

## ПРИМЕНЕНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ „ВРЕМЕННОЙ ИНТЕРВАЛ—ЦИФРОВОЙ КОД“ ДЛЯ КОНТРОЛЯ НЕПРЕРЫВНОСТИ ШКАЛЫ ВРЕМЕНИ НАВИГАЦИОННОГО КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

М. Н. УТКИН

*Российский институт радионавигации и времени, 192012, Санкт-Петербург, Россия,  
E-mail: Utkin@irt.ru*

Рассматривается способ построения частных компараторов с использованием преобразователей „временной интервал—цифровой код“ для оценки дисперсии Аллана частоты как одного из наиболее важных параметров работы бортовых часов космического аппарата. Показано, что применение интегральных преобразователей „временной интервал—цифровой код“ является перспективным направлением развития теории синтеза частотных компараторов. Выявлены основные источники погрешности оценки среднего квадратического относительного двухвыборочного отклонения частоты: шум квантования, дифференциальная нелинейность и температурные флуктуации погрешности полной шкалы; предложена структурная схема ПДА-преобразователя со сниженной чувствительностью к нелинейности временного дискриминатора. С помощью вычислительного эксперимента подтверждена корректность полученных результатов.

**Ключевые слова:** *время-цифровой преобразователь, стабильность частоты, автокалибровка, двойная коррелированная выборка, передискретизация*

**Введение.** Для обеспечения заданной достоверности навигационного поля, формируемого системой ГЛОНАСС, необходимо выполнять автономную диагностику качества формируемой космическим аппаратом шкалы времени. Для этого бортовой частотный компаратор (ЧК) выполняет непрерывный мониторинг характеристик работающих в аппарате стандартов частоты, одна из которых — дисперсия Аллана. В ЧК, основанных на методах умножения разности частот, биений, двойного смешивания, для достижения необходимой чувствительности используют большое количество аналоговых узлов, что приводит к существенному увеличению габаритов аппаратуры и потребляемой мощности [1]. Применение быстродействующих АЦП [2] в преимущественно цифровых решениях на основе метода двойного смешивания [3, 4] и корреляционного метода [5] при относительно компактном размещении требует значительной мощности.

С целью уменьшения габаритов аппаратуры и потребляемой мощности при сохранении низкого уровня собственных шумов в ЧК для измерения разности фаз входных сигналов предлагается использовать преобразователь „временной интервал—цифровой код“, реализованный на полупроводниковом кристалле. Преобразователем „временной интервал—цифровой код“ называют устройство, которое формирует на выходе цифровой код, пропорциональный длительности интервала времени между передними фронтами входных сигналов.

В настоящее время предложены интегральные преобразователи „временной интервал—цифровой код“ с малой потребляемой мощностью и ошибкой квантования, величина которой удовлетворяет текущим требованиям к точности оценки интервалов времени в бортовых ЧК [6]. Малая потребляемая мощность и высокая разрешающая способность определяют перспективность их применения для построения ЧК. В то же время детальный анализ влияния параметров преобразователя на погрешности ЧК отсутствует. В настоящей работе проанали-

зировано влияние основных нелинейных параметров преобразователя и их флуктуаций на погрешность оценки дисперсии Аллана, показан их значительный вклад в результирующую погрешность преобразования, а также предложен способ построения преобразователя с повышенной линейностью и температурной стабильностью.

**Основные характеристики преобразователей „временной интервал—цифровой код“.** Функционально преобразователи временных интервалов в цифровой код близки к АЦП: в устройствах обоих типов некоторая непрерывная величина (интервал времени или напряжения) преобразуется в цифровой код. В связи с отсутствием единой системы характеристик преобразователей „временной интервал—цифровой код“ предлагается ввести следующую терминологию, основанную на аналогичных параметрах АЦП\*. Аналогично АЦП целесообразно разделить параметры преобразователей временных интервалов на статические и динамические. Наиболее значимые статические характеристики преобразователей:

— разрядность ( $b$ ) — число разрядов цифрового кода, которое может вырабатывать преобразователь;

— разрешающая способность ( $\delta_{\text{ср}}$ ) — наибольшее расстояние между двумя соседними порогами квантования функции преобразования (ФП);

— единица младшего разряда ( $\tau_{\text{ЕМР}}$ ) — номинальный шаг квантования функции преобразования;

— погрешность начала шкалы ( $\delta_{\text{т0}}$ ) — приведенный ко входу преобразователя временной интервал, который характеризует отклонение начала ФП от заданной точки;

— абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы ( $\delta_{\text{пш}}$ ) — отклонение реальной длительности интервала времени, соответствующего конечной точке ФП, от номинальной;

— дифференциальная нелинейность ( $\delta_{\text{лд}}$ ) — максимальное отклонение от  $\tau_{\text{ЕМР}}$  разности между порогами квантования двух последовательных выходных кодов преобразователя;

— интегральная нелинейность ( $\delta_{\text{ли}}$ ) — отклонение реальной ФП в точках, делящих пополам уровни квантования, от точек на прямой линии, которая аппроксимирует эту функцию через крайние точки диапазона преобразования;

— монотонность — идентичность знаков приращения преобразуемого интервала времени и выходного кода во всем диапазоне преобразуемых интервалов;

— диапазон преобразуемых интервалов ( $\tau_{\text{ди}}$ ) — максимальная длительность временного интервала, при преобразовании которого преобразователь имеет заданные характеристики.

Поскольку входные интервалы времени преобразователя „временной интервал—цифровой код“ представлены дискретными импульсами, для описания динамических характеристик преобразователей достаточно трех параметров:

— время преобразования ( $t_{\text{п}}$ ) — интервал времени между окончанием преобразуемого интервала времени и появлением на выходе устройства соответствующего устойчивого кода;

— время установки ( $t_{\text{у}}$ ) — минимальный интервал времени между окончанием одного преобразования и началом следующего;

— максимальная частота преобразования ( $F_{\text{т}}$ ) — обратная величина к сумме  $t_{\text{п}}$ ,  $t_{\text{у}}$  и  $\tau_{\text{ди}}$ .

**Связь параметров преобразователя и точности оценки СКДО частоты.** Для описания стабильности частоты широко используется среднее квадратическое относительное двухвыборочное отклонение (СКДО) измеренного значения частоты (корень квадратный из дисперсии Аллана), которое может быть вычислено по ряду измерений поправки часов\*\*

\* Преобразователи измерительные напряжения и тока цифровые. ГОСТ 30605-98. М.: ИПК Издательство стандартов. 2003. 11 с.

\*\* Измерение времени и частоты. Термины и определения. ГОСТ 8.567-2014. М.: Стандартинформ. 2014. 16 с.

$$\sigma_y = \sqrt{\frac{1}{2(n-1)} \sum_{i=1}^{n-2} \left( \frac{\hat{u}(t_i + 2\tau_n) - 2\hat{u}(t_i + \tau_n) + \hat{u}(t_i)}{\tau_n} \right)^2},$$

где  $\tau_n$  — интервал измерения,  $n$  — число измерений,  $\hat{u}$  — оценка поправки часов, измеренная с помощью преобразователя. Линеаризованное в окрестностях точки  $u_0$  выражение для оценки поправки часов имеет вид

$$\hat{u}(t_i) = u(t_i) + \frac{\delta_{\text{пш}}}{\tau_{\text{ди}}} u(t_i) + \delta_{\tau_0} + \delta_{\text{ли}}(u_0) + \delta_{\text{кв}} + \delta_{\text{лд}}, \quad (1)$$

где  $\delta_{\text{кв}}$  — ошибка квантования.

В предположении независимости отсчетов шума квантования на выходе проанализировано влияние различных параметров преобразователя на погрешность определения СКДО частоты (табл. 1).

