

Предварительная калибровка фазового интерполятора прецизионного измерителя временных интервалов

Д. Г. Калинов¹, В. И. Римлянд²

¹Дальневосточный филиал Всероссийского научно-исследовательского института физико-технических и радиотехнических измерений, Хабаровск, Российская Федерация, e-mail: kalinov.d@dfvniiftri.ru

²Тихоокеанский государственный университет, Хабаровск, Российская Федерация, e-mail: riml@pnu.edu.ru

Рассмотрены проблемы прецизионных измерений интервалов времени, результаты которых необходимы, например, для оценки метрологических характеристик структурных комплексов космических навигационных систем. Спроектирован прецизионный измеритель временных интервалов. Установлена зависимость между показаниями измерителя и размером измеряемой величины. Разработана и опробована методика предварительной калибровки фазового интерполятора с неравномерным шагом квантования из состава прецизионного измерителя временных интервалов. В процессе создания методики выбрано оптимальное значение опорной частоты и рассчитан оптимальный размер измерительной матрицы, состоящей из последовательно соединённых логических вентилей. Определена степень влияния температуры кристалла (интегральной микросхемы) FPGA на работу фазового интерполятора. Выработаны требования к испытательным сигналам и оценена возможность применения эталонных сигналов вторичных эталонов времени и частоты (например, Государственного вторичного эталона единиц времени и частоты ВЭТ 1-7) в процессе предварительной калибровки фазового интерполятора. Разработано специальное программное обеспечение для определения границ субквантов фазового интерполятора с разрешением единицы пикосекунд, рассчитаны функции плотности вероятности переходного процесса от одного субкванта к последующему. Приведены требования к спектральному составу частоты опорного сигнала и определена частотная отстройка испытательного сигнала относительно опорного. Верификация разработанной методики предварительной калибровки временного положения фазовых переходов интерполятора осуществлена путём повторных калибровок и сопоставления полученных результатов.

Ключевые слова: калибровка, интервал времени, фазовый переход, линия задержек, аппаратно-программный комплекс.

Введение. Прецизионное определение временных интервалов широко используется при решении различных научно-технических и прикладных задач в радиолокации [1], оптической связи, медицине для получения послойного изображения [2], а также при высокоточных измерениях различных физических величин.

Прецизионное измерение интервалов времени является одним из ключевых методов оценки метрологических характеристик структурных комплексов космических навигационных систем, таких как ГЛОНАСС, GPS и других [3]. Работоспособность и точность позиционирования навигационных систем базируется на время-частотных измерениях наземной инфраструктуры разнесённых в пространстве эталонных комплексов времени и частоты, которые состоят из ансамблей (3–15 шт.) стандартов частоты и времени. Рабочие шкалы эталонных комплексов, формируются на основе результатов высокоточных временных измерений [4]. Перспективное развитие навигационных систем выдвигает более высокие требования к аппаратным средствам прецизионного измерения бортовых шкал времени космических аппаратов и наземных эталонных комплексов. Одним из

основных средств измерений как наземных, так и бортовых комплексов является измеритель временных интервалов.

В общем случае результат измерения временных интервалов определяется как сумма целых периодов опорного генератора в течение измеряемого временного интервала и долей периодов, которые формируются в начале и конце измеряемого интервала. Прямой подсчёт периодов опорной частоты в измеряемом интервале позволяет измерять временной интервал с погрешностью $\pm 0,5$ периода опорной частоты. Точные измерения долей периода основаны на разбиении периода опорной частоты на необходимое количество равных частей (субкванты времени). В зависимости от выбранного метода измерения число субквантов на один период может достигать нескольких тысяч. Очевидно, что максимальная точность при оценке доли периода определяется не только количеством субквантов, но точностью и стабильностью временных границ субквантов.

Цель настоящей статьи – создание аппаратно-программного комплекса первичной калибровки фазового интерполятора с неравномерным шагом. Главной функцией фазового интерполятора является прецизионное определение

временных границ субквантов. Необходимо отметить, что временные границы субкванта на аппаратном уровне должны обладать долговременной стабильностью, т. е. оставаться неизменными на протяжении всего срока службы измерительного устройства.

Определение параметров и условий выполнения калибровки. Опорная частота. Применение в аппаратуре измерения временных интервалов опорных частот более 500 МГц оказывает существенное влияние на механизм и точность определения доли периода на концах временного интервала. Прецизионное измерение долей периода опорного генератора в начале и конце временного интервала ограничиваются не только быстродействием цифровой техники, но и способом измерения. Физически быстродействие цифровой техники с использованием многоразрядных двоичных счетчиков импульсов с ускоренным переносом ограничивается частотами 1–3 ГГц, что соответствует периоду 100–200 пс. Техническая реализация различных методов разбиения столь коротких интервалов на субкванты времени чрезвычайно сложная задача. С одной стороны, практический опыт многих авторов [5–10] в разработке подобных измерительных устройств с применением интегральных микросхем на основе кристалла FPGA (программируемая пользователем вентильная матрица) показывает, что увеличение частоты опорного генератора более 400 МГц нецелесообразно, так как в этом случае существенно усложняется схемотехническое обеспечение, а также устойчивость процесса измерения. С другой стороны, при работе на частоте менее 50 МГц требуется существенно увеличить количество субквантов, необходимых для разбиения большого периода опорной частоты. В этом случае увеличение

числа последовательно включённых звеньев задержек увеличивает нежелательное фазовое дрожание (джиттер) границ субквантов, что особенно характерно для последних звеньев цепочки. Джиттер пропорционален $\sqrt{N}$, где N – число звеньев в цепочке [3]. Таким образом, оптимальными являются измерения временных интервалов методом разбиения периода опорной частоты на субкванты времени на частотах 100–200 МГц с применением интегральных микросхем FPGA.

