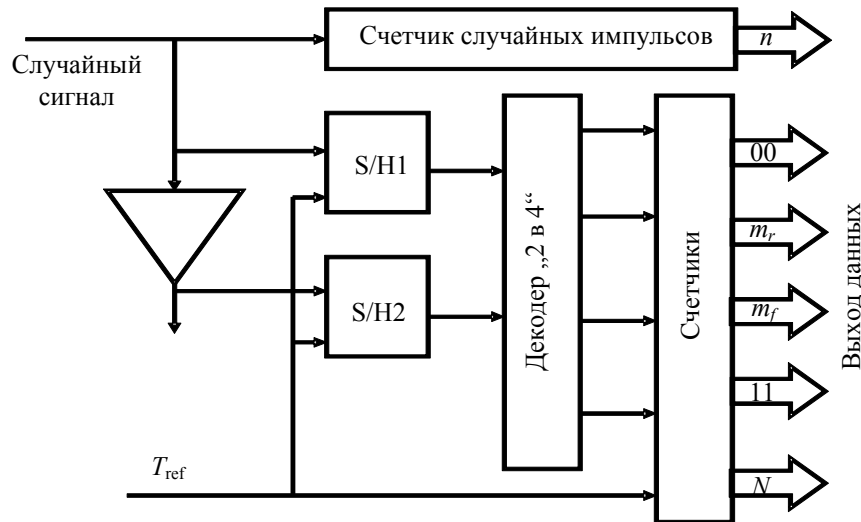


Рис. 2

К особенностям работы схемы следует отнести то, что счетчик случайных импульсов должен иметь рабочий период меньше минимально возможного времени появления случайных фронтов. Этого можно добиться, используя сумматор по модулю 2 массива кольцевых генераторов различной длины для формирования случайной частоты, а наиболее быстродействующий кольцевой генератор — для тактирования конечного автомата, подсчитывающего число случайных фронтов.

Опытным путем было установлено, что при замене опорной частоты на случайную, и наоборот, в схеме на рис. 2 количество попаданий в участок фронта m_r и спада m_f увеличивается, что позволяет более прецизионно измерять время задержки. Однако время тестирования увеличивается пропорционально уменьшению количества выборок.

МРСВ работает при условии, что максимально возможный период генерации случайного сигнала на всем диапазоне измерения меньше периода опорного сигнала. Таким образом, для увеличения эффективности работы МРСВ необходимо повышать частоту генерации случайного сигнала, но при этом не допускать работу на очень высоких частотах в граничных условиях, при которых в счетчике случайных импульсов возможно появление метастабильных состояний.

В качестве варианта решения данной задачи в схеме вместо генерации случайного сигнала может быть использован простой кольцевой „псевдослучайный“ генератор. Вследствие отсутствия синхронизации между внешним генератором (опорной частоты) и внутренним („псевдослучайным“) постоянно возрастает разность фаз, усиленная эффектами фазового дрожания сигнала, имеющего нормально распределенный характер. Тогда фазу тактирующего сигнала можно считать случайной по отношению к фазе внутреннего кольцевого генератора. Таким образом, можно более точно предсказать минимально возможную частоту работы счетчика случайных импульсов уже на этапе проектирования средствами САПР.

Необходимо отметить, что схема позволяет оценить так называемую инерциальную задержку элемента. При уменьшении длительности случайного импульса на выходах схемы формируются „ложные“ состояния фронта и спада сигнала, которые добавляются в конечный результат измерения. Зная точное значение времени задержки и вычтя его из полученного результата, можно косвенно оценить величину инерциальной задержки элемента.

Выводы. Таким образом, в данной реализации схемы частота появления участков фронта и спада сигнала существенно выше, чем в схеме, реализующей стандартный МСВ и, следовательно, количество неинформативных участков меньше. За счет этого возможно повысить прецизионность измерения, не прибегая к увеличению тактовой частоты опорного генератора или усложнению схемной реализации дополнительными модулями. Кроме того, требования к стабильности опорной частоты в данном случае играют второстепенную роль, уступая требованию формирования точного промежутка времени, характеризующего весь диапазон измерений D . В дальнейшем используя различные методы нониусного старт-стопного механизма, можно еще понизить ошибку измерения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Платунов А. Е. Теоретические и методологические основы высокоуровневого проектирования встраиваемых вычислительных систем. Дис. ... докт. техн. наук. СПб: НИУ ИТМО, 2011.
2. Maggioni S., Veggetti A., Bogliolo A., Croce L. Random sampling for on-chip characterization of standard cell propagation delay // Proc. Intern. Symp. on Quality Electronic Design. 2003. P. 41—45.
3. Ruffoni M., Bogliolo A. Direct Measures of Path Delays on Commercial FPGA Chips // Proc. 6th IEEE Workshop on Signal Propagation on Interconnects. 2002. P. 157—159.
4. Churayev S., Biryuchinskiy S., Melnikov K., Paltashev T. Phase shift accumulation method for timing characterization // Proc. IEEE 2nd Intern. Conf. on Photonics (ICP). 2011. P. 1—5.

Сведения об авторе

Сергей Олегович Чураев — аспирант; Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра вычислительной техники; E-mail: sergey.churayev@yahoo.com

Рекомендована кафедрой
вычислительной техники

Поступила в редакцию
08.02.12 г.