Таблица 1

Тип погрешности	Влияние на $\sigma_{\text{уис}}$
Аддитивный вклад	
Ошибка квантования	$\sigma_{\text{укв}} = \frac{\tau_{\text{ЕМР}}}{\sqrt{6}\tau_n}$
Погрешность начала шкалы	$\sigma_{\text{у}\tau_0} = 0$
Дифференциальная нелинейность преобразования	$\sigma_{\text{улд}} = \frac{\sqrt{2}\sigma_{\text{лд}}}{\tau_n}$
Тепловые флуктуации параметров	$\sigma_{\text{уТ}} = \left( s_{\tau_0} + s_{\text{пш}} \frac{u_0}{\tau_{\text{ди}}} \right) \sigma_T$
Мультипликативный вклад	
Абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы	$\Delta_{\text{упш}} = \frac{\tau_{\text{ди}} - \delta_{\text{пш}}}{\tau_{\text{ди}}} \sigma_y$
Интегральная нелинейность (для высокостабильных генераторов)	$\Delta_{\text{ули}} = 1$

Для идеализированного преобразователя „временной интервал—цифровой код“ погрешность оценки СКДО определяется только ошибкой квантования. При анализе реального преобразователя необходимо учитывать влияние неидеальностей ФП. Можно показать, что постоянные величины  $\delta_{\tau_0}$  и  $\delta_{\text{ли}}$  не оказывают влияния на оценку СКДО. Абсолютная погрешность в конечной точке шкалы обуславливает изменение наклона ФП преобразователя относительно номинального на величину  $\delta_{\text{пш}}/\tau_{\text{ди}}$ , что вызывает пропорциональное изменение полученной оценки СКДО. Наличие малой дифференциальной нелинейности приводит к дополнительной шумовой ошибке измерений. В работе [7] показано, что погрешность полной шкалы, как правило, не превышает 20 % и может быть уменьшена схемотехническими методами. В то же время величина дифференциальной нелинейности больше шага квантования приведет к доминированию данного вида ошибки в общей погрешности оценки СКДО частоты. Таким образом, при использовании преобразователя для оценки СКДО частоты наиболее важными статическими параметрами являются шаг квантования и дифференциальная нелинейность.

На длительных интервалах измерений неизбежно изменяется температура окружающей среды. Это приводит к флуктуациям параметров схемы, среди которых наиболее значим  $\delta_{\text{пш}}$

[8]. Полагая температурные изменения малыми, используем линейную модель зависимости погрешности от температуры:

$$\delta_{\text{пш}}(T) = \delta_{\text{пш}}(T_0) + s_{\text{пш}}\Delta T.$$

В приведенных выражениях  $s_{\text{пш}}$  имеет смысл крутизны зависимости  $\delta_{\text{пш}}$  от температуры,  $\Delta T = T - T_0$ . Можно показать, что погрешность, вносимая изменениями температуры, имеет следующую оценку:

$$\sigma_{yT} = \left( s_{\tau 0} + s_{\text{пш}} \frac{u_0}{\tau_{\text{ди}}} \right) \sigma_T,$$

где  $\sigma_T$  — СКДО температуры преобразователя. В работе [7] достигнута температурная чувствительность погрешности полной шкалы интегрального преобразователя  $\approx 0,005 \tau_{\text{ди}}/^\circ\text{C}$ , что (при  $u_0 \approx \tau_{\text{ди}}$  и типовом значении СКДО температуры в лабораторном помещении на секундном интервале времени  $1 \cdot 10^{-2} \text{ }^\circ\text{C}/\text{с}$  [9]) на интервале измерения 1 с обеспечивает  $\sigma_{yT} = 1 \cdot 10^{-11}$ . В ряде приложений эта погрешность оказывается недопустимо большой и необходима разработка методов снижения температурной чувствительности измерений.