Субкванты. Разделение периода опорной частоты на N частей с помощью различных процедур и образования множества фиксируемых фазовых аппаратно-устойчивых состояний относительно фронта измеряемого сигнала и фронта опорного генератора подробно описаны в работе [11]. В настоящее время широко распространены дискретные фазовые интерполяторы интервала времени на базе функциональных элементов FPGA. В [3] приведены минимальные значения задержек логических элементов современных микросхем, которые соответствуют периоду 100–400 пс. Авторы настоящей статьи опробовали микросхемы Cyclone V типа 5CEFA5F23C7 (Intel, США) с опорной частотой $T_{оп} = 100$ МГц. Количество последовательно соединённых элементов равнялось 60, число параллельных процессов измерений $M = 50$, т. е. измерительная матрица содержала 50×60 элементов. Эквивалентный субквант времени составлял 1–8 пс.

Уменьшение временного разрешения. Временное разрешение уменьшали путём параллельного включения фазовых интерполяторов. Количество фиксированных фазовых состояний последовательно соединённых функциональных элементов одной цепи определяется из условия

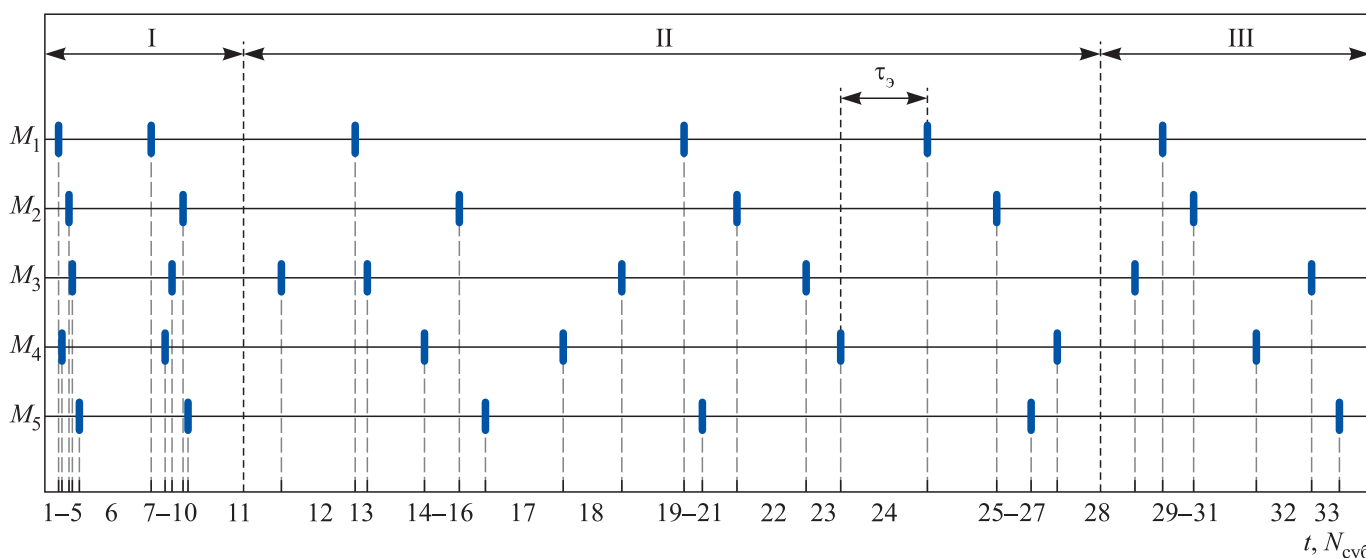


Рис. 1. Упрощённая диаграмма разбиения периода опорной частоты на эквивалентные субкванты времени:
I – зона равных задержек; II – рабочая зона; III – избыточная зона; $\tau_э$ – эквивалентный субквант; M_{1-5} – цепочки задержек

Fig. 1. Simplified diagram of dividing the reference frequency period into equivalent time subquants:
I – zone of equal delays; II – working area; III – excess zone; $\tau_э$ – equivalent subquant; M_{1-5} – delay chains

превышения суммарной задержки на 10–20 % периода опорной частоты. Избыточное количество субквантов необходимо, во-первых, для гарантированного разбиения заданного периода и, во-вторых, для исключения близких по значению задержек при параллельной организации измерительного процесса в первом десятке последовательной цепи, что обусловлено идентичностью путей распространения фронта.

На рис. 1 представлена упрощённая диаграмма, которая поясняет формирование эквивалентного субкванта времени при параллельном включении цепочек задержек для измерительной матрицы 5×6. Рабочая зона II в данном случае разбивается на 18 неравнозначных эквивалентных субквантов времени t от 11 до 28 $N_{\text{суб}}$. Фактически процесс измерения заключается в фиксации фазового состояния измерительной матрицы и определении номера эквивалентного субкванта. За расчётное значение принимается середина эквивалентного субкванта времени. Алгоритм формирования временных границ эквивалентного субкванта по состоянию измерительной матрицы требует отдельного обсуждения и в данной работе не описывается.

