

Метод оценки фазовой стабильности прецизионных генераторов на основе двухканальной обработки цифрового комплексного сигнала

© В. А. Карелин, А. С. Смельчаков

АО «РИРВ», г. Санкт-Петербург, Россия

Измерение стабильности частоты сигналов высокостабильных генераторов, создаваемых на новых физических принципах, в настоящее время является одной из наиболее актуальных задач. Предлагается новый фазовый алгоритм оценки спектральной мощности фазовых флуктуаций, не требующий использования эталонного опорного сигнала.

Ключевые слова: цифровой комплексный сигнал, атомный стандарт частоты и времени, флуктуации фазы, фазовая стабильность.

Введение

Разработка современных эталонов частоты и времени высокой стабильности сталкивается с проблемой наличия источника опорного сигнала, флуктуационные характеристики которого в несколько раз ниже аналогичных характеристик исследуемого сигнала. В особенной степени актуальность этой проблемы проявляется при создании стандартов частоты на прорывных пионерских принципах. Поэтому разработка алгоритмов измерения фазовой (частотной) стабильности, не требующих обязательного использования эталонного опорного сигнала, является актуальной задачей.

Алгоритм оценки фазовых флуктуаций

Модель наблюдаемого сигнала представим в виде:

$$s(t) = A \sin[2\pi f t + \theta(t) + \phi_0] + n(t), \quad (1)$$

где f — значение частоты сигнала исследуемого генератора, $\theta(t)$ — стохастические фазовые возмущения характерными шумами со степенными спектральными плотностями вида

$$S(\omega) = \omega^\gamma, -2 \leq \gamma \leq 2, \quad (2)$$

$n(t)$ — аддитивный шум измерительной системы, φ_0 — начальная фаза, которая для оценки $\theta(t)$ не имеет принципиального значения и в дальнейших рассуждениях может быть опущена. Такой сигнал имеет, как правило, постоянную амплитуду A и узкую спектральную полосу ΔF_s то есть $\frac{\Delta F_s}{f_0} \leq 1$. Из уз-

кополосного сигнала можно сформировать аналитический сигнал с помощью алгоритма, в котором операции формирования квадратур и гетеродинирование сигнала совмещены с процессом аналого-цифрового преобразования (АЦП) [1]. Данный метод позволяет с помощью одного АЦП получать обе квадратурные компоненты. Такая возможность связана со стробоскопическим эффектом: если брать отсчеты смеси (1) с учетверенной частотой опорного сигнала $4f_0$, то получим пары квадратурных компонент с чередующимися знаками. В случае узкополосного сигнала (1) брать так часто выборки нет необходимости: те же чередующиеся квадратуры можно получить, если частоту квантования выбрать в виде:

$$f_s = \frac{4f_0}{2m+1}, m = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (3)$$

Значение m определяется быстродействием АЦП и производительностью процессора цифровой обработки сигналов (ЦОС). В результате дискретизации получаем сигнал:

$$s(n) = A \sin \left[\frac{\pi}{2} n + \theta(n) + \theta_s(n) \right], \quad (4)$$

где $\theta_s(n)$ — флуктуации фазы сигнала временной дискретизации. Здесь учтено, что при четном m $\pi n m$ кратно 2π , а при нечетном m функция \sin меняет знак, формирование квадратурных выборок представлено на рис. 1.

Выражение (4) показывает, что при временной дискретизации спектр сигнала перенесен на относительную частоту $\frac{\pi}{2}$ рад/выборка, то есть в центр полосы Котельникова. В самом деле, при дискретизации в АЦП центральная частота сигнала переносится на частоту

$$f_i = |f_0 - if_s|, \quad (5)$$

где i — номер ближайшей к f_0 гармоники f_s . Значение i , а следовательно и f_i , найдем из решения систем неравенств:

$$\begin{aligned} (1 - i \frac{4}{2m+1}) \leq 0 & \quad \text{либо} \quad (1 - i \frac{4}{2m+1}) \geq 0 \\ (1 - (i-1) \frac{4}{2m+1}) \geq 0 & \quad (1 - (i+1) \frac{4}{2m+1}) \leq 0. \end{aligned} \quad (6)$$

