

АВТОНОМНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ ОПОРНЫХ СТАНЦИЙ МОРСКОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Ахметшин А.С.

Научный руководитель – канд. техн. наук Кузьмин Е.В.

Сибирский федеральный университет

В морских радионавигационных системах с опорными станциями (ОС) наземного базирования требуется высокоточная синхронизация шкал времени ОС, для чего применяется аппаратура потребителей спутниковых радионавигационных систем (АП СРНС). Возможны случаи, когда по ряду причин невозможно синхронизировать ОС от АП СРНС. Тогда остро встает задача автономной синхронизации опорных станций. Необходимо оценить временное положение прихода сигнала от ведущей ОС с высокой точностью. На практике оценка временного положения сигнала реализуется в два этапа: поиск и слежение. Поиск – «грубое» измерение временного положения для обеспечения захвата сигнала по задержке системой временной синхронизации. Слежение – точное измерения временного положения и фазового сдвига.

В рассматриваемой морской радионавигационной системе применяется квазинепрерывный шумоподобный сигнал с минимальной частотной манипуляции (ШПС-МЧМ) с большой базой, поэтому видимой сложностью разработки модуля поиска является реализация параллельной многоканальной корреляционной обработки. Чтобы обеспечить минимальные реализационные затраты можно воспользоваться последовательным поиском, но в этом случае не будет обеспечиваться малое время поиска.

Цель: разработка алгоритмов быстрого поиска ШПС-МЧМ методом согласованной фильтрации.

Интерес представляет то, что ОС неподвижны, поэтому задачу приема сигнала можно решить с помощью согласованного фильтра (СФ), порогового устройства и блока компенсации задержки. Ведущая ОС излучает сигнал, ведомые ОС принимают сигнал и должны обеспечить нахождение временного положения паузы, имеющейся в каждом цикле излучения ($\dot{\Delta}v$), скомпенсировать известную задержку на распространение и аппаратурные задержки, после чего выдать сигнал разрешения на излучение.

Математическая модель ШПС-МЧМ в комплексной форме [1]:

$$\dot{s}_{\dot{\Delta}v} (t) = AD(t)\dot{S}(t)\exp[j(2\pi f_0 t - \varphi_0)], \quad (1)$$

где A – амплитуда сигнала, $D(t)$ – информационный сигнал, f_0 – центральная частота, φ_0 – начальная фаза, $\dot{S}(t)$ – комплексная огибающая вида:

$$\dot{S}(t) = \exp[j\Theta(t)] = \cos \Theta(t) + j \sin \Theta(t) = I(t) + jQ(t), \quad (2)$$

$$\Theta(t) = \frac{\pi}{2T_0} \int d(t') dt', \quad (3)$$

$$d(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{rect}(t-iT), \quad (4)$$

где $\Theta(t)$ – функция, определяющая закон угловой модуляции, $d(t)$ – псевдослучайная последовательность (ПСП) длины N , T – длительность элемента ПСП, $\text{rect}(t)$ – прямоугольный импульс единичной амплитуды и длительностью T .

На рисунке 1 представлены временные диаграммы формирования ШПС-МЧМ при $N = 63$.