Рассмотрим порядок интерпретации фазового состояния матрицы в начале и конце рабочей зоны (см. рис. 1, зоны I, III), когда могут появиться отрицательные значения временных границ эквивалентных субквантов или значения, большие периода опорной частоты $T_{\text{оп}}$. Значения временных границ эквивалентных субквантов времени в рабочей зоне подлежат первичной калибровке в процессе калибровки фазового интерполятора. Точность определения временных границ эквивалентных субквантов напрямую определяет погрешность измерения временных интервалов данным способом.

В работе [11] в общем виде описан принцип измерения интервалов времени между двумя импульсными сигналами A, B с применением фазового интерполятора. Результат

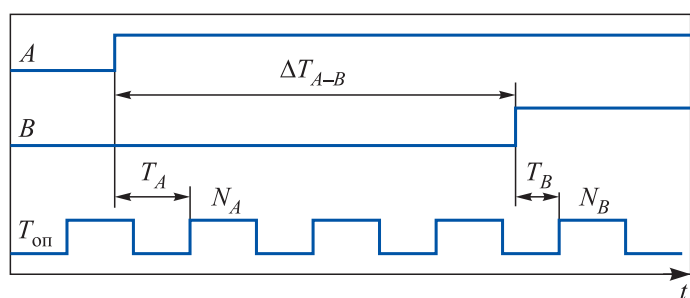


Рис. 2. Диаграмма измерения интервалов времени:

N_A , N_B – первые периоды после прихода сигналов A, B соответственно; T_A , T_B – времена между положительными фронтами A и N_A , B и N_B соответственно; $T_{\text{оп}}$ – период опорной частоты

Fig. 2. Chart for measuring time intervals:

N_A – first period after the arrival of signal A; N_B – first period after the arrival of signal B; T_A – time between the positive fronts A and N_A ; T_B – time between the positive fronts B and N_B ; $T_{\text{оп}}$ – reference frequency period

измерения определяется суммарным временем полных периодов $T_{\text{оп}}$ и модулем разности интерполяционных значений периодов T_A , T_B сигналов A, B:

$$\Delta T_{A-B} = (N_A - N_B) T_{\text{оп}} + |T_A - T_B|,$$

где N_A , N_B – первые периоды после прихода сигналов A, B соответственно.

Интерполяционное измерение в каждой цепочке задержек выполняется относительно положительных фронтов опорной частоты $T_{\text{оп}}$ в соответствии с диаграммой, представленной на рис. 2.

Размер измерительной матрицы. Предположим, что при постоянной температуре кристалла FPGA временные задержки распространения цифрового сигнала через последовательно соединённые логические вентили стабильны во времени. Однако задержки распространения сигналов в кристалле FPGA производителем не нормируются. Более того, при выполнении новой компиляции одного и того же проекта реальная схема никогда не повторяется и соответственно не повторяются значения задержек. Для кристалла FPGA Cyclone V типа 5CEFA5F23C7 задержка распространения в последовательной цепочке логических вентилей принимает значения от $-0,2$ до 2 нс при средней длительности субкванта времени $\Delta t_k = 300$ пс. Число элементов последовательной цепочки задержек, как было отмечено выше, определяется периодом опорной частоты $T_{\text{оп}}$ и средней длительностью субкванта. Например, для опорной частоты 100 МГц количество $N_{\text{посл}}$ последовательных элементов задержек определяется неравенством

$$T_{\text{оп}} / \Delta t_k < N_{\text{посл}} \approx 1,2 T_{\text{оп}} / \Delta t_k.$$

В рассматриваемом случае для $T_{\text{оп}} = 10$ нс оптимальным является 60 последовательно соединённых логических вентилей. При этом разрешающая способность фазового интерполятора будет соответствовать средней длительности субкванта Δt_k . При параллельном включении последовательных цепочек задержек с целью увеличения разрешения формируется матрица задержек, состоящая из последовательных цепочек M вентилей. Каждая цепочка содержит $N_{\text{посл}}$ логических вентилей. Размер матрицы по количеству цепочек M ограничивается числом вентилей на кристалле FPGA. Например, для матрицы из 60×50 элементов среднее разрешение составит $\Delta t_{60 \times 50} \approx 10 \text{ нс} / [(60 \times 50)k] \approx 4 \text{ пс}$, где $k = 0,8$ – коэффициент отсекающей рабочей зоны II (см. рис. 1). Реализация данной матрицы потребует более 3000 вентилей логической матрицы. Временная стабильность (джиттер) границ задержек последних элементов в цепочках соответствует 5–6 пс [3]. Поэтому дальнейшее увеличение числа логических элементов в последовательной цепочке становится нецелесообразным в связи с ухудшением стабильности временных границ эквивалентного субкванта времени.