Как видно из формулы (1), ошибки, вносимые погрешностью полной шкалы, оказывают мультипликативное влияние на погрешность оценки СКДО. Температурные флуктуации, дифференциальная нелинейность и шум квантования вносят аддитивный шум в оценку СКДО. Таким образом, на выходе ЧК

$$\hat{\sigma}_y = \sqrt{(\Delta_{\text{упш}} \sigma_y)^2 + (\sigma_{\text{укв}})^2 + (\sigma_{yT})^2 + (\sigma_{\text{улд}})^2}.$$

**Структурная схема ПДА-преобразователя.** Для снижения чувствительности оценки СКДО частоты к нелинейностям преобразователя предлагается модифицировать структурную схему устройства. Обобщенная структура предлагаемого преобразователя с передискретизацией (*oversampling*), двойной коррелированной выборкой и автокалибровкой (*ПДА-преобразователя*) представлена на рис. 1 (К — коммутатор, ЛЗ — линия задержки, ВД — временной дискриминатор, ДКВ и АК — блок двойной коррелированной выборки и автокалибровки, ДФ — цифровой децимирующий фильтр, ИГ и ОГ — сигналы исследуемого и опорного генераторов соответственно).

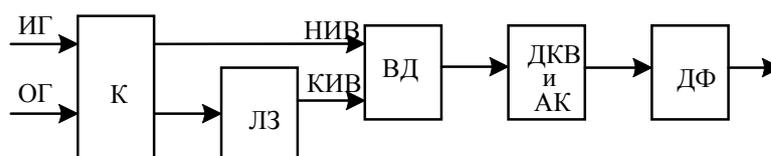


Рис. 1

Основу ПДА-преобразователя составляют ВД и ДФ. ВД осуществляет грубое квантование интервала времени между фронтами импульсов на входах начала интервала времени (НИВ) и конца интервала времени (КИВ). ВД может быть основан на любой схеме преобразователя „временной интервал—цифровой код“. Поскольку частота следования импульсов на входах НИВ и КИВ существенно превышает полосу полезного сигнала, может быть использовано свойство передискретизации, т.е. дискретизации с избыточной, относительно теоремы Котельникова, частотой, которое заключается в распределении мощности шума квантования в широкой полосе частот и уменьшении мощности шума в полосе полезного сигнала [10]. Децимирующий фильтр выделяет полосу частот исследуемого сигнала и снижает высокую частоту следования отсчетов примерно до частоты, равной удвоенной верхней границе спектра. Подавление шума квантования вне полосы полезного сигнала увеличивает отношение „сигнал/шум квантования“ эквивалентно увеличению разрядности преобразования.

Для уменьшения вклада флуктуаций погрешности начала шкалы предлагается использовать метод двойной коррелированной выборки (ДКВ) [11]. Суть метода состоит в проведении двух последовательных преобразований различных интервалов времени. На первом шаге выполняется оценка рабочего интервала времени, искаженного ошибкой квантования и погрешностью начала шкалы  $\hat{\tau}_1 = \delta_{\tau_0} + \tau + e_{\text{кв1}}$ . На втором шаге оценивается погрешность смещения начала шкалы  $\hat{\tau}_2 = \delta_{\tau_0} + e_{\text{кв2}}$ . Разность двух выборок оказывается свободной от постоянной погрешности начала шкалы:  $\hat{\tau}_1 - \hat{\tau}_2 = \tau + e_{\text{кв1}} - e_{\text{кв2}}$ .

Для уменьшения флуктуаций погрешности полной шкалы используется метод автокалибровки [12], который заключается в оценке методом ДКВ интервала времени заранее известной длительности  $t_0$ :  $\hat{t}_0 = \hat{\tau}_3 - \hat{\tau}_2 = t_0 + e_{\text{кв3}} - e_{\text{кв2}}$ . Получим комбинацию, свободную от погрешности полной шкалы:

$$\hat{\tau} = (\hat{\tau}_1 - \hat{\tau}_2) \frac{t_0}{\hat{t}_0} = \frac{\hat{\tau}_1 - \hat{\tau}_2}{\hat{\tau}_3 - \hat{\tau}_2} t_0. \quad (2)$$

