

Проблемы оперативного измерения расстояний до неподвижных и движущихся объектов имеют важное практическое значение в различных областях науки и техники. В последнее время всё большее распространение получают бесконтактные методы измерения малых и сверхмалых перемещений, а также связанных с ними параметров (например, вибрации валов турбин или давления в рабочем объеме турбины), с использованием радиолокационных принципов измерения.

Особое место среди подобных измерительных систем занимают построенные на базе радиолокационных систем (РЛС) с непрерывным излучением частотно-модулированного (ЧМ) зондирующего сигнала [1]. Такие РЛС обладают рядом характерных преимуществ, как-то возможностью измерения малых и сверхмалых расстояний, причем с одновременным измерением расстояния до объекта и его относительной скорости, малой относительная погрешностью измерения малых приращений расстояния, которая при некоторых способах обработки отражённого сигнала не превышает сотых и даже тысячных долей процента. По этим и другим причинам интерес к подобным РЛС проявляют как в нашей стране, так и за рубежом, поэтому вопрос построения и совершенствования данных систем ещё долго будет актуальным.

В данной статье рассматривается один из вопросов цифровой реализации обработки сигнала на выходе СВЧ смесителя высокоточного измерителя малых перемещений с использованием программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). Структурная схема анализируемого ЧМ РЛС-измерителя приведена на рис.1.

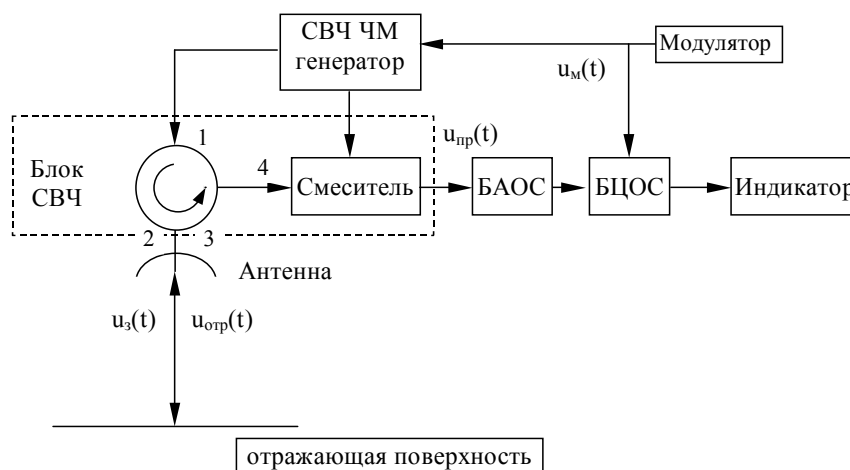


Рис.1.

Измеритель уровня состоит СВЧ генератора зондирующего ЧМ сигнала, СВЧ блока с циркулятором, антенной и смесителем, блока аналоговой обработки информационного сигнала (БАОС), блока цифровой обработки (БЦОС) и выходного индикатора. Зондирующий сигнал $u_z(t)$ формируется ЧМ генератором и через циркулятор с минимальными потерями излучается антенной в сторону исследуемого объекта. Отраженный сигнал $u_{opp}(t)$ через антенну поступает через циркулятор на смеситель, на второй вход которого с ЧМ генератора поступает гетеродинный сигнал. В результате смешивания на выходе смесителя вырабатывается в числе других сигналов низкочастотный сигнал на разностной частоте, называемый обычно преобразованным сигналом $u_{np}(t)$, и в нем содержится информация о расстоянии и о его приращениях. Далее осуществляется обработка преобразованного сигнала в аналоговой форме, а затем и в цифровой. Полученный результат измерения расстояния отображается на индикаторе.

В данном измерителе для получения информации о дальности определяется набег фазы отражённого сигнала относительно зондирующего при использовании линейной частотной модуляции. При использовании в качестве модулирующего пилообразного напряжения несимметричной формы спектральные составляющие преобразованного (низкочастотного) сигнала могут быть представлены в виде:

$$u_{np-k} = U_{np-k} \left\{ \frac{\sin \pi[(\Delta f \tau + k)]}{\pi(\Delta f \tau + k)} \cos[k\Omega_m t - \psi] + \frac{\sin \pi[(\Delta f \tau - k)]}{\pi(\Delta f \tau - k)} \cos[k\Omega_m t + \psi] \right\}, \quad (1)$$

где Δf - девиация частоты, τ - задержка отраженного сигнала, k - номер спектральной составляющей, Ω_m - частота модуляции, ψ - фаза отражённого сигнала.

При выполнении условия $\Delta f\tau = k$ зависимость фазы k -ой составляющей спектра φ_k преобразованного сигнала от задержки τ - линейная. Тогда $\varphi_k = 2\pi\left(\frac{2R}{\lambda}\right) + \varphi_0$, где R - расстояние до отражающей поверхности; λ - длина волны излучаемого сигнала.

