

Измерение разности фаз квазигармонических сигналов в реальном времени

07, июль 2013

DOI: 10.7463/0713.0588392

Игнатьев В. К., Никитин А. В., Бернардо-Сапрыкин В. Х., Орлов А. А.

УДК: 53.083

Россия, Волгоградский Государственный Университет

ignatjev@vlpost.ru

randombent@gmail.ru

bernardo34@mail.ru

orlwork@inbox.ru

Введение

Измерение разности фаз является важной задачей радиотехники и радиофизики. Прецизионные фазометры используются в радиодальномерах и измерителях геометрических параметров объектов [1]. При этом для достижения с помощью стандартных измерителей погрешности фазовых измерений $1''$ необходимо обеспечить отношение сигнал/шум порядка 120 дБ, что нереально для радиоволновых измерений. Высокоскоростные цифровые системы получения и обработки данных позволяют заменить устаревшие аналоговые и цифровые методы измерения разности фаз [2] на более совершенные, использующие априорную информацию о математической модели сигнала [3]. Реализация фазометра в виде аппаратно-программной системы реального времени [4] при ограниченных вычислительных возможностях цифровой системы обработки данных возможна на основе параметрических методов, позволяющих с минимальными вычислительными и временными затратами получить оценку измеряемых параметров сигнала.

Существующие методы цифровой фазометрии в качестве априорной информации используют модель гармонического сигнала с постоянной амплитудой и мгновенной частотой [5], однако в реальных радиоволновых измерениях более адекватной является модель квазигармонического сигнала

$$x(t) = a(t)\sin(\theta(t)), \quad (1)$$

где $a(t)$ – огибающая, $\omega(t) = \dot{\theta}(t)$ – мгновенная частота [6]. Серьезным препятствием непосредственного применения известных методов фазовых измерений [2, 5] к квазигармоническим сигналам вида (1) является неоднозначность определения полной фазы сигнала $\theta(t)$ при наличии амплитудной модуляции $a(t)$ [7]. В радиотехнике это явление известно как амплитудно-фазовая конверсия. Действительно, соотношение (1) ставит в соответствие одной функции $x(t)$ два переменных параметра $a(t)$ и $\theta(t)$, однозначное определение которых требует дополнительного условия. В работе [8] показано, что при медленном изменении частоты, параметры $a(t)$ и $\theta(t)$ могут быть восстановлены однозначно. Эксперименты, проведенные с электромеханической установкой [9], показали, что при отношении сигнал/шум для наблюдаемого сигнала 50 дБ и значительной амплитудной и частотной модуляции возможно восстановление полной фазы квазигармонического сигнала с погрешностью не хуже 10^{-6} рад.

Формально, предложенный в работах [7 – 9] метод можно использовать и для измерения сдвига фаз двух квазигармонических сигналов как разности их полных фаз. Однако такой подход не является оптимальным, так как не использует априорную информацию о равенстве мгновенных частот исследуемых сигналов. В задачах же радиоинтерферометрии, акустики и ряде других часто приходится иметь дело с сигналами, полученными от одного источника, что является дополнительной априорной информацией при определении фазового сдвига сигналов.

Параметрический метод измерения разности фаз

Рассмотрим два квазигармонических сигнала:

$$x_1(t) = a_1(t)\sin[\theta(t)], \quad x_2(t) = a_2(t)\sin[\theta(t) + \varphi_0], \quad (2)$$

огибающие которых $a_1(t)$, $a_2(t)$ различны, а полные фазы отличаются на постоянную величину φ_0 , при этом как полные фазы, так и огибающие отвечают условиям медленности изменения [7 – 9]:

$$\dot{\omega}(t) = \ddot{\theta}(t) \sim \mu\omega^2(t), \quad \dot{a}_1(t) \sim \mu a_1(t)\omega(t), \quad \dot{a}_2(t) \sim \mu a_2(t)\omega(t), \quad 0 < \mu \ll 1. \quad (3)$$

Искомыми параметрами сигналов являются частота и фазовый сдвиг, а амплитудная модуляция, выраженная в изменении огибающих $a_1(t)$, $a_2(t)$, представляет собой паразитное явление, которое необходимо скомпенсировать.

Пусть Δ – некоторый временной интервал, такой, что $\omega(t)\Delta < \pi/4$. При дискретизации сигнала с шагом Δt интервал Δ может содержать несколько интервалов Δt , то есть $\Delta = Q\Delta t$. Возьмем значения сигналов в точках $(t - i\Delta)$, $(i = 0, \dots, 4)$ и разложим их в ряд около центральной точки $(t - 2\Delta)$ с шагом Δ и 2Δ :

$$\begin{aligned} x_1(t - i\Delta) &= (a_1(t - 2\Delta) + \dot{a}_1(t - 2\Delta)\Delta(2 - i) + o(\mu)) \times \\ &\times \sin\left(\theta(t - 2\Delta) + \omega(t - 2\Delta)\Delta(2 - i) + \frac{\dot{\omega}(t - 2\Delta)}{2}((2 - i)\Delta)^2 + o(\mu^2)\right) + \sigma_1(t), \\ x_2(t - i\Delta) &= (a_2(t - 2\Delta) + \dot{a}_2(t - 2\Delta)\Delta(2 - i) + o(\mu)) \times \\ &\times \sin\left(\theta(t - 2\Delta) + \omega(t - 2\Delta)\Delta(2 - i) + \frac{\dot{\omega}(t - 2\Delta)}{2}((2 - i)\Delta)^2 + o(\mu^2) + \varphi_0\right) + \sigma_2(t). \end{aligned} \quad (4)$$

Для простоты записи в (4) примем следующие обозначения:

$$a_1(t - 2\Delta) = a_1, \quad a_2(t - 2\Delta) = a_2, \quad \theta(t - 2\Delta) = \theta, \quad \omega(t - 2\Delta) = \omega.$$

