

## Особенности применения время-цифровых преобразователей для оценки характеристик стандартов частоты

© М. Н. Уткин

АО «РИРВ», г. Санкт-Петербург, Россия

Стабильность шкалы времени, формируемой стандартом частоты, является одним из наиболее важных критериев его нормальной работы. Для оперативного обнаружения аномального поведения стандарта частоты навигационного космического аппарата целесообразно использовать бортовой частотно-временной компаратор. Для снижения массы и энергопотребления компаратора предлагается строить устройство на основе преобразователей «временной интервал — цифровой код». В статье рассматриваются особенности применения преобразователей данного типа для оценки среднеквадратического относительного двухвыборочного отклонения частоты бортового эталона.

**Ключевые слова:** шкала времени, стандарт частоты, оценка нестабильности частоты, частотно-временной компаратор, время-цифровой преобразователь.

Разработка космического бортового частотно-временного компаратора накладывает жесткие требования по массе и энергопотреблению устройства. Распространенные методы оценки нестабильности частоты, такие как метод умножения разности частот [1], метод биений (гетеродинный) [2], метод двойного смешивания [3], для достижения необходимого уровня собственных шумов используют большое количество аналоговых узлов, что приводит к существенному увеличению габаритов компаратора. Преимущественно цифровые решения на основе метода двойного смешивания [4] и корреляционного метода [5] при относительно компактном размещении потребляют значительную мощность ввиду необходимости применения быстродействующих аналого-цифровых преобразователей для оцифровки входных сигналов. Для преодоления указанных недостатков рассмотренных методов предлагается построение компаратора с использованием преобразователя «временной интервал-цифровой код», или, для краткости, «время-цифровой преобразователь» (ВЦП).

В ВЦП формируется цифровой код, пропорциональный длительности временного интервала на входе преобразователя. Носителем временного интервала является взаимное расположение на временной оси двух импульсов напряжения. По своему функциональному назначению преобразователи временных интервалов в цифровой код близки к аналого-цифровым преобразователям: в устройствах обоих типов осуществляется преобразование некоторой непрерывной величины (интервала времени или напряжения) в цифровой код. В связи с отсутствием общепризнанной классификации характеристик ВЦП, предлагается использовать терминологию, основанную на аналогичных параметрах АЦП (ГОСТ 30605-98). Характеристики АЦП традиционно разделяются на две группы: статические и динамические. Указанное разделение параметров целесообразно и для преобразователей временных интервалов. Статические характеристики АЦП полностью применимы в ВЦП и не требуют отдельного пояснения. Наиболее значимыми характеристиками являются: разрядность, разрешающая способность, единица младшего разряда ( $\tau_{\text{EMП}}$ ), погрешность начала шкалы ( $\delta_{\tau 0}$ ), абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы ( $\delta_{\text{ПШ}}$ ), интегральная ( $\delta_{\text{ЛИ}}$ ) и дифференциальная ( $\delta_{\text{ЛД}}$ ) нелинейности, диапазон преобразуемых интервалов ( $\tau_{\text{ДИ}}$ ). Входные интервалы времени ВЦП представлены дискретными импульсами, что делает ненужной операцию дискретизации. Из-за этого динамические параметры ВЦП достаточно полно описываются тремя параметрами: время преобразования, время установления и максимальная частота преобразования.

Для описания стабильности частоты традиционно используется среднее квадратическое относительное двухвыборочное отклонение (СКДО) измеренного значения частоты, которое может быть вычислено по ряду измерений поправки часов:

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

где  $\tau_{\text{И}}$  — интервал измерения;  $n$  — количество вариаций;  $\hat{u}$  — оценка поправки часов, измеренная с помощью ВЦП.

Линеаризованное в окрестностях точки  $u_0$  выражение для оценки поправки часов имеет вид:

$$\hat{u}(t_i) = \frac{\tau_{\text{ДИ}} + \delta_{\text{ПШ}}}{\tau_{\text{ДИ}}} \cdot \frac{\tau_{\text{EMП}}}{\tau_{\text{EMП}} + \delta_{\text{ЛД}}(u_0)} \cdot u(t_i) + \delta_{\tau 0} + \delta_{\text{ЛИ}}(u_0) + \delta_{\text{КВ}},$$

где  $\delta_{\text{КВ}}$  — ошибка квантования, а также учтена нелинейность функции преобразования ВЦП  $\delta_{\text{ЛД}} = f_1(u)$ ,  $\delta_{\text{ЛИ}} = f_2(u)$ .

