

Анализ характеристик прототипа локальной системы местопределения

Серкин Ф.Б.^{1*}, Важенин Н.А.^{1}, Вейцель А.В.²**

¹*Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), МАИ, Волоколамское шоссе, 4, Москва, А-80, ГСП-3, 125993, Россия*

²*Компания «Topcon Positioning Systems», Дербеневская набережная, 7, стр.22,
Москва, 115114, Россия*

**e-mail: serkinfb@list.ru*

***e-mail: N.Vazhenin@mai.ru*

Аннотация

В настоящее время широкое распространение получили глобальные спутниковые навигационные системы, позволяющие определять местоположение объектов с высокой точностью. Однако, возникает задача местопределения не только под открытым небом, но и в областях, где спутниковые сигналы сильно искажены или недоступны, например, в цехах, ангарах, глубоких карьерах, офисных помещениях и т.п. При наличии сильной многолучевости или затенения получить высокую точность местопределения с помощью глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) становится затруднительно. Однако, существуют системы локального местопределения, которые способны дополнить или полностью заменить ГНСС на некоторой ограниченной территории или внутри помещений.

Как правило, данные системы используют методы временного разделения сигналов различных передатчиков системы. В настоящее время широкое практическое применение получают и системы относительного местоопределения, в которых объект всегда начинает движение из известной точки. В данной работе рассматривается математическая модель системы, описывающая систему относительного местоопределения с временным разделением сигналов передатчиков. На основе модели разработан прототип и проведены эксперименты на испытательном полигоне, результаты которых подтверждают работоспособность и эффективность предложенных алгоритмов формирования и обработки сигналов.

Ключевые слова: относительное местоопределение, прототипирование, программно-определяемое радио.

1. Введение

Исследования и разработки радиосистем, позволяющих определять местоположение подвижных объектов, берут начало в середине 20 века. Широкое распространение получили глобальные спутниковые навигационные системы, позволяющие определять местоположение объектов с высокой точностью. Однако, в настоящее время возникает задача местоопределения не только под открытым небом, но и в областях, где спутниковые сигналы сильно искажены или недоступны, например, в цехах, ангарах, глубоких карьерах, офисных помещениях и т.п. Существуют условия, когда получить высокую точность местоопределения с помощью глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) становится затруднительно. Однако, существуют системы локального местоопределения,

которые способны дополнить или полностью заменить ГНСС на некоторой ограниченной территории или внутри помещений. Как правило, данные системы используют методы временного разделения сигналов различных передатчиков системы. В настоящее время широкое практическое применение получают и системы относительного местоопределения, в которых объект всегда начинает движение из известной точки. Примером реализации относительного местоопределения с использованием временного разделения сигналов является система компании Locata [1,2,3].

В данной работе представлена математическая модель локальной системы местоопределения, включающая модели формирования импульсного сигнала, а также модель канала слежения за таким сигналом. На основе этих моделей был создан прототип системы, позволяющий подтвердить работоспособность предложенных алгоритмов, а также оценить потенциальную точность определения позиции приемника. Проведен анализ характеристик прототипа, состоящего из 4-х канального приемника, построенного на основе технологии программно-определяемого радио с использованием аппаратуры USRP (Universal Software Radio Peripheral), компьютера на базе процессора Intel Core i7, а также 4-х передатчиков навигационных сигналов, также реализованных с помощью USRP [4,5]. Экспериментальные исследования алгоритмов системы, проведенные с использованием прототипа, показали работоспособность и эффективность реализованных алгоритмов формирования и обработки сигналов. Также эксперимент с прототипом системы на испытательном полигоне показал, что

точность оценки относительного перемещения приемника по фазовым измерениям варьируется в диапазоне от единиц сантиметров до нескольких метров вследствие наличия многолучевости и помех в канале распространения сигнала.