Используя представление сигналов (4), составим две комбинации из их значений:

$$\begin{aligned} A_1(t) &= x_1(t - 4\Delta)x_2(t) - x_1(t)x_2(t - 4\Delta) = \\ &= (a_1 - 2\dot{a}_1\Delta)(a_2 + 2\dot{a}_2\Delta)\sin\left(\theta - 2\omega\Delta + \frac{\dot{\omega}}{2}(2\Delta)^2\right)\sin\left(\theta + 2\omega\Delta + \frac{\dot{\omega}}{2}(2\Delta)^2 + \varphi_0\right) - \\ &- (a_1 + 2\dot{a}_1\Delta)(a_2 - 2\dot{a}_2\Delta)\sin\left(\theta + 2\omega\Delta + \frac{\dot{\omega}}{2}(2\Delta)^2\right)\sin\left(\theta - 2\omega\Delta + \varphi_0 + \frac{\dot{\omega}}{2}(2\Delta)^2\right), \\ A_2(t) &= x_1(t - 3\Delta)x_2(t - \Delta) - x_1(t - \Delta)x_2(t - 3\Delta) = \\ &= (a_1 - \dot{a}_1\Delta)(a_2 + \dot{a}_2\Delta)\sin\left(\theta - \omega\Delta + \frac{\dot{\omega}}{2}\Delta^2\right)\sin\left(\theta + \omega\Delta + \frac{\dot{\omega}}{2}\Delta^2 + \varphi_0\right) - \\ &- (a_1 + \dot{a}_1\Delta)(a_2 - \dot{a}_2\Delta)\sin\left(\theta + \omega\Delta + \frac{\dot{\omega}}{2}\Delta^2\right)\sin\left(\theta - \omega\Delta + \varphi_0 + \frac{\dot{\omega}}{2}\Delta^2\right). \end{aligned}$$

Окончательно получаем

$$\begin{aligned} A_1(t) &= x_1(t - 4\Delta)x_2(t) - x_1(t - 4\Delta)x_2(t) = -a_1a_2 \sin(4\omega\Delta)\sin(\varphi_0) + \delta_1(t), \\ A_2(t) &= x_1(t - 3\Delta)x_2(t - \Delta) - x_1(t - 3\Delta)x_2(t - \Delta) = -a_1a_2 \sin(2\omega\Delta)\sin(\varphi_0) + \delta_2(t). \end{aligned} \quad (5)$$

Здесь $\delta_1(t)$ и $\delta_2(t)$ – погрешности вычисления величин $A_1(t)$ и $A_2(t)$ соответственно, вызванные наличием шума и опущенных старших производных в разложении (4).

Отношение величин (5) дает выражение для оценки частоты

$$2 \cos(2\omega\Delta) = \frac{A_1(t)}{A_2(t)} + \chi(t), \quad (6)$$

где $\omega = \omega(t - 2\Delta)$, $\chi(t)$ – погрешность, осциллирующая с частотой ω , амплитуда которой пропорциональна погрешностям $\delta_1(t)$ и $\delta_2(t)$.

Теперь рассмотрим отношение

$$\begin{aligned} \frac{x_1(t - \Delta)}{x_1(t - 3\Delta)} &= \frac{\sin\left(\theta + \omega\Delta + \frac{\dot{\omega}}{2}\Delta^2\right)}{\sin\left(\theta - \omega\Delta + \frac{\dot{\omega}}{2}\Delta^2\right)} = \\ &= \frac{\sin(\theta' - \omega\Delta)\cos(2\omega\Delta) + \cos(\theta' - \omega\Delta)\sin(2\omega\Delta)}{\sin(\theta' - \omega\Delta)} = \\ &= [\cos(2\omega\Delta) + \operatorname{ctg}(\theta' - \omega\Delta)\sin(2\omega\Delta)], \end{aligned}$$

где $\theta' = \theta + \frac{\dot{\omega}}{2}\Delta^2$. В приближении малости производной огибающей, отсюда следует

$$\operatorname{tg}(\theta' - \omega\Delta) = \frac{x_1(t - 3\Delta)\sin(2\omega\Delta)}{x_1(t - \Delta) - x_1(t - 3\Delta)\cos(2\omega\Delta)}. \quad (7)$$

Аналогично рассмотрим отношение значений второго сигнала:

$$\begin{aligned} \frac{x_2(t - \Delta)}{x_2(t - 3\Delta)} &= \frac{\sin\left(\theta + \omega\Delta + \frac{\dot{\omega}}{2}\Delta^2 + \varphi_0\right)}{\sin\left(\theta - \omega\Delta + \frac{\dot{\omega}}{2}\Delta^2 + \varphi_0\right)} = \\ &= \frac{\sin(\theta' - \omega\Delta)\cos(2\omega\Delta + \varphi_0) + \cos(\theta' - \omega\Delta)\sin(2\omega\Delta + \varphi_0)}{\sin(\theta' - \omega\Delta)\cos(\varphi_0) + \cos(\theta' - \omega\Delta)\sin(\varphi_0)} = \\ &= \frac{\operatorname{tg}(\theta' - \omega\Delta)[\cos(2\omega\Delta) - \sin(2\omega\Delta)\operatorname{tg}(\varphi_0)] + \sin(2\omega\Delta) + \cos(2\omega\Delta)\operatorname{tg}(\varphi_0)}{\operatorname{tg}(\theta' - \omega\Delta) + \operatorname{tg}(\varphi_0)} = \\ &= \frac{\operatorname{tg}(\varphi_0)[\cos(2\omega\Delta) - \sin(2\omega\Delta)\operatorname{tg}(\theta' - \omega\Delta)] + \sin(2\omega\Delta) + \cos(2\omega\Delta)\operatorname{tg}(\theta' - \omega\Delta)}{\operatorname{tg}(\theta' - \omega\Delta) + \operatorname{tg}(\varphi_0)}. \end{aligned}$$

Отсюда с использованием соотношения (7) можно получить выражение для $\operatorname{tg}(\varphi_0)$:

$$\operatorname{tg}(\varphi_0) = -\frac{A_2(t)\sin(2\omega\Delta)}{A_4(t) - A_3(t)\cos(2\omega\Delta)}, \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} A_3(t) &= x_1(t - 3\Delta)x_2(t - \Delta) + x_1(t - \Delta)x_2(t - 3\Delta), \\ A_4(t) &= x_1(t - \Delta)x_2(t - \Delta) + x_1(t - 3\Delta)x_2(t - 3\Delta). \end{aligned} \quad (9)$$