Таким образом, фаза φ_k линейно связана с расстоянием. Следовательно, для определения изменения расстояния достаточно определить разность фаз между опорным и преобразованным сигналами. Так при изменении R на величину $\Delta R = \lambda/2$ фаза k -ой составляющей сигнала (1) изменится относительно фазы k -ой составляющей спектра модулирующего сигнала на величину 2π . Если длина волны излучаемого сигнала $\lambda=8$ мм, то $\Delta R = 4$ мм. Таким образом, измеряя разность фаз между k -ой составляющей сигнала (1) и соответствующей составляющей спектра модулирующего сигнала с разрешением порядка одного градуса, можно измерить приращение расстояния с точностью порядка 0,01 мм [2].

Для определения фазового рассогласования между аналоговым сигналом с выхода БАОС и опорным сигналом соответствующей гармоники $u_m(t)$ используется БЦОС, который по данному фазовому сдвигу определяется расстояние R .

Блок цифровой обработки сигналов содержит два канала: для преобразованного и опорного сигналов и его структурная схема представлена на рис.2. В состав данных каналов входят генератор, два входных аналого-цифровых преобразователя (АЦП), два формирователя квадратурных сигналов (ФК), блок вычислений, блок управления и синхронизации, блок преобразования и отображения информации (индикаторный блок).

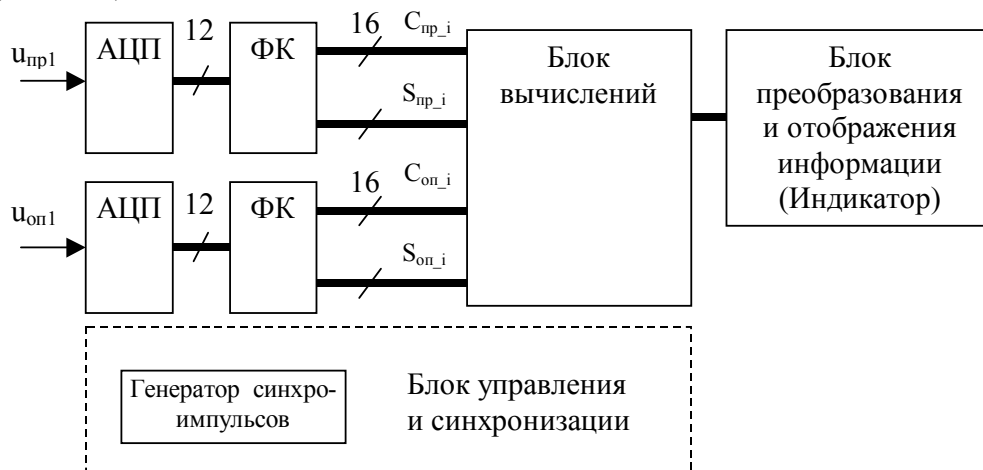


Рис. 2.

Алгоритм обработки сигналов заключается в следующем. В соответствии с (1) при выполнении условия $\Delta f\tau = k$ зависимость k -ой составляющей сигнала (1) от задержки τ линейна. Следовательно, изменение расстояния будет линейно связано с изменением разности фаз соответствующих спектральных составляющих:

$$\Delta R = \frac{(\varphi_k - \varphi_0)\lambda - (\varphi_{on_k} - \varphi_0)\lambda}{4\pi} = \frac{(\varphi_k - \varphi_{on_k})\lambda}{4\pi}, \quad (2)$$

где φ_k - фаза преобразованного сигнала с выхода БАОС, φ_{on_k} - фаза опорного сигнала с выхода модулятора.

Выявление фазового сдвига сигналов идет по двум каналам. Набег фазы преобразованного сигнала относительно опорного можно вычислить, рассчитав полную фазу каждого из сигналов, которую, в свою очередь, можно найти через квадратурные составляющие каждого из сигналов. Рассмотрим возможность вычисления набег фазы сигнала (1) относительно опорного через соответствующие квадратурные составляющие.

Преобразованный сигнал с выхода БАОС и опорный сигнал поступают на АЦП и оцифровываются. Далее оцифрованные сигналы поступают на формирователь квадратурных сигналов на ИС AD6620. Последующая обработка квадратурных составляющих организована на базе ПЛИС фирмы «Altera» семейства FLEX10K.

Предложенные алгоритмы обработки сигналов и практические рекомендации могут быть в дальнейшем использованы при проектировании трактов обработки измерителей, построенных на базе ЧМ РЛС непрерывного излучения, а также интерферометрических систем.

Литература

1. Komarov I.V., Smolskiy S.M., Fundamentals of Short-Range FM Radar. Artech House Publishers; Norwood, MA. 2003.

2. Разработка прецизионного радиолокационного измерителя уровня жидкостей в закрытых резервуарах. Отчёт по НИР. Моск. энерг. ин-т. Руков. работы - **Комаров И.В.** № гос. рег. 01970005634, инв. № 02200001922, М.; 1999 г.