В большинстве случаев программируемые логические матрицы предназначены для проектирования синхронного дизайна. Производитель не регламентирует время

распространения сигналов между аппаратными элементами. Для компиляции программных проектов применяют язык VHDL. После выполнения компиляции проект приобретает вид реальной схемы на основе случайных преобразований. Каждый раз происходит новая процедура компиляции одного и того же VHDL-проекта, при этом формируется новая уникальная аппаратная реализация программного проекта с индивидуальными задержками распространения сигналов. Таким образом, разработанный программный проект на кристалле FPGA Cyclone V типа 5CEFA5F23C7 фазового интерполятора автоматически формируется с неравномерным шагом квантования. Более того не представляется возможным на программном уровне оценить задержки в последовательной цепочке.

Таким образом, после каждой процедуры компиляции необходимо подвергать первичной калибровке фазовые интерполяторы, содержащие устройства на базе кристалла FPGA. Более того, согласно результатам выполненных предварительных экспериментов один и тот же скомпилированный проект, «зашифрованный» в разные микросхемы, имеет некоторые различия временных показателей. Это свидетельствует о том, что для достижения наилучших результатов потребуется предварительная калибровка каждого кристалла FPGA.

Требования по поддержанию температуры кристалла. Для достижения наилучшего результата первичной калибровки фазового интерполятора с неравномерным шагом необходимо стабилизировать температуру кристалла FPGA с максимально возможной точностью в связи с существенной зависимостью времени распространения импульсных сигналов от этой температуры [3]. Авторы настоящей статьи экспериментально установили, что для достижения погрешности 1–2 пс определения границ эквивалентного субкванта времени при первичной калибровке необходимо поддерживать температуру ядра кристалла микросхемы в пределах $\pm 0,05$ °C. В целом при изменении температуры кристалла на 1 °C граница последнего звена задержки в последовательной цепочке из 100 звеньев изменяется на 20 пс. Поэтому при первичной калибровке и непосредственно в процессе измерения необходимо измерять и поддерживать температуру кристалла FPGA с погрешностью $\pm 0,05$ °C или применять специальные компенсационные алгоритмы.

Требования к испытательным сигналам. Авторы настоящей статьи предварительно оценили необходимые вероятностные характеристики испытательных импульсных сигналов для первичной калибровки временных границ эквивалентных субквантов. За время выполнения работ, связанных с первичной калибровкой, среднее значение положения фронта импульсного сигнала относительно фронта опорной частоты $T_{оп}$ не должно изменяться более чем на 1 пс ($\Delta t_{кв} < 1$ пс). Для исключения влияния изменения периода опорной частоты на результаты калибровки необходимо, чтобы стабильность и точность частоты превышали на один два порядка заданные значения.

Можно утверждать, что случайная составляющая времени $\Delta t_{кв}$ подчиняется нормальному закону распределения

вследствие множества влияющих факторов: фазовых шумов опорного генератора; шумов импульсного буферного усилителя сигналов 1ГцPD-5RM-B (Spectradynamics, Inc., США), входных компараторов измерительного устройства и входных устройств интегральной схемы FPGA. Суммарное среднее квадратическое отклонение (СКО) положения фронта испытательного сигнала относительно фронта опорной частоты составило 9 пс, что на порядок больше требуемого значения погрешности определения границ субквантов времени. Применение статистических методов обработки в конечном итоге требует увеличения количества испытаний минимум на два порядка.

В настоящее время отсутствуют технические средства, которые формировали бы импульсные сигналы с шагом изменения задержки и выходным джиттером менее 1 пс. Поэтому прецизионную первичную калибровку необходимо выполнять методами статистической обработки стационарным в узком смысле испытательным сигналом (математическое ожидание и дисперсия временного положения фронтов которого должны быть постоянными и не зависящими от времени).

Расчёт времени калибровки. Предварительную калибровку выполняли с применением секундных импульсных сигналов 1 Гц. Общее время выполнения калибровки рассчитали исходя из следующих условий: время одного измерения $T_{изм} = 1$ с; период опорной частоты $T_{оп} = 10$ нс; шаг квантования $\Delta t_{кв} = 1$ нс; требуемое число испытаний за один шаг квантования $K = 10^2$.

Общее время $T_{к}$ калибровки определяли по формуле

$$T_{к} = T_{оп} T_{изм} K / \Delta t_{кв} = 1[с] \cdot 10^2 \cdot 10^4[нс] / 1[нс] \approx 1,2 \text{ сут.}$$

С целью набора статистических данных калибровку выполняли в течение двух суток. Таким образом, на суточном интервале наблюдения калибруемая аппаратура должна иметь относительную нестабильность $\sigma_y(\tau)$ единиц времени и частоты не более $5 \cdot 10^{-13}$.

Материально-техническая база. Для решения задач предварительной калибровки наиболее приемлемы с точки зрения технических характеристик эталонные комплексы времени и частоты. В рассматриваемом случае использовали Государственный вторичный эталон единиц времени и частоты ВЭТ 1-7, находящийся в Дальневосточном филиале ВНИИФТРИ (г. Хабаровск). К основным метрологическим характеристикам ВЭТ 1-7 относят суммарную погрешность $S_{\Sigma} \leq 10^{-14}$ (при $\tau_{и} = 10$ сут) и относительную нестабильность единиц времени и частоты шкалы $TA(Km) \sigma_y(\tau) \leq 5 \cdot 10^{-15}$ (при $\tau_{и} = 10 \dots 30$ сут), определённые в течение $\tau_{и} = 1$ год, а также пределы допускаемых смещений шкалы координированного времени $UTC(Km)$ относительно национальной шкалы времени $\Delta T_{UTC(SU) - UTC(Km)} \pm 30$ нс. Метрологические характеристики ВЭТ 1-7 многократно превышают значения, требуемые для проведения первичной калибровки фазового интерполятора методом статических испытаний.