2. Математическая модель системы

На рисунке 2.1 показана математическая модель системы. Сигналы передатчиков 1...N отличаются моментами излучения и псевдослучайными последовательностями, которые являются ортогональными для упрощения реализации процедуры поиска. Формируемый цифровой сигнал на входе ЦАП (Цифро-Аналоговый Преобразователь) i -го передатчика с частотой дискретизации



Рисунок 2.1 – Математическая модель системы.

$1/T_s$ в моменты времени kT_s можно представить следующим образом:

$$s_i(kT_s) = \begin{cases} N_i(kT_s) \cos(\omega_0 kT_s + \varphi_0), & T_s \in \text{Timeslot}_i \\ 0, & T_s \notin \text{Timeslot}_i \end{cases} \quad (2.1)$$

где $N_i(kT_s)$ – отсчеты i -ой ПСП, принимающие значения $[-1;1]$, при этом количество отсчетов на чип ПСП определяется отношением T/T_s , где T – длительность чипа ПСП. Можно видеть, что ПСП излучается только в те моменты времени T_s , которые

принадлежат временному интервалу $Timeslot_i$, выделенного для излучения сигналов i -го передатчика.

С выхода передатчиков сигналы поступают в среду распространения сигнала, в данном случае представляющую собой канал с замираниями. С выхода канала с замираниями сигнал поступает на вход приемника, включающего N навигационных каналов, т.к. в модели используется N передатчиков с различными псевдослучайными последовательностями.

2.1 Алгоритмы дискриминаторов петель слежения

На рис. 2.2 представлена упрощенная схема навигационного канала. Рассматривается алгоритм обработки цифровых сигналов на выходе АЦП (Аналого-Цифровой Преобразователь) приемника.

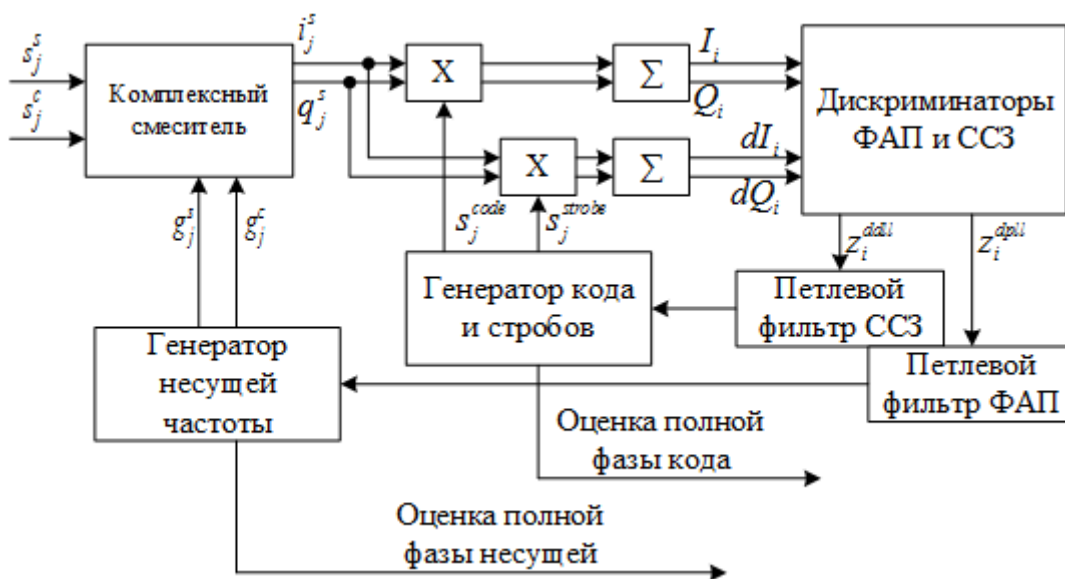


Рисунок – 2.2 – Упрощенная схема навигационного канала.