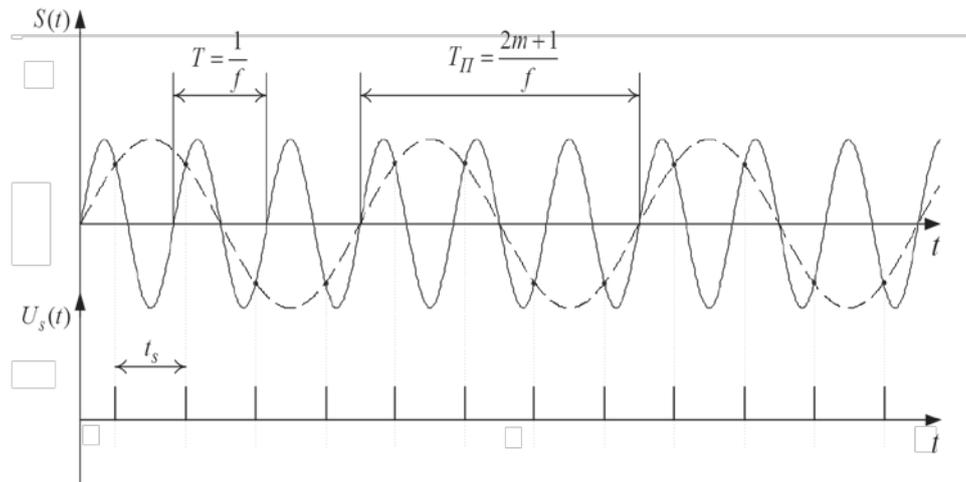


Рис. 1 Формирование выборок цифрового комплексного сигнала при $m = 1$

Из решения (6) получим $i = m/2$ при четном m и $i = (m+1)/2$ при нечетном m , а частота $f_i = f_0 / (2m+1) = f_s / 4$, что подтверждает перенос спектра измеряемого сигнала при дискретизации в область относительной частоты $\frac{\pi}{2}$ рад/выборка, где фазовый алгоритм оценки наиболее эффективен [2]. Более того, перенос спектра узкополосного сигнала в центр полосы Котельникова позволяет осуществить цифровую фильтрацию выборок сигнала $s(n)$ с целью повышения отношения сигнал/шум. Например, использование каскадного интегрально-гребенчатого фильтра (СІС — cascaded integral-comb filter) четвертого порядка с параметром гребенчатого фильтра $D = 3$ повышает отношение сигнал/шум на выходе на 40 дБ. Учитывая, что в рассматриваемом случае основной помехой является шум квантования по уровню, применение цифровой фильтрации существенно улучшает разрешающую способность фазового алгоритма оценки. Выборки сигнала на выходе фильтра выражаются аналогично (4), но вместо аддитивного шума $\eta(n)$ следует записать $\eta^*(n)$ — помеха существенно подавленная фильтрацией. Поскольку оценки флуктуаций получаются обработкой отсчетов фазы сигнала, необходим синтез фазового дискриминатора. Для этого разобьем выборки $s(n)$ на группы, по четыре отсчета в каждой, положив $n = 4k + i$, где $k = 0, 1, 2, 3, \dots$, $i = 0, 1, 2, 3$. При этом из (4) получим тетрады выборок как это показано на рис. 1:

$$e_0(k) = A \sin[\theta(4k) + \theta_s(4k)], \quad e_1(k) = A \cos[\theta(4k) + \theta_s(4k)],$$

$$e_2(k) = -A \sin[\theta(4k) + \theta_s(4k)], \quad e_3(k) = -A \cos[\theta(4k) + \theta_s(4k)].$$

Здесь учтено, что внутри тетрады, то есть на длительности периода преобразованного сигнала $\theta(4k+i) \approx \theta(4k)$ и $\theta_s(4k+i) \approx \theta_s(4k)$.