Эффективное повышение разрядности преобразования с помощью передискретизации возможно при условии некоррелированности шума квантования, которое не выполняется при преобразовании медленно изменяющихся интервалов времени [15]. Для декорреляции шума предлагается использовать в линии сигнала КИВ дополнительный элемент с управляемой задержкой распространения. Как уже отмечалось, метод ДКВ обеспечивает нечувствительность преобразователя к погрешности начала шкалы  $\delta_{\tau_0}$ . В то же время данная задержка прямо входит в результаты каждого преобразования дискриминатора  $\hat{\tau}_i$ . Таким образом, при случайном характере и достаточном диапазоне изменения  $\delta_{\tau_0}$  шум квантования становится независимым с равномерно распределенным спектром [14]. Для исключения влияния дополнительной задержки на погрешность оценки исследуемого интервала времени необходимо, чтобы она была постоянна в течение трех последовательных преобразований ( $\tau_1 - \tau_3$ ).

Для описанной выше структуры был проанализирован (табл. 2) вклад неидеальностей ВД в погрешность оценки СКДО частоты преобразователя (см. рис. 1).

Таблица 2

Тип погрешности	Влияние на $\sigma_{\text{уис}}$
Ошибка квантования	$\sigma_{\text{укв}} = \frac{\tau_{\text{ЕМР}}}{\sqrt{3\Theta\tau_{\text{и}}}}$
Погрешность начала шкалы	$\sigma_{\text{у}\tau_0} = 0$
Абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы	$\sigma_{\text{упш}} = 0$
Дифференциальная нелинейность преобразования	$\frac{2\sigma_{\text{лд}}}{\sqrt{\Theta\tau_{\text{и}}}}$
Интегральная нелинейность (для высокостабильных генераторов)	$\sigma_{\text{ули}} = 0$
Тепловые флуктуации параметров	$\sigma_{\text{уТ}} = 4 \frac{\tau_{\text{ди}}}{\tau_{\text{и}}} \left( s_{\tau_0} + s_{\text{пш}} \frac{u_0}{\tau_{\text{ди}}} \right) \sigma_{\text{T}}$

Сравнив данные табл. 1 и 2, можно увидеть, что использование передискретизации позволяет при том же шаге квантования ВД и дифференциальной нелинейности обеспечить

снижение шумовой составляющей погрешности оценки СКДО в  $\sqrt{\frac{\Theta}{2}}$  раз, где  $\Theta$  — коэффициент передискретизации, численно равный отношению частоты дискретизации к удвоенной полосе децимирующего фильтра. Влияние погрешности полной шкалы на оценку СКДО устраняется путем вычисления комбинации (2), позволяющей в  $4\tau_{и}/\tau_{ли}$  раз уменьшить влияние температурной чувствительности параметров ВД на погрешность оценки СКДО частоты, что на практике составляет  $10^6$ — $10^7$ .

**Моделирование работы преобразователя.** Для подтверждения корректности полученных выражений проведен вычислительный эксперимент в среде моделирования Simulink пакета Matlab. Выполнено моделирование работы преобразователя без передискретизации и ПДА-преобразователя. При моделировании параметры преобразователя приняты следующими (для ПДА-преобразователя задавались параметры ВД):

$$\begin{aligned}\tau_{EMR} &= 25 \text{ пс}, & \tau_{ли} &= 400 \text{ нс}, \\ \delta_{пш} &= 10 \%, & \delta_{\tau 0} &= 0, \\ \delta_{лд} &= 0,9 \text{ EMR}, & \delta_{ли} &= 0.\end{aligned}$$

Для ПДА-преобразователя  $\Theta = 4$ . При моделировании поправка часов  $u$  изменялась от 10 до 20 нс с шагом 21 пс, на каждом шаге по 16 000 измерениям оценивалось СКДО измеренного значения частоты при времени выборки 1 с. Джиттер входного сигнала имеет нормальное распределение с СКО 15 пс. Дифференциальная нелинейность ВД — 0,9 EMR, среднеквадратическая дифференциальная нелинейность — 0,4 EMR.