В предположении независимости отсчетов шумов квантования, формируемых ВЦП, было проанализировано влияние различных параметров ВЦП на погрешность определения СКДО измеренного значения частоты. Результаты анализа приведены в таблице.

Таблица

Влияние параметров ВЦП на погрешность определения СКДО

Тип погрешности	Влияние на $\sigma_y^{\text{ИС}}$
Ошибка квантования	$\sigma_y^{\text{кв}} = \frac{\tau_{\text{ЕМР}}}{\sqrt{12}\tau_{\text{и}}}$
Погрешность начала шкалы	$\sigma_y^{\tau_0} = 0$
Абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы	$\sigma_y^{\text{пш}} = \frac{\delta_{\text{пш}}}{\tau_{\text{ди}}} \sigma_y$
Дифференциальная нелинейность преобразования	$\sigma_y^{\text{лд}} = \frac{\delta_{\text{лд}}}{\tau_{\text{ЕМР}} + \delta_{\text{лд}}} \sigma_y$
Интегральная нелинейность (для высокостабильных генераторов)	$\sigma_y^{\text{ли}} = 0$

Суммарная погрешность оценки СКДО, вносимая измерительным средством ( $\sigma_y^{\text{ИС}}$ ), оценивается как корень из суммы квадратов отдельных составляющих погрешности:

$$\sigma_y^{\text{ИС}} = \sqrt{(\sigma_y^{\text{кв}})^2 + (\sigma_y^{\tau_0})^2 + (\sigma_y^{\text{пш}})^2 + (\sigma_y^{\text{лд}})^2 + (\sigma_y^{\text{ли}})^2}.$$

Как видно из выражения для ошибки квантования, погрешность оценки СКДО, вносимая преобразователем, пропорциональна шагу квантования и обратно пропорциональна интервалу измерения. В то же время СКДО стандарта частоты на интервалах измерения от десятков миллисекунд до нескольких часов пропорционально  $1/\sqrt{\tau_{\text{и}}}$ . Отсюда следует, что оценка СКДО на малых интервалах наблюдения накладывает наиболее жесткие требования к шагу квантования ВЦП. В настоящее время ЕМР интегральных ВЦП перешагнула порог 1 пс, что соответствует погрешности оценки СКДО

$$\sigma_y^{\text{кв}} = \frac{2.9 \cdot 10^{-13}}{\tau_{\text{и}}}.$$

Постоянная погрешность начала шкалы и интегральная нелинейность не оказывают влияния на оценку, т.к. приводят к появлению постоянной ошибки в оценках поправки шкалы, которая уничтожается при вычислении СКДО. Абсолютная погрешность в конечной точке шкалы обуславливает изменение наклона функции преобразования ВЦП относительно номинального значения на величину  $\delta_{\text{пш}}/\tau_{\text{ди}}$ , что вызывает пропорциональное масштабирование полученной оценки СКДО. Наличие малой дифференциальной нелинейности приводит к локальному изменению наклона функции преобразования на величину  $\frac{\delta_{\text{лд}}}{\tau_{\text{ЕМР}} + \delta_{\text{лд}}}$ , что также вызовет

пропорциональное масштабирование полученной оценки СКДО. Анализ литературы показывает, что погрешность полной шкалы редко превышает 20 % и может быть уменьшена схемотехническими методами. В то же время дифференциальная нелинейность может превышать шаг квантования, что приведет к отличию оценки СКДО от истинного значения в несколько раз. Таким образом, для оценки СКДО частоты квантового генератора должны использоваться высоколинейные ВЦП, для которых справедливо соотношение  $\delta_{\text{лд}} \ll \tau_{\text{ЕМР}}$ .