В данной схеме и далее используются следующие обозначения:

s_j^s - дискретные отсчеты квадратурной компоненты сигнала на входе комплексного смесителя;

s_j^c - дискретные отсчеты синфазной компоненты сигнала на входе комплексного смесителя;

g_j^s - дискретные отсчеты квадратурной компоненты опорной частоты;

g_j^c - дискретные отсчеты синфазной компоненты опорной частоты;

q_j^s - дискретные отсчеты квадратурной компоненты сигнала на выходе комплексного смесителя;

i_j^s - дискретные отсчеты синфазной компоненты сигнала на выходе комплексного смесителя;

s_j^{code} - дискретные отсчеты опорного сигнала на выходе генератора кода;

s_j^{strobe} - дискретные отсчеты опорного сигнала на выходе генератора стробов;

z_i^{dpll} - сигнал дискриминатора системы фазовой автоподстройки (ФАП) частоты;

z_i^{dll} - сигнал дискриминатора системы слежения за задержкой (ССЗ);

Q_i - квадратурная компонента сигнала;

I_i - синфазная компонента сигнала;

Описание алгоритма дискриминатора для ФАП:

Квадратурные компоненты сигнала на выходе комплексного смесителя вычисляются с использованием следующих соотношений:

$$q_j^s = s_j^s \cdot g_j^c - s_j^c \cdot g_j^s; i_j^s = s_j^s \cdot g_j^s - s_j^c \cdot g_j^c, \quad (2.2)$$

где j - дискретные моменты с частотой дискретизации $f_{sampler}$. Квадратурные компоненты сигнала формируются в результате суммирования произведений отсчетов квадратурных компонент входного сигнала на отсчеты опорного сигнала, формируемого генератором кода, при этом суммирование выполняется на интервале длительности кода:

$$Q_i = \sum_j^{N_{smp}} (q_j^s \cdot s_j^{code}); I_i = \sum_j^{N_{smp}} (i_j^s \cdot s_j^{code}), \quad (2.3)$$

где j - дискретные моменты с частотой дискретизации $f_{sampler}$, i - дискретные моменты с частотой кода $f_{code} = 1/T_{code}$, где N_{smp} - количество отсчетов сигнала с частотой дискретизации $f_{sampler}$ на интервале длительности кода.

Для формирования сигнала дискриминатора ФАП используется функция $atan2(x, y)$, вычисляющая значение угла между осью x и линией, проведенной из начала координат $(0,0)$ в точку с координатами (x, y) . Угол определяется в радианах в диапазоне $(-\pi, \pi]$. Таким образом сигнал дискриминатора можно вычислить, используя соотношение:

$$z_i^{dpll} = atan2(Q_i, I_i). \quad (2.4)$$

Сигнал дискриминатора используется в петлевом фильтре только в те моменты времени, в которые петля «замкнута».

Описание алгоритма дискриминатора для ССЗ:

Алгоритм дискриминатора ССЗ предусматривает формирование 4-х корреляционных сигналов (КС):

$$1) I_i = \sum_j^{N_{smp}} (i_j^s \cdot s_j^{code})$$

- кодовый КС представляет собой сумму произведений

дискретных отсчетов входного сигнала i_j^s на дискретные отсчеты генератора кода s_j^{code} , накопленную за полную длину кода T_{code} .

$$2) dI_i = \sum_j^{N_{smp}} (i_j^s \cdot s_j^{strobe})$$

- стробовый КС представляет собой сумму

произведений дискретных отсчетов входного сигнала i_j^s на дискретные отсчеты генератора стробов s_j^{strobe} , накопленную за полную длину кода T_{code} .

$$3) Q_i = \sum_j^{N_{smp}} (q_j^s \cdot s_j^{code})$$

- кодовый КС представляет собой сумму

произведений дискретных отсчетов входного сигнала q_j^s на дискретные отсчеты генератора кода s_j^{code} , накопленную за полную длину кода T_{code} .

$$4) dQ_i = \sum_j^{N_{smp}} (q_j^s \cdot s_j^{strobe})$$

- стробовый КС представляет собой сумму

произведений дискретных отсчетов входного сигнала q_j^s на дискретные отсчеты генератора стробов s_j^{strobe} , накопленную за полную длину кода T_{code} . Фрагмент

кода и последовательность стробов изображены на рис.2.3.