Калибровка фазового интерполятора с неравномерным шагом. На базе Государственного вторичного эталона

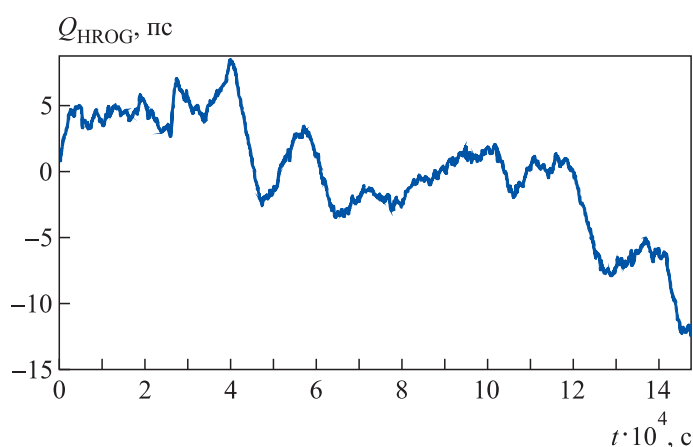


Рис. 3. Фазовый сдвиг генератора HROG-5 при отстройке частоты сигнала

Fig. 3. The magnitude of the phase shift of HROG-5 when tuning the signal frequency

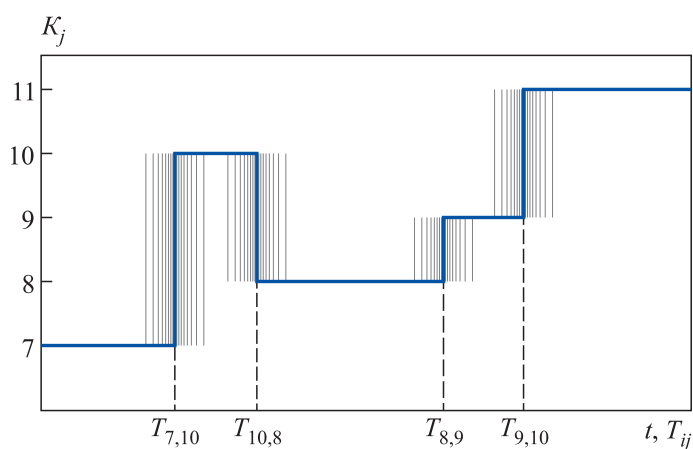


Рис. 4. Переходный процесс калибровки одной цепочки задержек

Fig. 4. Transient calibration of one delay chain

времени и частоты ВЭТ 1-7 авторы настоящей статьи реализовали аппаратно-программный комплекс первичной калибровки фазового интерполятора. В качестве опорного генератора выбрали наиболее стабильный водородный стандарт времени и частоты эталонного комплекса. Поправку к частоте опорного генератора, сформированную при сравнении с Государственным первичным эталоном времени и частоты ГЭТ 1-2012, учитывали в последующих расчётах в разработанной компьютерной программе.

На выходе водородного стандарта частоты и времени Ч1-75А формируется импульсный сигнал 1 Гц, который поступает на измеритель временных интервалов. Импульсный сигнал частотой 1 Гц водородного стандарта синхронизирован с одним из периодов выходной частоты генератора отстроек 5 МГц, поэтому при небольшой отстройке частоты с помощью генератора отстроек можно

получить импульсные сигналы со средним изменением времени между фронтами менее 0,1 пс/с. Необходимое значение отстройки частоты рассчитали исходя из следующих условий:

растрейка ΔF частоты должна обеспечить определение границ устойчивого фазового состояния интерполятора с погрешностью не более 1–2 пс;

интервал изменения временных задержек должен содержать 2–3 периода опорной частоты, т. е. 20–30 нс;

частота испытаний должна составлять 1 Гц;

время проведения первичной калибровки не должно превышать двух суток.

Указанные условия соответствуют относительной расстройке частоты 10^{-13} , поэтому фаза входного импульсного сигнала по отношению к фронту опорной частоты должна смещаться в среднем на 0,1 пс/с. Такой механизм изменения частоты в рассматриваемом случае обеспечивает генератор отстроек по фазе и частоте HROG-5 (Spectradynamics Inc., США) со следующими характеристиками: разрешение по отстройке частоты $1 \cdot 10^{-19}$; диапазон изменения относительной частоты $\pm 2 \cdot 10^{-7}$; нестабильность частоты при отстройке $1 \cdot 10^{-12}$ за 1 с, $9 \cdot 10^{-14}$ за 10 с, $9 \cdot 10^{-15}$ за 100 с, $4 \cdot 10^{-15}$ за 1000 с.

Для повышения точности калибровки программно компенсировали отклонения фазы на выходе генератора отстроек от заданных требований на основании данных фазового компаратора Time Tech 10265 (TimeTech GmbH, Германия) начальной погрешностью 0,2 пс. На рис. 3 показан фазовый сдвиг генератора HROG-5 при отстройке частоты сигнала, откуда следует, что фазовый сдвиг между опорным сигналом и испытательным сигналом 1 Гц во время эксперимента максимально может изменяться на 20 пс, что существенно влияет на результаты первичной калибровки. В результате проведённых исследований определили функцию плотности вероятности переходного процесса от одного значения звена задержки к последующему, т. е. от одного субкванта времени к другому. СКО переходного процесса составило 13–20 пс. За один переходной процесс необходимо проводить 400 или 500 испытаний.