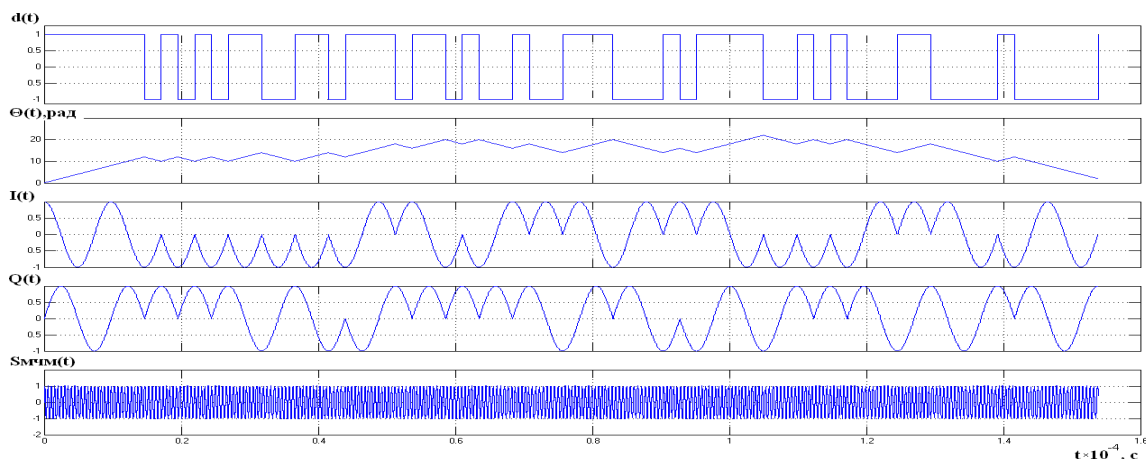


Рисунок 1 – Временные диаграммы формирования ШПС-МЧМ ($N = 63$)

При цифровой обработке ШПС-МЧМ необходимо выделить действительную $I(t)$ и мнимую $Q(t)$ составляющие комплексной огибающей, применив схему переноса спектра методом цифрового гетеродинирования. На рисунке 2 введены следующие обозначения: АЦП – аналого-цифровой преобразователь, \times – перемножитель, ЦФНЧ – цифровой фильтр нижних частот, $\downarrow 25$ – компрессор частоты дискретизации, ЦФcos – цифровой согласованный фильтр для действительной составляющей комплексной огибающей, ЦФsin – цифровой согласованный фильтр для мнимой составляющей комплексной огибающей, $+$ – сумматор, $(\bullet)^2$ – блок возведения в квадрат, ПУ – пороговое устройство, П – порог, БПП – блок поиска паузы.

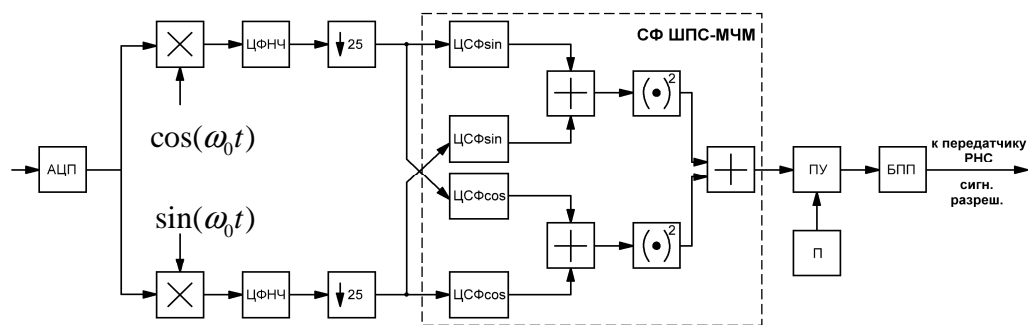


Рисунок 2 – Функциональная схема согласованного фильтра ШПС-МЧМ

Импульсная характеристика фильтра согласованного с комплексной огибающей сигнала, определяется как [2]:

$$h_k(n) = S_k^*(N-1-n) = S(N-1-n)e^{-j\Theta(N-1-n)}. \quad (6)$$

Импульсной характеристикой фильтра согласованного с действительной компонентой комплексной огибающей $I(t)$, является зеркальное отображение её отчетов задержанных на период. Для фильтра согласованного с мнимой составляющей комплексной огибающей $Q(t)$ аналогично. На рисунке 3 представлена реализация согласованного фильтра ШПС–МЧМ в Xilinx System Generator for DSP и MatLAB (с оболочкой Simulink) [3].