Оценка фазы сигнала получается в виде:

$$\theta(k) + \theta_s(k) = \operatorname{arctg} \frac{e_0(k) - e_2(k)}{e_1(k) - e_3(k)}. \quad (7)$$

Перейдем к алгоритму оценки фазовых флуктуаций исследуемого сигнала. Структурная схема анализатора фазовых флуктуаций представлена на рис. 2. Сигнал испытуемого генератора 1 поступает на входы АЦП 4, синтезатора квантующего сигнала 2 и делителя частоты 3. С помощью АЦП 4 и 5 осуществляется дискретизация по времени и по уровню соответственно сигналов $s(t) = A \sin[2\pi f t_n + \theta(t_n)]$ и $s_1(t) = A \sin[(2\pi f t_n)/(2m+1) + \theta(t_n)/(2m+1)]$.

Дискретное время t_n можно получить из уравнения:

$$2\pi \frac{4f}{2m+1} t_n + \theta_s(t_n) = 2\pi n, \text{ где } n = 0, 1, 2, \dots$$

$$t_n = n \frac{2m+1}{4f} - \frac{(2m+1)\theta_s(t_n)}{8\pi f}.$$

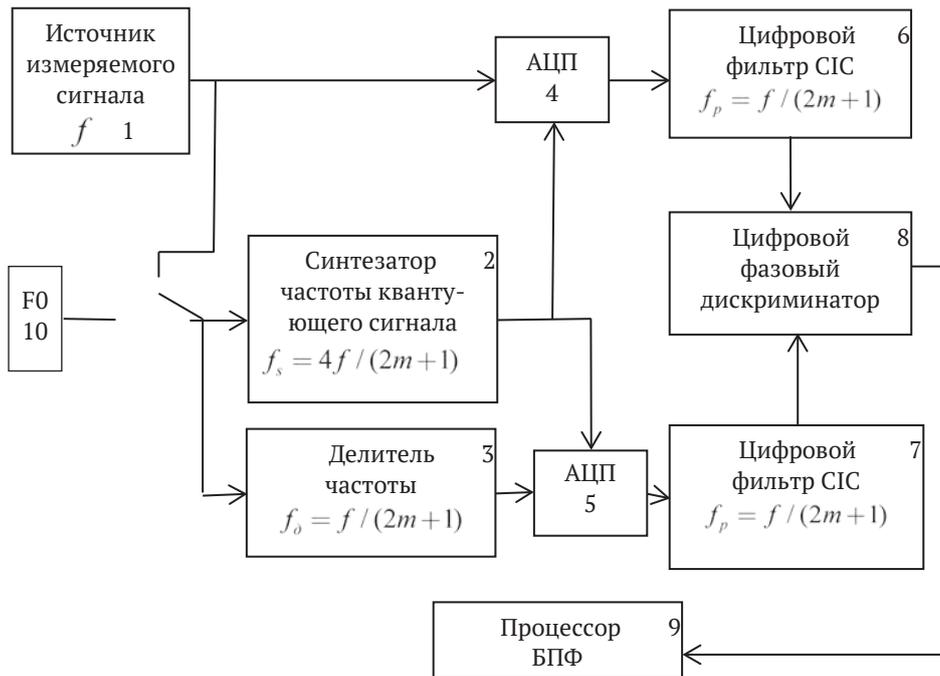


Рис. 2. Структурная схема анализатора фазовых флуктуаций

Отсюда можно выразить выборки сигналов $s(n)$ и $s_1(n)$ с учетом (4) в виде:

$$s(n) = A \sin\left[\frac{\pi}{2}n + \theta(n) - \frac{2m+1}{4}\theta_s(n)\right], \quad (8)$$

$$s_1(n) = A \sin\left[\frac{\pi}{2}n + \theta(n) / (2m+1) - \theta_s(n) / 4\right]. \quad (9)$$

Выборки сигналов $s(n)$ и $s_1(n)$ подвергаются цифровой фильтрации в СИС фильтрах 6 и 7 с целью снижения шума квантования и ошибки «элайсинга» и поступают на цифровой фазовый дискриминатор, работающий по алгоритму (7). Проанализируем разность фаз между сигналами каналов основной частоты и поделенной. Синтезатор 2 частоты квантующего сигнала построен на основе фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) с делителями частоты опорного и подстраиваемого сигналов. Поэтому при анализе фазовой разности необходимо рассмотреть два случая.