На рис. 4 представлен результат калибровки цепочки задержек из пяти элементов. Переходной процесс состоит из неравномерного ряда случайных фазовых состояний интерполятора, соответствующих нарастающей последовательности цепочки задержек. Однако ввиду сложной структуры временных задержек в интегральной схеме возможны непоследовательные переходы фазовых состояний. Более сложные комбинации возникают, если значения задержек в линейной цепочке сравнимы с длительностью переходного процесса. Исследование данного вопроса и алгоритмов вычисления значений границ субквантов времени требует отдельного обсуждения.

На рис. 5 представлен ряд фазовых состояний интерполятора при переходе от состояния K_j к состоянию K_{j+n} в одной цепочке задержек. Возможны варианты, при которых n отлично от единицы, как было описано выше. Для оценки

момента фазового перехода применяли методику, которая заключается в формировании интегральной функции распределения частоты фазовых переходов. Под частотой фазового перехода понимали величину, обратную временному интервалу между соседними фазовыми состояниями:

$$\Delta\Phi_{j,j+n} = (t_{j+n} - t_j)^{-1}.$$

Частота фазового перехода может принимать значения $(0,03-10,00) \cdot 10^{-12}$ Гц. Максимальная частота фазового перехода определяется минимальным испытательным смещением времени 0,1 пс при равновероятном состоянии интерполятора в состояниях $j, j+n$.

Интегральная функция строится на основании результатов испытаний прямого перехода фазового состояния от K_j к K_{j+n} , так и обратного перехода. Применение прямого и обратного перехода увеличивает количество испытаний в два раза. По оси времени t последовательно строится интегральная функция частоты фазовых переходов $\Delta\Phi_{j,j+n}$ в момент времени, соответствующий середине интервала $t_{j+n} - t_j$. На завершающем этапе для удобства статистической обработки интегральная функция нормируется. В общем случае функция описывается уравнением

$$F(t) = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf} \left(-\frac{(t - T_{i,j})^2}{\sqrt{2}\sigma_{i,j}^2} \right) \right],$$

где $\operatorname{erf} t = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^t e^{-t^2} dt$ – интеграл вероятности; $T_{i,j}$ – значение времени, которое соответствует наилучшей оценке времени исследуемого фазового перехода; $\sigma_{i,j}$ – СКО нормального закона распределения.

При обработке результатов испытаний использовали математический аппарат MATLAB, в частности экспериментально полученную интегральную функцию конкретного фазового перехода обрабатывали с использованием команды FMINSEARCH для поиска минимума функции нескольких переменных. В результате определили оптимальные значения $T_{i,j}$ времени перехода фазового интерполятора от i -го значения к j -му, а также значение $\sigma_{i,j}$ (см. рис. 5). Фактически значение $T_{i,j}$ по оси времени t соответствует вероятности 0,5 перехода от состояния K_j к состоянию K_{j+n} фазового интерполятора (рис. 6).

Экспериментально установили, что для предварительной калибровки в сигналах опорной частоты не должны присутствовать низкочастотные спектральные составляющие, так как наличие этих составляющих приводит к изменению периода опорной частоты и нарушает повторяемость калибровки. Так, появление спектральной составляющей 50 МГц на уровне 50 дБ опорного сигнала 100 МГц приводит к формированию двух последовательных периодов опорной частоты, отличающихся на 15 пс,

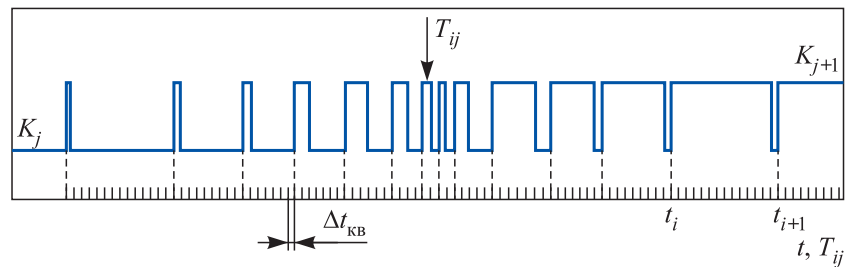


Рис. 5. Фазовые состояния интерполятора при переходе от состояния K_j к состоянию K_{j+n}

Fig. 5. Phase states of the interpolator in the transition from K_j to K_{j+n} state

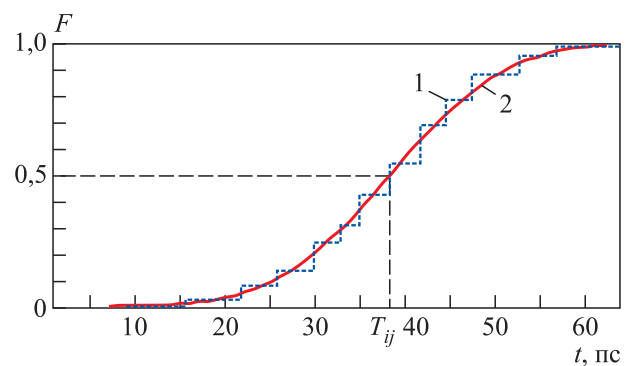


Рис. 6. Интегральная функция распределения фазового перехода интерполятора от состояния K_j к состоянию K_{j+n} :
1 – экспериментальная кривая; 2 – аппроксимированная кривая