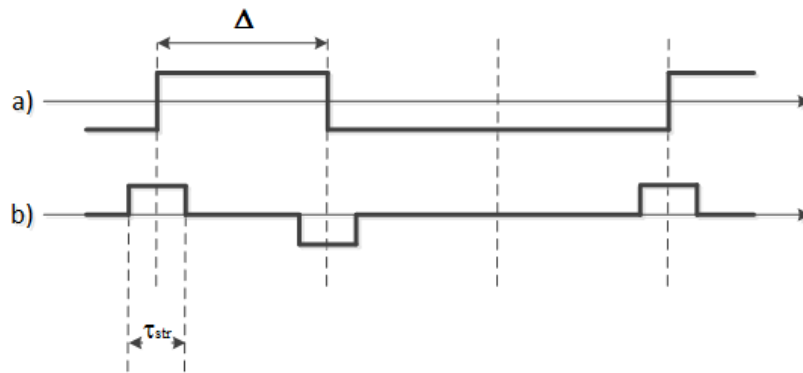


Рисунок- 2.3 - Эпюры различных стробовых последовательностей

На рис. 2.3.а изображен фрагмент кода, содержащий 5 чипов кода длительностью Δ каждый и три смены знака. Пример стробовой последовательности показан на эпюре b данного рисунка. Длительность строба τ_{str} выбирается исходя из соотношения между шумовой и многолучевой ошибкой. Длительность элемента строба определяется частотой дискретизации и временем накопления. В данной реализации используется следующая версия дискриминатора со стробом типа b:

$$z_i^{dll} = \frac{dI_i \cdot I_i + dQ_i \cdot Q_i}{I_i^2 + Q_i^2} \quad (2.5)$$

2.2 Алгоритмы петлевых фильтров петель слежения с разными типами управления для работы в импульсном режиме

Основной особенностью системы является временное разделение сигналов от различных передатчиков. Время накопления всегда равно T_{code} , однако, интервал управления может быть в N раз больше. Для работы петлевого фильтра в заданном режиме формируются признаки «замкнутой» и «разомкнутой» петли:

$\Pi_i^Z = 1$ - признак «замкнутой» петли, $\Pi_i^Z = 0$ - признак «разомкнутой» петли, при этом признаки «замкнутой» петли слежения формируются строго через каждый интервал $T_i = NT_{code}$.

На выходе петлевого фильтра формируются сигналы управления NCO: по фазе $\Delta\varphi_{i+1}^{NCO}$ и частоте Δg_{i+1}^{NCO} , а также оценки фазы $\tilde{\varphi}_i$ входного сигнала в момент i .
 $\alpha_i, \beta_i, \gamma_i$ - коэффициенты петлевого фильтра. Опишем далее основные режимы работы петлевых фильтров ФАП и ССЗ.

Описание алгоритма частотно-фазового управления ФАП:

Если $\Pi_i^Z = 1$, выполняются следующие операции:

Оценка фазы входного сигнала

$$\tilde{\varphi}_i = \varphi_i^{NCO} + (\alpha_i) \cdot z_i^{dpll}.$$

Оценка безразмерной частоты входного сигнала

$$\tilde{g}_i = \hat{g}_i + (\beta_i) \cdot z_i^{dpll}.$$

Оценка безразмерной производной частоты входного сигнала

$$\tilde{s}_i = \hat{s}_i + (\gamma_i) \cdot z_i^{dpll}.$$

Прогноз изменения фазы NCO ФАП на (i+1)-ый момент

$$\Delta\varphi_{i+1}^{NCO-PLL} = \frac{1}{2} \cdot \hat{s}_i + \left(\alpha_i + \beta_i + \frac{1}{2} \cdot \gamma_i \right) \cdot z_i^{dpll}.$$