Выражая в равенстве (8) $\sin(2\omega\Delta)$ через $\cos(2\omega\Delta)$ и применяя формулу (6), получим выражение для оценки фазового сдвига сигналов в момент времени t :

$$\operatorname{tg}(\varphi_0) = \frac{|A_2(t)|\sqrt{4A_2^2(t) - A_1^2(t)}}{A_1(t)A_3(t) - 2A_2(t)A_4(t)} + \chi(t). \quad (10)$$

Для применения алгоритма (10) к цифровой системе перейдем к дискретному времени $t = n\Delta t$, $n = 0, \dots, N - 1$, $\Delta = Q\Delta t$. Тогда функции (5) и (9) примут вид

$$\begin{aligned} A_1[n] &= x_1[n - 4Q]x_2[n] - x_1[n]x_2[n - 4Q], \\ A_2[n] &= x_1[n - 3Q]x_2[n - Q] - x_1[n - Q]x_2[n - 3Q], \\ A_3[n] &= x_1[n - 3Q]x_2[n - Q] + x_1[n - Q]x_2[n - 3Q], \\ A_4[n] &= x_1[n - Q]x_2[n - Q] + x_1[n - 3Q]x_2[n - 3Q], \\ n &= 4Q, \dots, N - 1. \end{aligned}$$

Здесь используется обозначение $f[n] = f(n\Delta t)$. Перепишем выражение (10) для дискретного времени:

$$\operatorname{tg}(\varphi_0) = \frac{|A_2[n]|\sqrt{4A_2^2[n] - A_1^2[n]}}{A_1[n]A_3[n] - 2A_2[n]A_4[n]} + \chi[n], \quad n = 4Q, \dots, N - 1. \quad (11)$$

В данном случае оценка разности фаз квазигармонических сигналов получается по пяти отсчетам, что при наличии шума приведет к большой ошибке. Согласно рассматриваемой модели (4) φ_0 является константой на рассматриваемом временном интервале. Последовательность $\chi[n]$ осциллирует с частотой ω , и ее среднее значение на интервале наблюдения $T \gg 2\pi/\omega$ близко к нулю. Тогда с помощью метода наименьших квадратов, минимизируя ошибку

$$E(\varphi_0) = \sum_{n=4Q}^{N-1} \left\{ (A_1[n]A_3[n] - 2A_2[n]A_4[n]) \operatorname{tg}(\varphi_0) - |A_2[n]|\sqrt{4A_2^2[n] - A_1^2[n]} \right\}^2,$$

получаем выражение для оценки сдвига фаз на выборке в N отсчетов сигнала:

$$\operatorname{tg}(\varphi_0) = \frac{\sum_{n=4Q}^{N-1} |A_2[n]|\sqrt{4A_2^2[n] - A_1^2[n]}(A_1[n]A_3[n] - 2A_2[n]A_4[n])}{\sum_{n=4Q}^{N-1} (A_1[n]A_3[n] - 2A_2[n]A_4[n])^2}. \quad (12)$$

Заметим, что выражение (12) может использоваться не только на полной выборке данных, но и в пределах некоторого интервала наблюдения (окна).

Численное моделирование работы метода

Численное моделирование подтвердило возможность использования предлагаемого метода для оценивания фазового сдвига φ_0 . В качестве примера на рисунке 1 представлена зависимость абсолютной погрешности определения фазового сдвига $\Delta\varphi = \varphi - \varphi_0$ на основе формулы (12) от заданного значения φ_0 для гармонических последовательностей

$$x_1[n] = \sin(2\pi f_0 n \Delta t), \quad x_2[n] = \sin(2\pi f_0 n \Delta t + \varphi_0), \quad n = 0, \dots, N - 1.$$

Здесь φ – фазовый сдвиг, полученный в эксперименте, $f_0 = 0,031$. Во всех представленных экспериментах $N = 100000$, $\Delta t = 1$, $Q = 1$, φ_0 изменяется в диапазоне $[0, \pi/2]$.

На рисунке 1 представлен результат моделирования для гармонических сигналов с медленно меняющимися огибающими

$$x_1[n] = \exp(-\gamma_1 n \Delta t) \sin(2\pi f_0 n \Delta t), \quad x_2[n] = \exp(-\gamma_2 n \Delta t) \sin(2\pi f_0 n \Delta t + \varphi_0),$$

где $\gamma_1 = 0,0002$, $\gamma_2 = 0,0002$ и $f_0 = 0,147$.

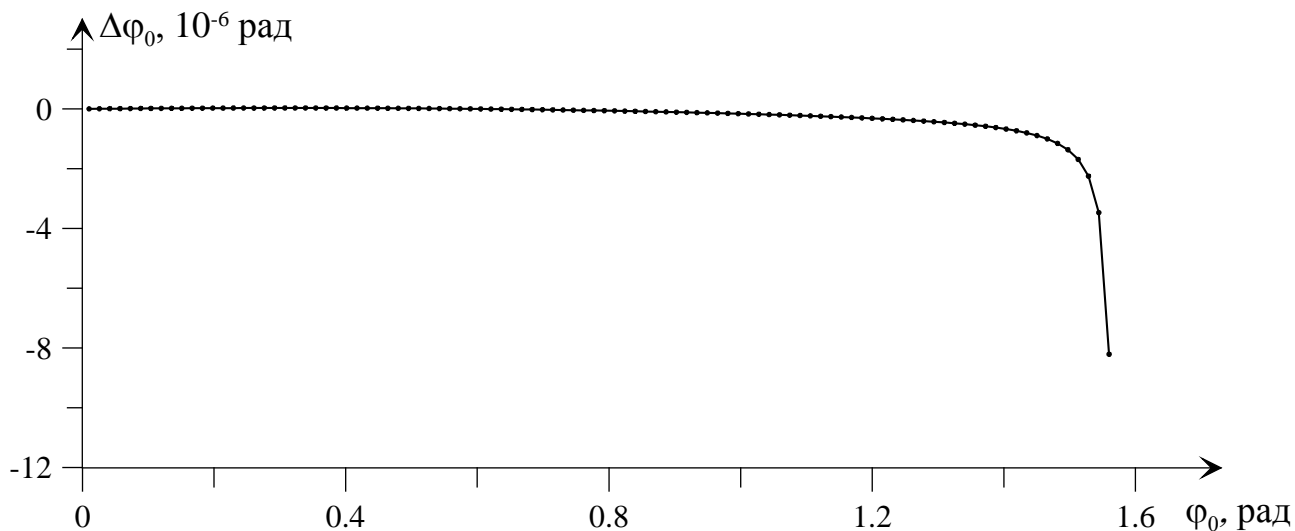


Рисунок 1 – Зависимость абсолютного отклонения оценки фазового сдвига $\Delta\varphi$ от значения φ_0 для сигналов с амплитудной модуляцией

Как видно из рисунка 1, несмотря на существенное изменение амплитуды от начала до конца исследуемой выборки, ошибка восстановления заданной разности фаз φ_0 не превышает $2 \cdot 10^{-6}$ рад при его изменении от 0 до $\pi/2$. При этом абсолютное отклонение резко возрастает на краю интервала.