На длительных интервалах измерений неизбежно изменяются параметры окружающей среды, в первую очередь температура. Это приводит к флуктуации параметров преобразователя, среди которых наиболее значимы погрешности начала шкалы и полной шкалы. Полагая температурные изменения малыми, используем линейную модель зависимости погрешностей от температуры:

$$\begin{aligned}\delta_{\tau_0}(T^\circ) &= \delta_{\tau_0}(T_0^\circ) + s_{\tau_0} \Delta T^\circ; \\ \delta_{\text{пш}}(T^\circ) &= \delta_{\text{пш}}(T_0^\circ) + s_{\text{пш}} \Delta T^\circ.\end{aligned}$$

Здесь  $s_{\tau_0}$  и  $s_{\text{пш}}$  имеют смысл крутизны зависимости соответствующего параметра от температуры,  $\Delta T^\circ = T^\circ - T_0^\circ$ .

Можно показать, что погрешность, вносимая изменениями температуры пропорциональна СКДО температуры на интервале измерений ( $\sigma_T$ ):

$$\sigma_y^T \leq (s_{\tau_0} + s_{\text{пш}}) \sigma_T.$$

Поскольку измерения СКДО температуры редко проводятся, и, как правило, известна только максимальная скорость изменения температуры  $\max(dT^\circ/dt)$ , можно получить более практически значимое выражение, оценив сумму сверху:

$$\sigma_y^T \leq \frac{2}{3} \max\left(\frac{dT^\circ}{dt}\right) (s_{\tau_0} + s_{\text{пш}}).$$

При условии  $\delta_{\tau_0} \ll \tau_{\text{ди}}$  первым слагаемым в сумме можно пренебречь. В настоящее время достигнута температурная чувствительность погрешности полной шкалы интегральных ВЦП около 20 пс/°С, что при условии поддержания скорости изменения температуры 1°С/мин обеспечивает погрешность оценки СКДО  $\sigma_y^T \leq 2.2 \cdot 10^{-13}$ . Очевидно, что в ряде приложений данная погрешность оказывается недопустимо большой и необходима разработка методов снижения температурной чувствительности измерений.

Таким образом можно сформулировать основные особенности использования ВЦП для оценки стабильности частоты квантового стандарта:

1) применение интегральных ВЦП для построения бортовых частотных компараторов позволяет понизить потребляемую компаратором мощность;

2) наиболее жесткие ограничения на величину шага квантования ВЦП оказывает наименьший необходимый интервал измерений СКДО;

3) наибольший вклад в погрешность оценки СКДО, помимо шума квантования, вносят дифференциальная нелинейность ВЦП и температурные флуктуации погрешности полной шкалы.

### **Литература**

1. *Lijuan W., Zhendong Y.* Time-domain Measurements of Frequency Stability // 8th International Conference on Electronic Measurement and Instrument. — 2007. — Т. 1. — С. 639–643.

2. *Riley W. J.* Handbook of frequency stability analysis. NIST Special Publication 1065. — NIST, 2008. — 136 с.

3. *Allan D. W., Daams H.* Picosecond Time Difference Measurement System // Proc. 29th Annual Symposium on Frequency Control. — 1975. — P. 404–411.

4. *Mochizuki K., Uchino M.* Frequency-Stability Measurement System Using High-Speed ADCs and Digital Signal Processing // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. — 2007. — Т. 56, № 5. — С. 1887–1893.

5. Патент. 2041469.С1 Рос. Федерация, МПК G01R25/00. Измеритель характеристик фазовых флуктуаций / Карелин В. А.; заявитель и патентообладатель Российский институт радионавигации и времени. — Заявл. 07.07.92; опубл. 09.08.95.

## **Peculiarities of the Time-to-Digital Converter Application in Order to Estimate the Characteristics of Frequency Standards**

**M. N. Utkin**

Stability of a time scale formed by a frequency standard is one of the most important criteria for its normal operation. It is reasonable to use an onboard time-and-frequency comparator for quick detection of the frequency standard's abnormal behavior in navigation space vehicles. It is suggested to create a device on the basis of the "time interval to digital code" converters to reduce the comparator's mass and energy consumption. The paper considers the peculiarities of such a converter application in order to estimate the RMS relative two-choice frequency departure of the onboard reference.

**Keywords:** time scale, frequency standard, frequency instability estimation, time-and-frequency comparator, time-to-digital converter.