Моделирование проведено для:

- 1) идеального преобразователя (не вносит ошибок);
- 2) преобразователя, обладающего только погрешностью полной шкалы;
- 3) преобразователя, обладающего погрешностью полной шкалы и конечной разрешающей способностью, без дифференциальной нелинейности;
- 4) преобразователя, обладающего всеми рассмотренными погрешностями.

Результаты моделирования представлены на рис. 2, для удобства их сопоставления диапазон изменения поправки часов разделен на четыре интервала по 2,5 нс каждый. На первом интервале ( $u \in [10; 12,5]$  нс) промоделирована работа идеализированного преобразователя без передискретизации и идеализированного ПДА-преобразователя, на  $u \in [12,5; 15]$  нс — преобразователей, обладающих только погрешностью  $\delta_{пш}$ , на  $u \in [15; 17,5]$  нс — преобразователей, обладающих погрешностью полной шкалы и конечной разрешающей способностью, без дифференциальной нелинейности, на крайнем правом интервале — преобразователей со всеми рассматриваемыми погрешностями.

Из графика видно, что наибольшее воздействие на погрешность оценки СКДО измеренного значения частоты оказывает  $\delta_{лд}$  (крайний правый интервал на рис. 2) — в зависимости от поправки часов величина оценки СКДО резко изменяется, отношение максимальной оценки к минимальной доходит до четырех. Это исключает возможность применения таких преобразователей в ЧК. В то же время применение предложенного в настоящей работе ПДА-преобразователя позволяет существенно уменьшить вклад всех видов погрешностей ВД в оценку СКДО, а также делает оценку СКДО нечувствительной к поправке часов. На рис. 2 помимо результатов моделирования представлены расчетные величины оценки СКДО при заданных параметрах ВД, как видно, они и результаты моделирования совпали с высокой точностью, что подтверждает корректность полученных аналитических выражений.