Прогноз изменения частоты NCO ФАП на (i+1)-ый момент

$$\Delta g_{i+1}^{NCO} = \hat{s}_i + (\beta_i) \cdot z_i^{dpll}.$$

Прогноз изменения производной частоты NCO ФАП на (i+1)-ый момент

$$\hat{s}_{i+1} = \hat{s}_i + (\gamma_i) \cdot z_i^{dpll}.$$

Изменение фазы NCO ФАП

$$\varphi_i^{NCO_PLL} = \varphi_i^{NCO_PLL} + \Delta\varphi_{i+1}^{NCO_PLL}.$$

Если $\Pi_i^Z = 0$, каждый такт в соответствии с частотой дискретизации выполняются следующие операции:

Сигнал управления NCO ФАП по частоте меняет фазу следующим образом:

$$\varphi_j^{NCO_PLL} = \varphi_{j-1}^{NCO_PLL} + \frac{\Delta g_{i+1}^{NCO_PLL}}{N}, \text{ где } N - \text{ количество тактов на интервале управления.}$$

Описание алгоритма для фазового управления ССЗ с ведением по частоте от ФАП:

Сигнал управления NCO ССЗ по частоте меняет фазу следующим образом:

$$\varphi_j^{NCO_DLL} = \varphi_{j-1}^{NCO_DLL} + \frac{\Delta g_{i+1}^{NCO_PLL}}{N \cdot K}, \text{ где } N - \text{ количество тактов на интервале}$$

управления, $K = \frac{f_{несущей}}{f_{кода}}$ – коэффициент пересчета.

Если $\Pi_i^Z = 1$, выполняются следующие операции:

Оценка фазы входного сигнала

$$\tilde{\varphi}_i = \varphi_i^{NCO_DLL} + (\alpha_i) \cdot z_i^{ddll}.$$

Оценка безразмерной частоты входного сигнала

$$\tilde{g}_i = \hat{g}_i + (\beta_i) \cdot z_i^{ddll}.$$

Оценка безразмерной производной частоты входного сигнала

$$\tilde{s}_i = \hat{s}_i + (\gamma_i) \cdot z_i^{dll}.$$

Прогноз изменения фазы NCO ССЗ на (i+1)-ый момент

$$\Delta\varphi_{i+1}^{NCO} = (\alpha_i) \cdot z_i^{dll}.$$

Изменение фазы NCO ССЗ

$$\varphi_i^{NCO_DLL} = \varphi_i^{NCO_DLL} + \Delta\varphi_{i+1}^{NCO_DLL}.$$

Если $\Pi_i^Z = 0$, никакие операции не выполняются.

3. Разработка и исследование характеристик прототипа системы

При анализе качества работы системы в реальных условиях эффекты многолучевости и помеховая обстановка могут отличаться от заданных при имитационном моделировании. Кроме того, возникают различные эффекты, связанные с реализацией алгоритмов на какой-либо аппаратной платформе. Проведение эксперимента с прототипом может подтвердить работоспособность разработанных алгоритмов и технических решений, а также произвести оценку потенциальной точности разрабатываемой совмещенной системы в реальных условиях.

В настоящее время на рынке появилось множество устройств, реализованных на основе технологии программно-определяемого радио - ПОР (SDR – Software Defined Radio), которые позволяют прототипировать широкополосные системы с использованием высокой частоты дискретизации в реальном времени с использованием компьютеров общего назначения. На основе данной технологии

был разработан прототип системы и проведен эксперимент на испытательном полигоне.

3.1 Реализация прототипа системы с использованием технологии ПОР

Для решения навигационной задачи на плоскости все устройства размещаются на одной высоте. Прототип системы состоит из пяти устройств, реализованных на основе технологии ПОР: четырех USRP N210, используемых в качестве передатчиков и одного USRP X310, используемого в качестве приемника. Для реализации синхронизации передатчиков используются тактовые сигналы 10 МГц и 1 PPS, генерируемые с генератора Agilent E4438C. Все передающие устройства управляются с единого компьютера с помощью гигабитного Ethernet-соединения (GigE). Приемным устройством управляет второй компьютер с помощью 10-гигабитного Ethernet-соединения (10GigE). Схема установки представлена на рис.