Оцениваются фазовые флуктуации, частоты ω спектральной плотности мощности (СПМ) которых расположены выше полосы пропускания ΔF ФАПЧ $\omega \geq \Delta F$. В этом случае флуктуации $\theta(n)$ и $\theta_s(n)$ не коррелированы и происходит частичная компенсация $\theta_s(n)$ при вычислении разности фаз, так как выборки в каналах основной и поделенной частоты берутся одновременно. Поэтому имеем из (9) и (10):

$$\Delta\phi(n) = \phi - \phi_1 = \frac{2m}{2m+1}\theta(n) - \frac{m}{2}\theta_s(n). \quad (10)$$

Частоты СПМ $\omega \leq \Delta F$. В этом случае $\theta(n)$ и $\theta_s(n)$ коррелированы. Выражения (9) и (10) в этом случае показывают, что зависимость сдвига фаз $\Delta\phi(n)$ от $\theta(n)$ теряется. Следовательно, работоспособность способа обеспечивается при применении узкополосной системы ФАПЧ, что реализуется достаточно просто.

Рассмотрим выражение (10). Член $\frac{m}{2}\theta_s(n)$ определяет методическую погрешность из-за джиттера синтезатора квантующего сигнала, которую желательно минимизировать, например, выбрав $m = 1$. В этом случае при $\theta(n) \geq \theta_s(n)$ можно получить СПМ фазовых флуктуаций $S_\theta(\omega) = \frac{9}{4}S_\phi(\omega, 1)$. Эту задачу решает процессор ЦОС 9. При $\theta(n) \leq \theta_s(n)$ для компенсации методической погрешности необходимо провести предварительную калибровочную оценку при $m \gg 1$, обеспечив тем самым $\frac{2m}{2m+1}\theta(n) \ll \frac{m}{2}\theta_s(n)$. Теперь

можно получить СПМ $S_s(\omega) = \frac{4}{m^2} S_\phi(\omega, m)$. Проведя измерения для $m = 1$, получим СПМ $S_\theta(\omega) = \frac{9}{4} (S_\phi(\omega, 1) - \frac{1}{m^2} S_\phi(\omega, m))$.

Физический смысл рассмотренного метода можно пояснить следующим образом. При временной дискретизации спектр узкополосного сигнала переносится на частоту $f_i = f / (2m + 1)$ без изменений, а при делении частоты спектр сигнала сужается в $(2m + 1)$ раз.

Заключение

Таким образом, рассмотренный алгоритм обеспечивает получение высокоточных оценок спектральной плотности мощности фазовых флуктуаций сигналов задающих генераторов без обязательного использования эталонного опорного сигнала.

Литература

1. Пат. 2591742 Рос. Федерация, МПК7 Н 04 В 1/38, Н 04 J 13/00. Способ измерения частоты гармонического сигнала и устройство для его осуществления / Карелин В.А.; заявитель и патентообладатель АО «Российский институт радионавигации и времени». — Заявл. 30.04.15; опублик. 20.07.16, Бюл. № 20 — 16 с.

2. *Angrisani L., Baccigalupi A., M. D'Arco, L. Ferrigno* A new digital signal processing method for accurate phase noise measurement. 11th IMEKO TC-4 Symp.- Trends in Electrical Measurement and Instrumentation. September 13–14, 2001. — Lisbon, Portugal.

Estimation of Phase Stability of Precision Generators Based on Two-channel Processing of a Digital Complex Signal

V. A. Karelin, A. S. Smelchakov

The problem of frequency stability of high-precision signals is the most actual problem nowadays. A new algorithm is proposed here to estimate phase noise without reference signals.

Keywords: digital complex signal, atomic standard of frequency and time.