Устойчивость метода к медленному изменению частоты иллюстрирует результат обработки сигналов с частотной модуляцией вида

$$x_1[n] = \sin(2\pi f_0(1 + M_f \cos(2\pi f_f n\Delta t))n\Delta t),$$

$$x_2[n] = \sin(2\pi f_0(1 + M_f \cos(2\pi f_f n\Delta t))n\Delta t + \varphi_0),$$

представленный на рисунке 2. Здесь $f_0 = 0,093$, $M_f = 0,15$ и $f_f = 0,00053$.

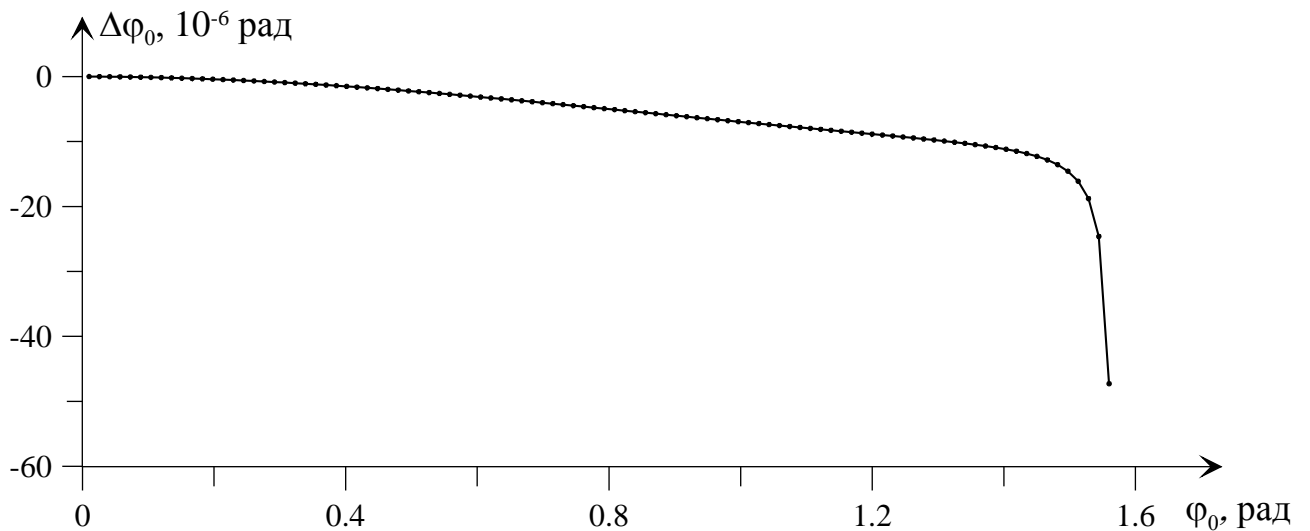


Рисунок 2 – Зависимость абсолютного отклонения оценки фазового сдвига $\Delta\varphi$ от значения φ_0 для сигналов с медленно меняющейся частотой

Аппаратно-программный комплекс

Экспериментальная установка для проверки работы описанного метода измерения фазового сдвига состоит из блока формирования сигналов (БФС), блока выходных фильтров нижних частот (БФНЧ), блока дискретизации сигналов (БДС) и персонального компьютера (ПК) (рисунок 3). Блок БФНЧ содержит прецизионные аналоговые элементы, помещенные в пассивный термостат. Это необходимо для того, чтобы дрейф их параметров не влиял на разность фаз сигналов.

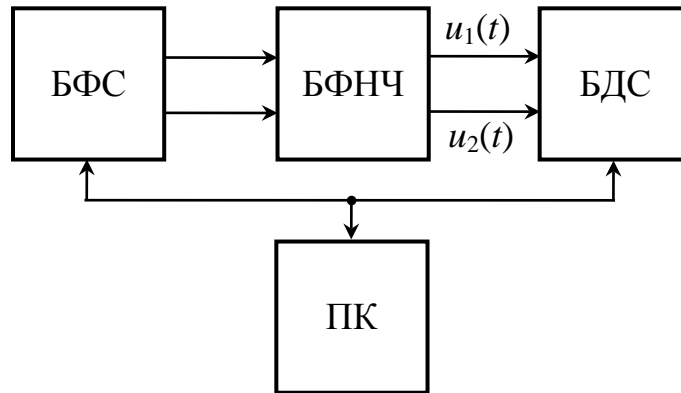


Рисунок 3 – Структурная схема аппаратно-программного комплекса

БФС совместно с БФНЧ предназначен для генерации двух гармонических сигналов с переменными огибающими следующего вида:

$$\begin{aligned}
 u_1(t) &= U_0 [1 + M_1 \sin(2\pi f_{m1}t + \varphi_{m1})] \sin(2\pi f_1t + \varphi_1), \\
 u_2(t) &= U_0 [1 + M_2 \sin(2\pi f_{m2}t + \varphi_{m2})] \sin(2\pi f_2t + \varphi_2).
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

Здесь M_1 и M_2 – глубина амплитудной модуляции первого и второго каналов соответственно, f_{m1} и f_{m2} – частоты, φ_{m1} и φ_{m2} – фазы модулирующих сигналов, f_1 и f_2 – несущие частоты, φ_1 и φ_2 – фазы формируемых сигналов. Структурная схема БФС представлена на рисунке 4.