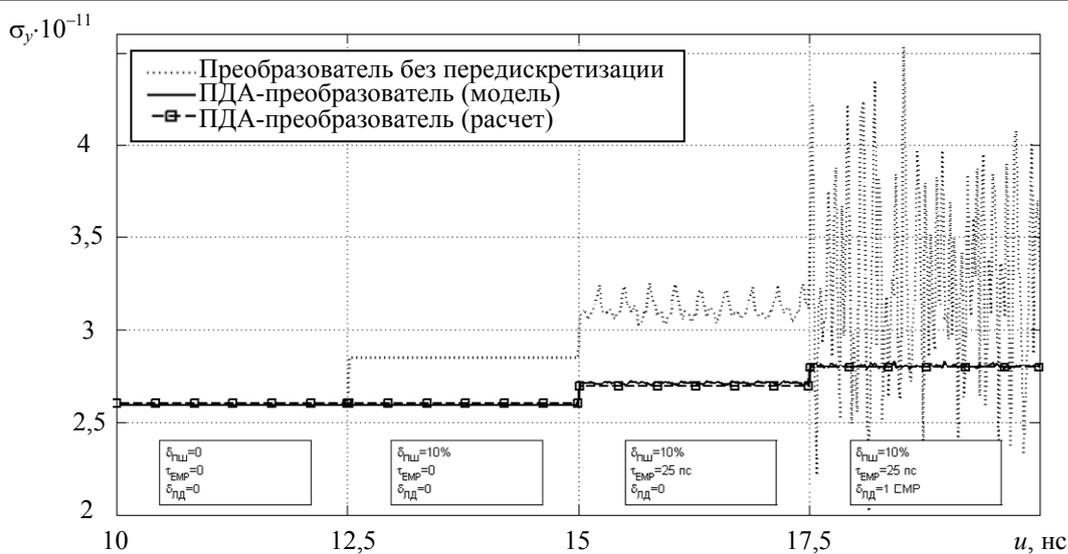


Рис. 2

**Заключение.** В статье рассмотрена возможность использования преобразователей „временной интервал—цифровой код“ для оценки СКДО частоты бортовых часов космического аппарата, показано, что применение интегральных преобразователей „временной интервал—цифровой код“ является перспективным направлением развития теории синтеза ЧК. Проанализированы основные источники погрешности оценки СКДО частоты и предложена структурная схема ПДА-преобразователя с существенно сниженной чувствительностью к нелинейности ВД. Корректность полученных результатов подтверждена вычислительным экспериментом.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Allan D. W., Ashby N., Hodge C. C. The science of timekeeping. App. note 1289. Hewlett Packard. 1997. 88 p.
2. Глухова С. А., Туинов В. В., Хорожевский И. С. Микросхемы интегральные. Цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи. М.: ЦКБ „Дейтон“, 2018. 211 с.
3. Mochizuki K., Uchino M. Frequency-Stability Measurement System Using High-Speed ADCs and Digital Signal Processing // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 2007. Vol. 56, N 5. P. 1887—1893.
4. Уткин М. Н., Шкадов С. Ю. Прототип бортового частотного компаратора для перспективных космических аппаратов ГЛОНАСС // Сб. тр. V Молодеж. науч.-техн. конф. „Инновационный арсенал молодежи“. 2014. Т. 1. С. 151—153.
5. Пат. 2041469 С1 РФ. Измеритель характеристик фазовых флуктуаций / В. А. Карелин. Опубл. 08.09.1995.
6. Straayer M. Z., Perrott M. H. A Multi-Path Gated Ring Oscillator TDC With First-Order Noise Shaping // IEEE J. of Solid State Circuits. 2009. Vol. 44, N 4. P. 1089—1098.
7. Chen C.-C., Chen P., Hwang C.-S., Chang W. A Precise Cyclic CMOS Time-to-Digital Converter with Low Thermal Sensitivity // IEEE Transactions on nuclear science. 2005. Vol. 52, N 4. P. 834—838.
8. Chen C. C., Lin S. H., Hwang C. S. An Area-Efficient CMOS Time-to-Digital Converter Based on a Pulse-Shrinking Scheme // IEEE Transactions on Circuits And Systems. 2014. Vol. 61, N 3. P. 163—167.
9. Павленко Ю. К., Уткин А. Г. Камера поддержания стабильной температуры // Метрология времени и пространства. Тез. докл. М., 2018. С. 100—103.
10. Уткин М. Н., Коротков А. С. Синтез децимирующего фильтра дельта-сигма аналого-цифрового преобразователя с малой потребляемой мощностью // Науч.-техн. вед. СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2009. № 4 (82). С. 91—96.
11. Wey H. M., Guggenbuhl W. Noise Transfer Characteristics of a Correlated Double Sampling Circuit // IEEE Transaction on Circuits and systems. 1986. Vol. 1 CAS-33, N 10. P. 1028—1030.

12. Henzler S. *Time-to-Digital Converters*. NY: Springer, 2010. 124 p.
13. Thao N. T., Vetterli M. Deterministic analysis of oversampled A/D conversion and decoding improvement based on consistent estimates // *IEEE Transactions on signal processing*. 1994. Vol. 43, N 3, P. 519—531.
14. Wannamaker R. A., Lipshitz S. P., Vanderkooy J., Wright J. N. A theory of nonsubtractive dither // *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2000. Vol. 48, N 2. P. 499—516.

**Сведения об авторе**

**Михаил Николаевич Уткин** — Российский институт радионавигации и времени, лаборатория бортовых навигационных комплексов; начальник лаборатории; E-mail: Utkin@irt.ru

Поступила в редакцию  
07.08.19 г.

**Ссылка для цитирования:** Уткин М. Н. Применение преобразователей „временной интервал—цифровой код“ для контроля непрерывности шкалы времени навигационного космического аппарата // *Изв. вузов. Приборостроение*. 2019. Т. 62, № 6. С. 542—550.