Fig. 6. Example of an integral function of the phase transition of an interpolator from K_j to K_{j+n} state
1 – experimental curve; 2 – approximated curve

что существенно усложняет статистическую обработку. Для устранения данного недостатка в цепь сигнала опорной частоты 5 МГц от стандарта частоты и времени включили очиститель-умножитель – управляемый умножитель частоты Si53/44 (Silicon labs, США). Данное устройство имеет следующие характеристики: ультранизкий джиттер 90 фс; входные частоты от 8 кГц до 750 МГц; выходные частоты от 100 Гц до 1028 МГц. Управляемый множитель Si53/44 вырабатывает очищенный от помех сигнал, уменьшает джиттер и одновременно с этим выполняет роль умножителя частоты, формируя опорную частоту 100 МГц из входной частоты 5 МГц.

Дополнительно для уменьшения джиттера были применены высокоскоростные монолитные сверхбыстрые кремниково-германиевые SiGe компараторы на микросхеме типа HMC674LP3E (Analog devices, США) со следующими техническими характеристиками: эквивалентная ширина полосы входного сигнала 9,3 ГГц; задержка распространения 85 пс; длительность фронтов 10 пс; среднеквадратичное значение случайного джиттера 0,2 пс; минимальная длительность импульса входного сигнала 60 пс.

Первичную калибровку производили на изготовленных макетах измерителей интервалов времени ИВИ 01 (разработчик – Дальневосточный филиал ВНИИФТРИ). Достоверность калибровки и применяемых алгоритмов подтверждена повторными (в течение нескольких месяцев) калибровками временного положения фазовых переходов интерполятора. Расхождение результатов первой калибровки и последующих калибровок находилось в пределах 1–1,5 пс, что подтверждает правильность выбранных аппаратных решений и алгоритмов статистической обработки.

Заключение. Наиболее оптимальными для первичной калибровки являются вторичные эталоны единиц времени и частоты. Разработанный аппаратно-программный комплекс для калибровки временных границ эквивалентных субквантов с погрешностью 2 пс позволяет создавать средства прецизионных измерений временных интервалов с суммарной погрешностью 12 пс.

Выбранная опорная частота 100–200 МГц необходима для разбиения периода опорной частоты на субкванты времени при измерении временных интервалов с использованием интегральных микросхем FPGA. Оптимальное количество последовательно соединённых логических вентилях для периода 10 нс опорной частоты соответствует 60 элементам, высота измерительной матрицы FPGA ограничена количеством вентилях на кристалле. Экспериментально установлено, что в процессе первичной калибровки необходимо поддерживать температуру кристалла микросхемы FPGA в пределах $\pm 0,05$ °C, при выходе температуры за заданные границы необходимо применять компенсационные алгоритмы.

Расчётное значение СКО (9 пс) фронта испытательно-го сигнала относительно фронта опорной частоты значительно больше требуемой точности определения границ субквантов времени, поэтому требуется применять статистические методы обработки, что приводит к увеличению числа испытаний на два порядка. Расчётное время одной калибровки составляет около двух суток. Установленное значение (менее 20 пс) фазового сдвига между опорным и испытательным сигналом 1 Гц требует специального учёта. Оптимальное время перехода фазового интерполятора определено по экспериментальной интегральной функции конкретного фазового перехода.

Список литературы

1. Лепёхина Т. А., Николаев В. И. // Материалы 26 Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КРЫМИКО 2016)», Севастополь, 4–10 сентября 2016. Севастополь: Севастопольский государственный университет, 2016. С. 2711–2715.
2. Юсупалиев У., Радомский Н. В., Шутеев С. А., Коквин В. А., Юсупалиев П. У. Измерение интервала времени с пикосекундным разрешением для системы «лазер – времяпозиционно-чувствительный детектор излучения» // Прикладная физика. 2009. № 5. С. 113–118.
3. Калинов Д. Г., Римлянд В. И., Калинов Г. А., Грунин А. П., Мигунов Д. С. Оценка влияния основных параметров

FPGA серии CYCLONE V при проектировании цифровых преобразователей ВРЕМЯ-КОД // Ученые заметки ТОГУ. 2017. Т 8. № 3. С. 372–377.

4. Безменов И. В., Блинов И. Ю. Теоретические основы построения моделей для описания современных шкал времени и стандартов частоты: монография. Менделеево: ВНИИФТРИ, 2015. 529 с.