3.1. На данной схеме:

- N210 1 (Tx1) – первый передатчик
- N210 2 (Tx2) – второй передатчик
- N210 3 (Tx3) – третий передатчик
- N210 4 (Tx4) – четвертый передатчик
- X310 (Rx) – приемник
- Control PC 1,2 – управляющие компьютеры. Данные передаются посредством Ethernet-соединений.
- Clock signal generator – Генератор тактовых сигналов 10 MHz и 1 PPS.

Следует отметить, что все кабели и антенны в данной схеме выбраны одинаковыми, чтобы исключить разницу задержек распространения тактовых сигналов и данных.

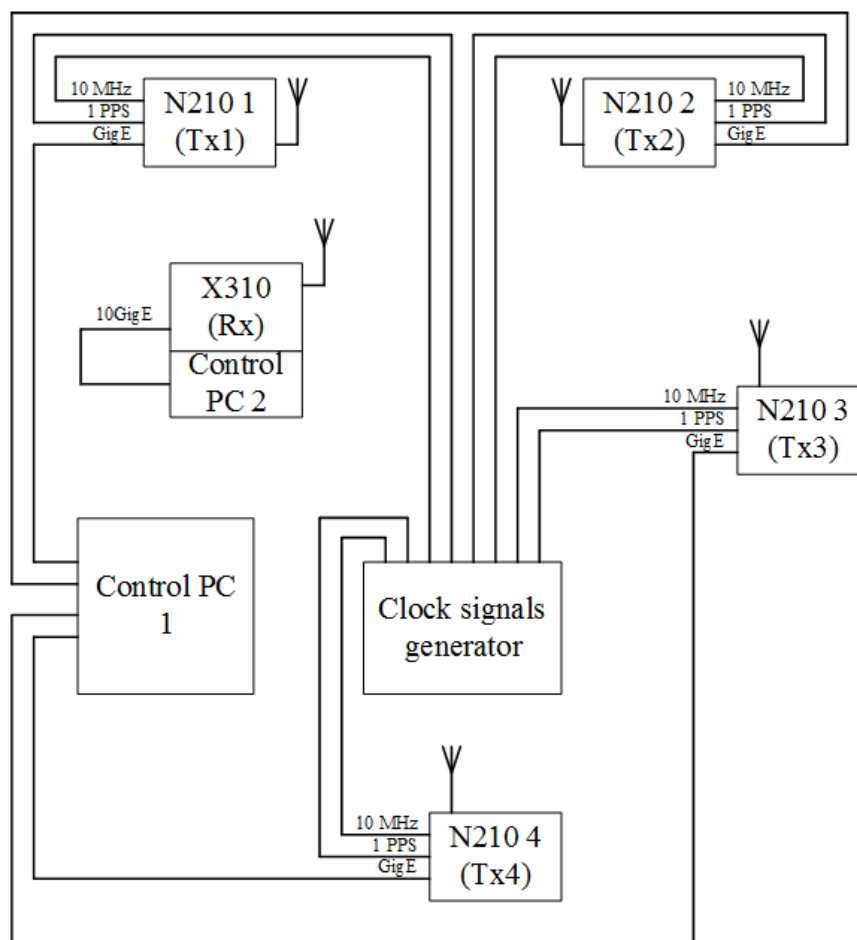


Рисунок 3.1 – Схема прототипа системы.

Передатчики на основе USRP N210 генерируют сигналы на несущей частоте на основе цифровых отсчетов, получаемых по каналу связи с компьютера Control PC 1. Приемник на основе USRP X310 принимает сигналы со всех передатчиков, оцифровывает и передает на компьютер Control PC 2 для многоканальной обработки. На рис 3.2 представлена схема формирования сигналов системы передатчиков. На потоке 1 процессора формируются комплексные отсчеты сигнала для передатчиков, управление USRP и передача данных с помощью четырех интерфейсов GigE реализуется на потоке 2.