### USING TIME-TO-DIGITAL CONVERTERS TO CONTROL THE CONTINUITY OF TIMELINE FOR NAVIGATION SPACECRAFT

M. N. Utkin

*Russian Institute of Radionavigation and Time, JSC, 192012, St. Petersburg, Russia*  
E-mail: Utkin@irt.ru

A method is proposed for constructing private Comparators using time-to-digital converters to estimate the dispersion of Allan frequency, as one of the most important parameters of the onboard clock of the spacecraft. It is shown that the Application of integrated time-to-digital converters is shown to be a promising direction of development of the theory of synthesis of frequency Comparators. The main sources of error in the estimation of the mean square relative two-sample frequency deviation are identified: quantization noise, differential nonlinearity, and temperature fluctuations of the full scale error. A structural scheme of the PDA Converter with reduced sensitivity to the nonlinearity of the time discriminator is developed. Computational experiment confirms the correctness of the results.

**Keywords:** time-to-digital converter, frequency stability, autocalibration, correlated double sampling, oversampling

**REFERENCES**

1. Allan D.W., Ashby N., Hodge C.C. *The science of timekeeping*, App. note 1289, Hewlett Packard, 1997, 88 p.
2. Glukhova S.A., Tiunov V.V., Khorozhevskiy I.S. *Mikroskhemy integral'nyye. Tsifro-analogovyye i analogo-tsifrovyye preobrazovateli* (Integrated Microcircuits. D/A and A/D Converters), Moscow, 2018, 211 p. (in Russ.)
3. Mochizuki K., Uchino M. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2007, no. 5(56), pp. 1887–1893.
4. Utkin. M.N., Shkadov S.Yu. *Innovatsionnyy arsenal molodezhi* (Innovative Arsenal of Youth), Collection of works of the V Youth Scientific-Technical Conference, 2014, no. 1, pp. 151–153.
5. Patent RU 2041469 C1, *Izmeritel' kharakteristik fazovykh fluktuatsiy* (Phase fluctuation characteristics meter), Karelin V.A., Published 08.09.1995. (in Russ.)
6. Straayer M.Z., Perrott M.H. *IEEE Journal of Solid State Circuits*, 2009, no. 4(44), pp. 1089–1098.
7. Chen C.-C., Chen P., Hwang C.-S., Chang W. *IEEE Transactions on nuclear science*, 2005, no. 4(52), pp. 834–838. (in Russ.)
8. Chen C.C., Lin S.H., Hwang C.S. *IEEE Transactions on Circuits And Systems*, 2014, no. 3(61), pp. 163–167.
9. Pavlenko Yu.K., Utkin A.G. *Metrologiya Vremeni i Prostranstva* (Metrology of Time and Space), Conference abstracts, Moscow, 2018, pp. 100–103.
10. Utkin M.N., Korotkov A.S. *St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunication and Control Systems*, 2009, no. 4(82), pp. 91–96. (in Russ.)
11. Wey H.M., Guggenbuhl W. *IEEE Transaction on Circuits and systems*, 1986, no. 10(1 CAS-33), pp. 1028–1030.
12. Henzler S. *Time-to-Digital Converters*, NY, Springer, 2010, 124 p.
13. Thao N.T., Vetterli M. *IEEE Transactions on signal processing*, 1994, no. 3(43), pp. 519–531.
14. Wannamaker R.A., Lipshitz S.P., Vanderkooy J., Wright J.N. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2000, no. 2(48), pp. 499–516.

**Data on author****Mikhail N. Utkin**

— Russian Institute of Radionavigation and Time, JSC; Laboratory of on-board navigation equipment; Head of the Laboratory; E-mail: Utkin@irt.ru

**For citation:** Utkin M. N. Using time-to-digital converters to control the continuity of timeline for navigation spacecraft. *Journal of Instrument Engineering*. 2019. Vol. 62, N 6. P. 542—550 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2019-62-6-542-550