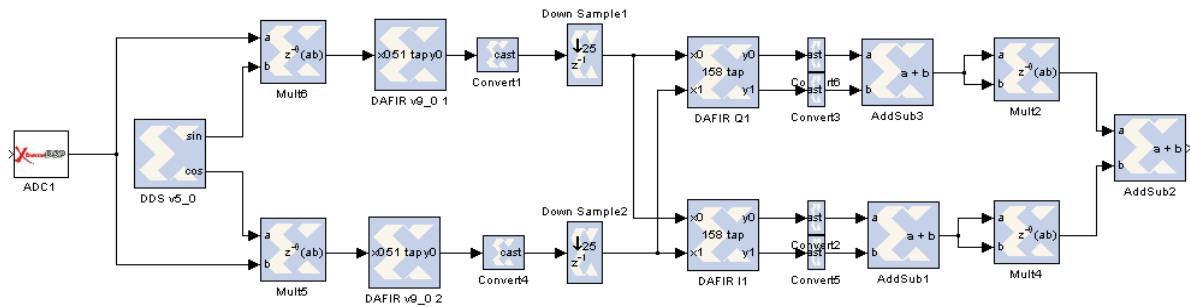


Рисунок 3 – Реализация согласованного фильтра ШПС–МЧМ

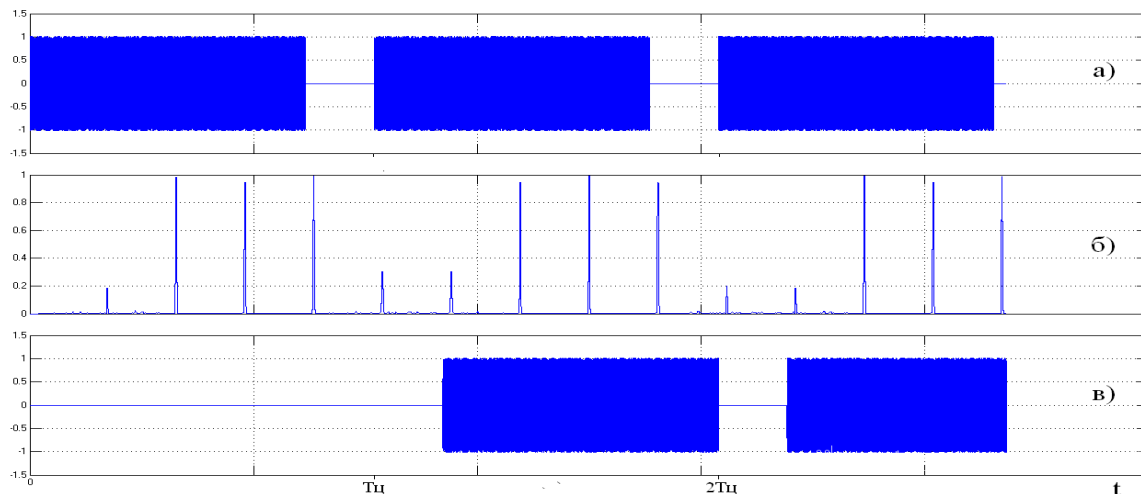


Рисунок 4 – Результаты эмуляции

На рисунке 4 приведены временные диаграммы работы ведущей ОС (рисунок 4,а), выход СФ ШПС–МЧМ (рисунок 4,б), сигнал излучения синхронизированной ОС (рисунок 4,в).

Вывод: разработан и реализован согласованный фильтр ШПС–МЧМ (с манипулирующей ПСП длиной $N = 63$) на отладочной плате Xtreme DSP Development Kit-IV (ПЛИС Virtex4 xc4vsx35-10ff668).

Библиографический список:

1. Kuzmin E.V. Comparative Analysis of Phase-lock Control System Algorithms for Spread-spectrum Signal Receiver / Е.В. Кузьмин // Журнал Сибирского федерального университета. Серия «Техника и технологии». 2011. Том 4, №1. С.35–39.
2. Глинченко, А. С. Цифровая обработка сигналов [Текст]: учеб. пособие / А. С. Глинченко. 2-е изд., перераб. и доп. Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2005.

-
-
3. DSP Design Using System Generator [Электронный ресурс] / Режим доступа:
<http://www.xilinx.com/training/dsp/dsp-design-using-system-generator.htm>