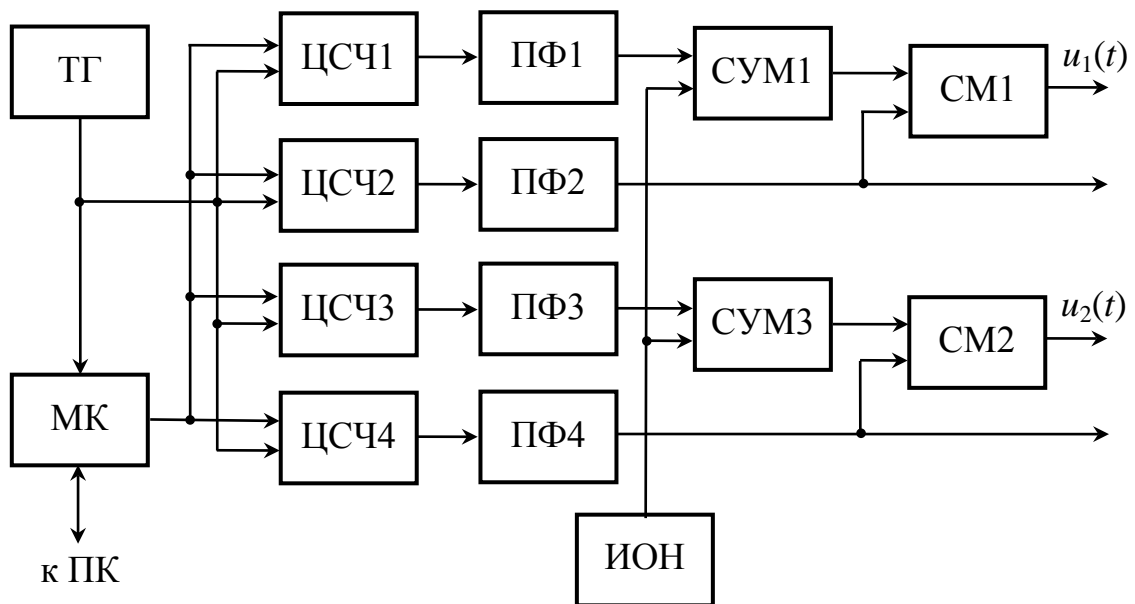


Рисунок 4 – Структурная схема БФС

Гармонические сигналы создаются цифровыми синтезаторами частоты ЦСЧ1 – ЦСЧ4, реализованными на основе микросхем прямого цифрового синтеза AD9835 [10]. Управление ЦСЧ осуществляется посредством ПК через микроконтроллер МК, который получает по шине USB команды и информацию для работы ЦСЧ. МК передает по последовательному интерфейсу каждому ЦСЧ информацию о частоте, фазе, а также режимах его работы. Тактирование МК и ЦСЧ происходит от внешнего источника опорной частоты 10 МГц. Сгенерированные сигналы проходят через полосовые фильтры Ф1 – Ф4 для удаления постоянной составляющей сигнала, сформированного ЦАП ЦСЧ, и частот, превышающих 1 МГц. Сигналы с выходов фильтров Ф2 и Ф4 с частотами f_1 и f_2 и сигналы с выходов фильтров Ф1 и Ф3 с частотами f_{m1} и f_{m2} поступают на сумматоры СУМ1 и СУМ2 соответственно, где к ним добавляется постоянный уровень напряжения, необходимый для осуществления амплитудной модуляции. С выходов смесителей сигналы подаются на БФНЧ, после которых принимают вид (13). Немодулированные сигналы с частотами f_1 и f_2 и постоянными амплитудами также подаются на выходы.

Частоты f_{m1} , f_{m2} , f_1 и f_2 задаются с помощью персонального компьютера в диапазоне от 1 Гц до 500 кГц, с абсолютной погрешностью $\pm 1,16 \times 10^{-6}$ Гц, начальные фазы φ_{m1} , φ_{m2} , φ_1 и φ_2 также задаются с помощью ПК в диапазоне от 0 до 2π с абсолютной погрешностью $\pm 7,66 \times 10^{-4}$ рад. Глубина модуляции для обоих каналов определяется параметрами схемы и может быть задана на уровне 20%, либо отключена. Уровень выходных сигналов составляет приблизительно 1 В.

Вторым компонентом комплекса является блок дискретизации сигналов, предназначенный для усиления сигналов, их оцифровки и передачи в ПК последовательностей данных. Прибор содержит два независимых канала. На рисунке 5 представлена структурная схема БДС.

Для усиления входных сигналов предназначены усилители У1 и У2, реализованные на прецизионных операционных усилителях. Для каждого из 16-разрядных АЦП1 и АЦП2 AD7671 [11] опорный уровень формирует свой источник опорного напряжения 2,5 В (ИОН1 и ИОН2). Дискретизация сигналов происходит синхронно по команде микроконтроллера МК. Прием данных из АЦП1 и АЦП2 микроконтроллером МК происходит поочередно по последовательной шине данных, после чего эти данные по шине USB поступают в ПК. Частота дискретизации БДС равна $f_d = 1250/241 = 5,1867219917$ кГц.

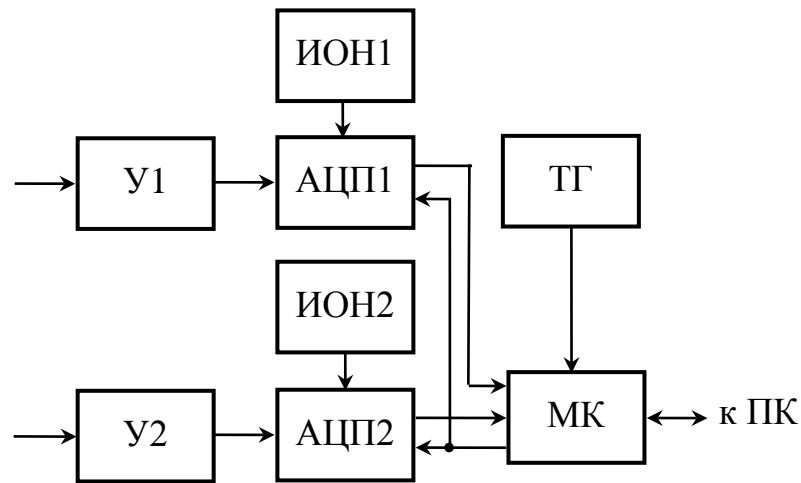


Рисунок 5 – Структурная схема БДС

Получение данных в ПК осуществляется при помощи интерфейсной программы, которая позволяет также передавать указанные параметры в микроконтроллеры БФС и БДС. В файлах с данными сохраняются условия эксперимента, количество отсчетов данных, время и дата начала эксперимента, а также примечание пользователя.