5. Song J., An Q., Liu S., *IEEE Transactions on Nuclear Science*, February 2006, vol. 53, no. 1, pp. 236–241. DOI:10.1109/TNS.2006.869820

6. Favi C., Charbon E., *International Symposium on Field Programmable Gate Arrays, 22–24 February 2009, Monterey, California, USA*, 2009, pp. 113–120. DOI: 10.1145/1508128.1508145

7. Wang J., Liu S., Shen Q., Li H., and An Q., *IEEE Transactions on Nuclear Science*, April 2010, vol. 57, no. 2, pp. 446–450. DOI: 10.1109/TNS.2009.2037958

8. Menninga H., Favi C., Fishburn M. W., and Charbon E., *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record, 23–29 October 2011, Valencia, Spain*, 2011, pp. 1515–1521. DOI: 10.1109/NSSMIC.2011.6154362

9. Chen Y.-H., Lu C.-W., Chang T.-Y., and Hsia C., *International Symposium on Instrumentation & Measurement, Sensor Network and Automation, 25–28 August 2012, Sanya, China*, 2012, pp. 44–47. DOI: 10.1109/MSNA.2012.6324513

10. Chen Y.-H., *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 19–23 May 2013, Beijing, China, 2013, pp. 2432–2435. DOI: 10.1109/ISCAS.2013.6572370

11. Чулков В. А. Интерполирующие устройства синхронизации и преобразователи информации. М.: Физмалит, 2010, 324 с.

References

1. Lepekhina T. A., Nikolaev V. I., *SVCh-tehnika i telekommunikacionnye tekhnologii (KRYMIKO 2016)*, *Proceeding of the 26th International crimean conference*, Sevastopol, September 4–10, 2016, Sevastopol, Sevastopol state university Publ., 2016, pp. 2711–2715 (in Russian).
2. Yusupaliev U., Radomsky N. V., Shuteev S. A., Kokovin V. A., Yusupaliev P. U., *Applied physics*, 2009, no. 5, pp. 113–119.
3. Kalinov D. G., Rimlyand V. I., Kalinov G. A., Grunin A. P., Migunov D. S., *Ehlektronnoe nauchnoe izdanie, Uchenye zametki TOGU*, 2017, vol. 8, no. 3, pp. 372–377 (in Russian).
4. Bezmenov I. V., Blinov I. Yu., *Teoreticheskie osnovy postroeniya modelei dlya opisaniya sovremennykh shkal vremeni i standartov chastoty: monografiya*, Mendeleevo, VNIIFTRI Publ., 2015, 529 p. (in Russian).
5. Song J., An Q., Liu S., *IEEE Transactions on Nuclear Science*, February 2006, vol. 53, no. 1, pp. 236–241. DOI:10.1109/TNS.2006.869820
6. Favi C., Charbon E., *International Symposium on Field Programmable Gate Arrays, 22–24 February 2009, Monterey, California, USA*, 2009, pp. 113–120. DOI: 10.1145/1508128.1508145
7. Wang J., Liu S., Shen Q., Li H., and An Q., *IEEE Transactions on Nuclear Science*, April 2010, vol. 57, no. 2, pp. 446–450. DOI: 10.1109/TNS.2009.2037958

8. Menninga H., Favi C., Fishburn M. W., and Charbon E., *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record, 23–29 October 2011, Valencia, Spain, 2011*, pp. 1515–1521. DOI: 10.1109/NSSMIC.2011.6154362

9. Chen Y.-H., Lu C.-W., Chang T.-Y., and Hsia C., *International Symposium on Instrumentation & Measurement, Sensor Network and Automation, 25–28 August 2012, Sanya, China, 2012*, pp. 44–47. DOI: 10.1109/MSNA.2012.6324513

10. Chen Y.-H., *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 19–23 May 2013, Beijing, China, 2013, pp. 2432–2435. DOI: 10.1109/ISCAS.2013.6572370

11. Chulkov V. A., *Interpoliruyushchie ustroystva sinkhronizatsii i preobrazovately informatsii*, Moscow, Fizmatlit Publ., 2010, 324 p. (in Russian).

Дата поступления: 19.12.2019.

Дата принятия: 10.03.2020.

Pre-calibration of the phase interpolator of a precision time interval meter

Denis G. Kalinov¹, Vladimir I. Rimlyand²

¹Far Eastern Branch of Russian metrological institute of technical physics and radio engineering (VNIIFTRI), Khabarovsk, Russian Federation, e-mail: kalinov.d@dfvniiftri.ru

²Pacific National University, Khabarovsk, Russian Federation, e-mail: riml@pnu.edu.ru

The problems of precision measurements of time intervals are considered, the results of which are necessary, for example, to assess the metrological characteristics of the structural complexes of space navigation systems. A precision time interval meter has been designed. The relationship between the meter readings and the size of the measured value is established. A technique for preliminary calibration of a phase interpolator with an uneven quantization step from the composition of a precision time interval meter was developed and tested. The optimal value of the reference frequency was selected and the optimal size of the measuring matrix, consisting of logic gates connected in series, was calculated. The degree of influence of the crystal temperature of the FPGA integrated circuit on the operation of the phase interpolator is determined. The requirements for test signals were developed and the possibility of using the reference signals of the secondary standards of time and frequency (for example, the State secondary standard of units of time and frequency VET 1-7) during the preliminary calibration of the phase interpolator was evaluated. Special software has been developed for determining the boundaries of the sub-quanta of the phase interpolator with a resolution of one picosecond, and the probability density functions of the transition process from one subquantum to the next are calculated. The requirements for the spectral composition of the frequency of the reference signal are given and the frequency detuning of the test signal relative to the reference is determined. Verification of the developed methodology for preliminary calibration of the temporal position of the phase transitions of the interpolator was carried out by repeated calibrations and comparison of the results.

Key words: calibration, time interval, phase transition, delay line, hardware-software complex.