Программа для обработки полученных сигналов позволяет считать из файла данных частоты сигналов f_1 и f_2 , частоту дискретизации f_d , количество отсчетов N , а также последовательности $x_1[n]$ и $x_2[n]$ ($n = 0, \dots, N - 1$).

Для улучшения соотношения сигнал/шум полученные последовательности перед обработкой пропускаются через цифровой полосовой фильтр с заданными частотами среза f_{min} и f_{max} . Импульсная характеристика $h[m]$ ($m = 0, \dots, M - 1$) КИХ-фильтра с линейной ФЧХ первого вида с нечетным M рассчитывается методом взвешивания [12] с заданным временным окном $w[m]$.

После фильтрации исходных последовательностей их обработка может производиться двумя способами. Первый предполагает оценивание разности фаз $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ в соответствии с изложенным методом по всей имеющейся выборке данных, за исключением начального интервала $[0, M - 1]$, соответствующего переходному процессу фильтра. Второй способ позволяет получить динамику разности фаз. Для этого задается длительность скользящего окна L , а оценки разности фаз вычисляются в рамках данного окна. Таким образом, получается последовательность $\varphi[l]$, $l = L + M - 1, \dots, N - 1$.

Результаты экспериментов

В ходе контрольного эксперимента к обоим входам БДС подключался прецизионный генератор сигналов ГЗ-122, формирующий гармонический сигнал с частотой 1 кГц. Длина выборки данных составляла $N = 10^5$ отсчетов, частота дискретизации БДС составляла $f_d = 5,1867219917$ кГц, полоса пропускания цифрового фильтра $\Delta f = f_{max} - f_{min} = 20$ Гц. Обработка данных, результаты которой представлены на рисунках 6 и 7, производилась оконным методом при различной длине окна L .

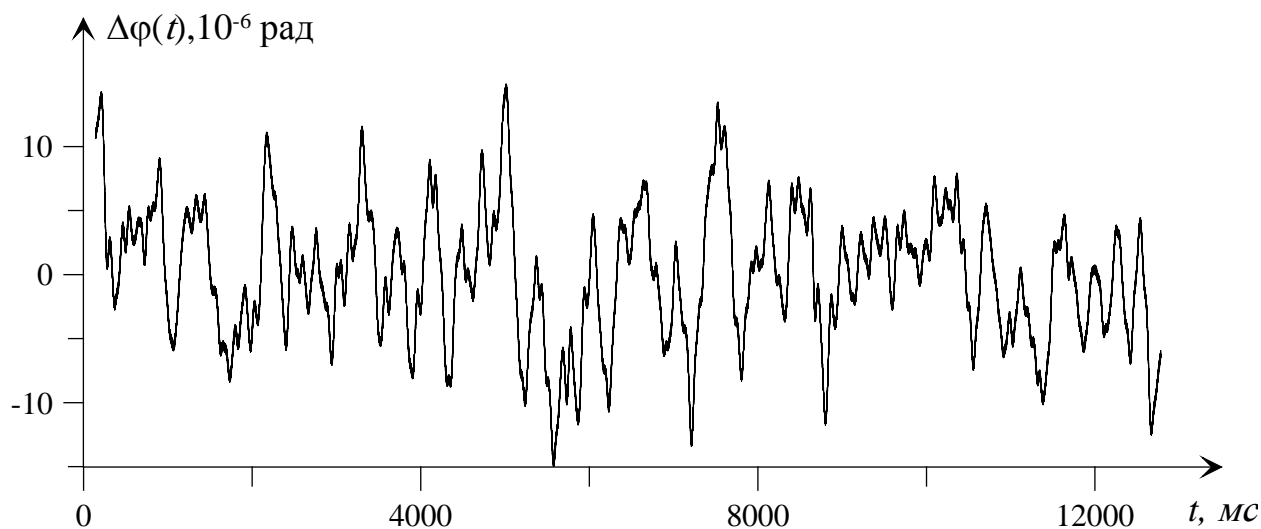


Рисунок 6 – Динамика отклонения оценки разности фаз от среднего в эксперименте с ГЗ-122 при $L = 1001$

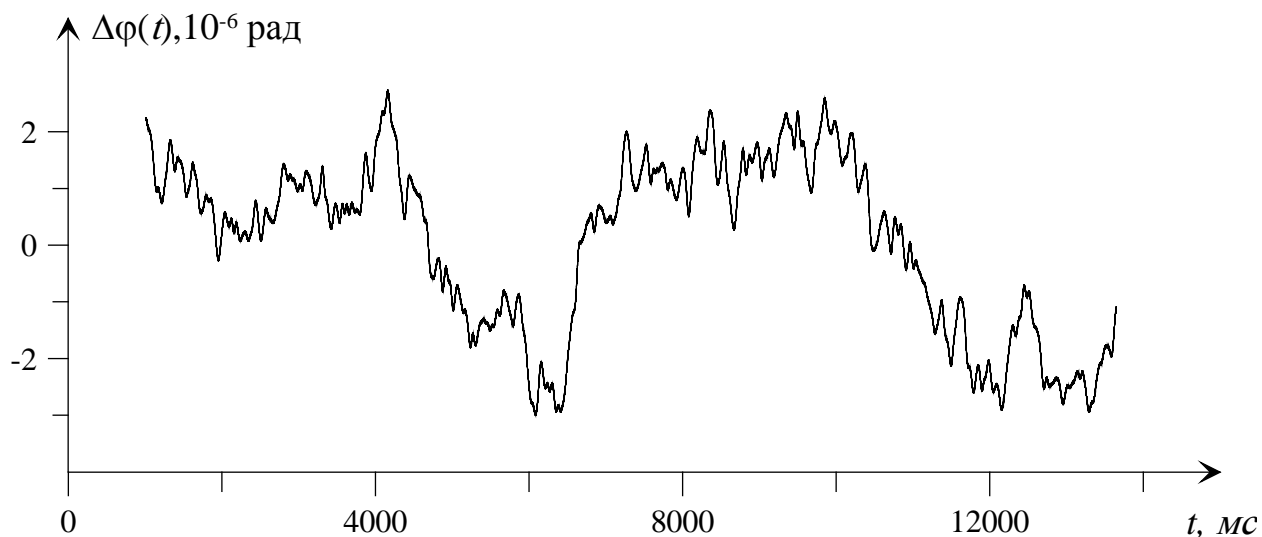


Рисунок 7 – Динамика отклонения оценки разности фаз от среднего в эксперименте с ГЗ-122 при $L = 10001$

Зависимость среднеквадратичного отклонения $\sigma_{\Delta\varphi}$, рассчитанного по всей выборке при тех же условиях эксперимента, от длины окна показана на рисунке 8.

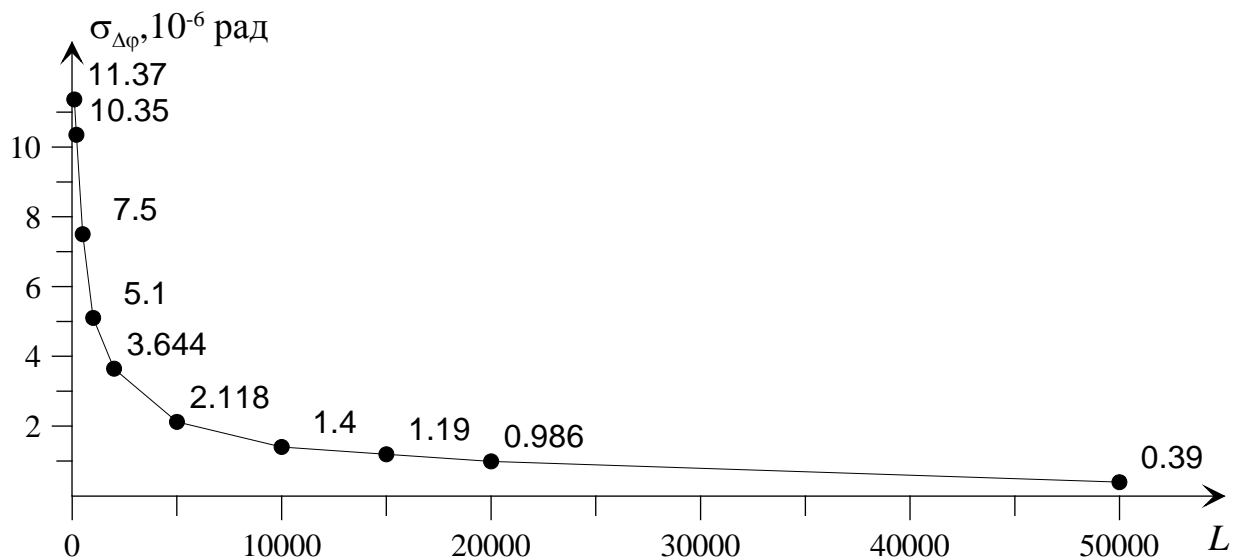


Рисунок 8 – Зависимость СКО отклонения оценки разности фаз в эксперименте с ГЗ-122 от длины окна L

Приведенные результаты показывают, что увеличение размера скользящего окна данных приводит к улучшению точности восстановления разности фаз на идеальных сигналах, что позволяет достичь точности не хуже 10^{-6} рад.

В таблице 1 приведено сравнение оценок разности фаз сигналов с несущей частотой $f_0 = 1$ кГц с амплитудной модуляцией и без нее, полученных с помощью БФС. Здесь K – число выборок по 10^5 отсчетов, учтенных в статистике, $\sigma_{\Delta\varphi}$ – дисперсия значений фазы, рассчитанных по этим выборкам, $\sigma_{\Delta\varphi c}$ – среднее дисперсий оценок разности фаз, полученных оконным методом с длиной окна $L = 1001$. Глубина амплитудной модуляции составляла порядка 20%.

Таблица 1 – Оценки разности фаз сигналов БФС

| $\Delta\varphi_{\text{зад}}$, рад | Без амплитудной модуляции | | | С амплитудной модуляцией | | |
|------------------------------------|---------------------------|--|--|--------------------------|--|--|
| | K | $\sigma_{\Delta\varphi}$, 10^{-6} рад | $\sigma_{\Delta\varphi c}$, 10^{-6} рад | K | $\sigma_{\Delta\varphi}$, 10^{-6} рад | $\sigma_{\Delta\varphi c}$, 10^{-6} рад |
| 0 | 4 | 4,17 | 7,45 | 5 | 37,9 | 83,7 |
| 0,26231071 | 22 | 6,05 | 10,6 | 17 | 26,7 | 79,4 |
| 0,78539816 | 19 | 7,84 | 20,8 | 16 | 27,9 | 79,2 |

Выводы

Разработанный метод позволяет измерять разность фаз сигналов с медленно меняющимися амплитудой и частотой по ограниченным выборкам с точностью не хуже 10^{-6} , а при наличии амплитудной модуляции – не хуже $5 \cdot 10^{-5}$. Полученные результаты позволяют использовать данный метод в различных задачах радиотехники, в том числе прецизионной радиоинтерферометрии на базе навигационных систем GPS, ГЛОНАСС, ГАЛИЛЕО [13].

Предложенный параметрический метод целесообразно применять в системах реального времени, где точное значение фазового сдвига требуется получить за короткое время по ограниченному числу периодов сигнала и его отсчетов. В таких условиях рассматриваемый алгоритм может быть наиболее эффективным в сравнении с другими аналогичными цифровыми алгоритмами определения фазового сдвига [2, 5].

Работа выполнена в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 – 2013 годы, проекты № 14.В37.21.07284 и № 14.В37.21.0736.

Список литературы

1. Маковецкий П.В., Олянюк В.П. Фазовые методы измерения дальности. Л.: Ленинградский институт авиационного приборостроения, 1989. 44 с.
2. Чмых М.К. Цифровая фазометрия. М.: Радио и связь, 1993. 184 с.
3. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с.
4. Марченков С.С., Матросов В.Л. Сложность алгоритмов и вычислений // Итоги науки и техн. Сер. Теория вероятностей и математическая статистика. Теоретическая кибернетика. Т. 16. М.: ВИНТИ, 1979. С. 103-149.
5. Смирнов В.Н., Кучеров М.В. Широкополосный цифровой фазометр // Вопросы радиоэлектроники. 2004. № 1. С. 33-41.
6. ГОСТ 8.567-99. Государственная система обеспечения единства измерений. Измерение времени и частоты. Термины и определения. Введ. 01.01.2001. М.: Изд-во стандартов, 2000. 11 с.
7. Игнатъев В.К., Никитин А.В., Юшанов С.В. Параметрический анализ колебаний с медленно меняющейся частотой // Известия вузов. Радиофизика. 2010. Т. 53, № 2. С. 145-159.
8. Игнатъев В.К., Никитин А.В. Метод медленно меняющейся частоты в радиоволновых измерениях // Журнал радиоэлектроники. 2011. № 11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov11/17/text.pdf> (дата обращения 01.06.2013).
9. Боровков В.И., Игнатъев В.К., Никитин А.В., Юшанов С.В. Однозначное определение огибающей и мгновенной частоты электромеханических колебаний // Известия вузов. Электромеханика. 2012. № 1. С. 16-20.
10. Техническая документация на микросхему AD9835 [50 MHz Direct Digital Synthesizer, Waveform Generator AD9835]. Режим доступа: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9835.pdf (дата обращения 20.11.2012).
11. Техническая документация на микросхему AD7671 [16-Bit, 1 MSPS CMOS ADC. AD7671]. Режим доступа: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7671.pdf (дата обращения 20.11.2012).
12. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов : пер. с англ. М.: Мир, 1978. 848 с.
13. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

Measuring phase difference of quasi-harmonic signals in real time

07, July 2013

DOI: 10.7463/0713.0588392

Ignat'ev V.K., Nikitin A.V., Bernardo-Saprykin V.H., Orlov A.A.

Russia, Volgograd State University

ignatjev@vlpost.ru

randombent@gmail.ru

bernardo34@mail.ru

orlwork@inbox.ru

The authors propose a digital method of measuring the phase shift of quasi-harmonic signals with the same instantaneous frequency on a limited sample. A real-time algorithm was created on the basis of the specified method; the proposed algorithm was tested in numerical simulations and experiments at the developed hardware-software package. The measurement error of the phase difference of harmonic signals in the experiments did not exceed 10^{-6} rad while the measurement error of signals with amplitude modulation of 20% was less than $5 \cdot 10^{-5}$ rad. The method could be used to solve problems of radio interferometry, acoustics, etc., where the unknown value is expressed in terms of the phase difference of quasi-harmonic signals.

Publications with keywords: [phase measurement](#), [quasi-harmonic signal](#), [measurements in real-time](#)

Publications with words: [phase measurement](#), [quasi-harmonic signal](#), [measurements in real-time](#)

References

1. Makovetskiy P.V., Olyanyuk V.P. *Fazovye metody izmereniya dal'nosti* [Phase methods of range measurement]. Leningrad, Leningrad Institute of Aviation Instrument Engineering Publ., 1989. 44 p.
2. Chmykh M.K. *Tsifrovaya fazometriya* [Digital phase meter]. Moscow, Radio i svyaz', 1993. 184 p.
3. Marple Jr. S.L. *Digital spectral analysis with applications*. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1987. (Russ. ed.: Marpl-m. S.L. *Tsifrovoy spektral'nyy analiz i ego prilozheniya*. Moscow, Mir, 1990. 584 p.).

4. Marchenkov S.S., Matrosov V.L. Slozhnost' algoritmov i vychisleniy [Complexity of algorithms and computations]. *Itogi nauki i tekhn. Ser. Teoriya veroyatnostey i matematicheskaya statistika. Teoreticheskaya kibernetika*. Vol. 16. Moscow, VINITI, 1979, pp. 103-149. (English version: *Journal of Soviet Mathematics*, January 22, 1981, vol. 15, iss. 2, pp. 140-165. DOI: 10.1007/BF01084283).
5. Smirnov V.N., Kucherov M.V. Shirokopolosnyy tsifrovoy fazometr [Broadband digital phase meter]. *Voprosy radioelektroniki*, 2004, no. 1, pp. 33-41.
6. GOST 8.567-99. Gosudarstvennaya sistema obespecheniya edinstva izmereniy. Izmerenie vremeni i chastoty. Terminy i opredeleniya [State standart 8.567-99. State system for ensuring the uniformity of measurements. Time and frequency measurements. Terms and definitions]. Moscow, Standards Publishing House, 2000. 11 p.
7. Ignat'ev V.K., Nikitin A.V., Yushanov S.V. Parametricheskii analiz kolebaniy s medlenno menyayushcheysya chastotoy [Parametric analysis of oscillations with slowly varying frequency]. *Izvestiya vuzov. Radiofizika*, 2010, vol. 53, no. 2, pp. 145-159. (English version: *Radiophysics and quantum electronics*, 2010, vol. 53, no. 2, pp. 132-145. DOI: [10.1007/s11141-010-9209-9](https://doi.org/10.1007/s11141-010-9209-9)).
8. Ignat'ev V.K., Nikitin A.V. Metod medlenno menyayushcheysya chastoty v radiovolnovykh izmereniyakh [The method of slowly varying frequency in the radio wave measuring]. *Zhurnal radioelektroniki*, 2011, no. 11. Available at: <http://jre.cplire.ru/jre/nov11/17/text.pdf> , accessed 01.06.2013.
9. Borovkov V.I., Ignat'ev V.K., Nikitin A.V., Yushanov S.V. Odnosnachnoe opredelenie ogibayushchey i mgnovennoy chastoty elektromekhanicheskikh kolebaniy [Unambiguous definition of envelope and instantaneous frequency of electromagnetic oscillations]. *Izvestiya vuzov. Elektromekhanika*, 2012, no. 1, pp. 16-20.
10. *50 MHz Direct Digital Synthesizer, Waveform Generator. AD9835*. Available at: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9835.pdf , accessed 20.11.2012.
11. *16-Bit, 1 MSPS CMOS ADC. AD7671*. Available at: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7671.pdf , accessed 20.11.2012.
12. Rabiner L.R., Gold B. *Theory and application of digital signal processing*. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1975. (Russ. ed.: Rabiner L., Gould B. *Teoriya i primenenie tsifrovoy obrabotki signalov*. Moscow, Mir, 1978. 848 p.).
13. Perov A.I., Kharisov V.N., eds. *GLONASS. Printsipy postroeniya i funktsionirovaniya* [GLONASS. Principles of construction and operation]. Moscow, Radiotekhnika, 2010. 800 p.