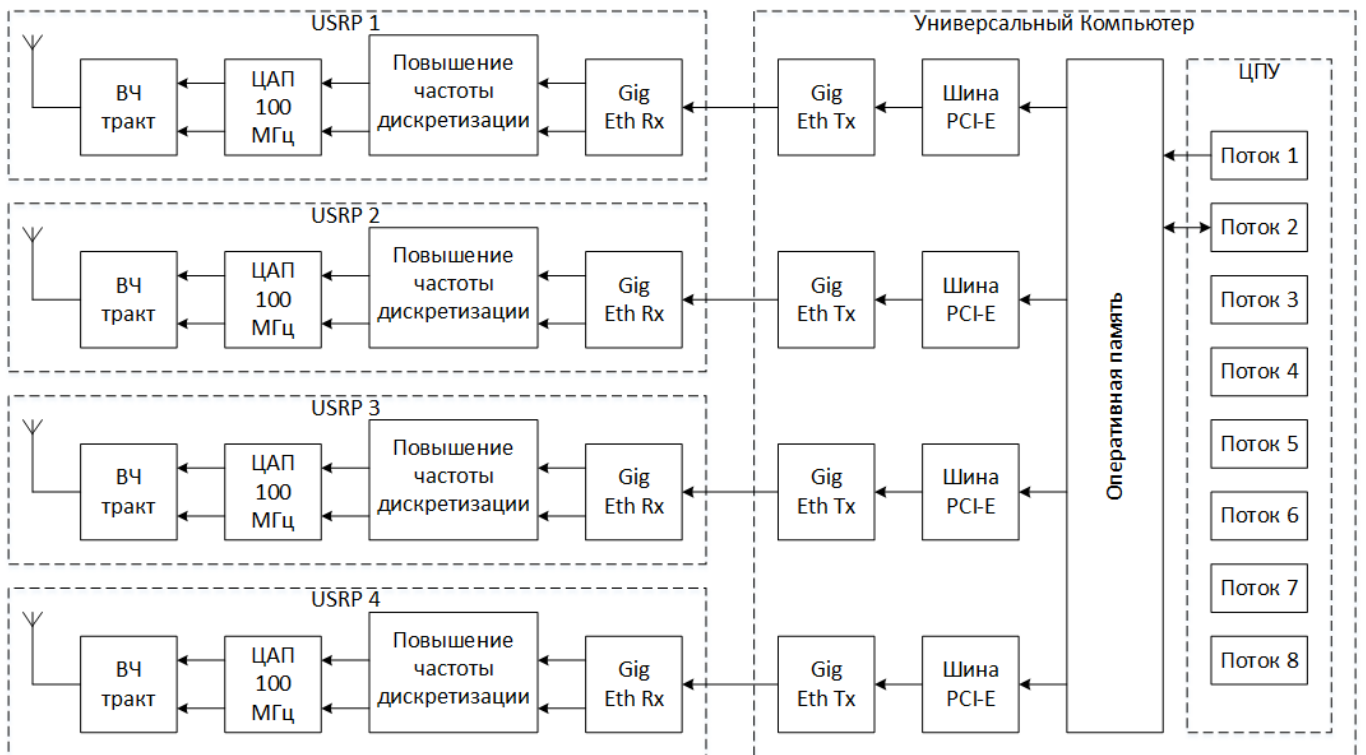


Рис. 3.2 – Схема формирования сигналов системы передатчиков.

На рис. 3.3 изображена схема обработки сигнала в приемнике. Поскольку реализуется многоканальная обработка комплексных отсчетов на высокой частоте дискретизации, скорость входного потока данных может достигать 800 Мбит/с. В связи с этим обработка такого потока данных на одном потоке процессора невозможна. Для решения данной проблемы были применены принципы многопоточного программирования. На различные потоки процессора были распределены независимые задачи:

1. Потоки 3,4,5,6 – каналы слежения за сигналами четырех передатчиков, а также управление записью результатов измерений на жесткий диск и визуализация.
2. Поток 1 – автоматическая регулировка усиления.
3. Поток 2 – управление USRP и прием данных посредством 10GigE интерфейса.

Высокопроизводительная оперативная память (ОЗУ) выступает в роли буфера обмена между потоками данных.

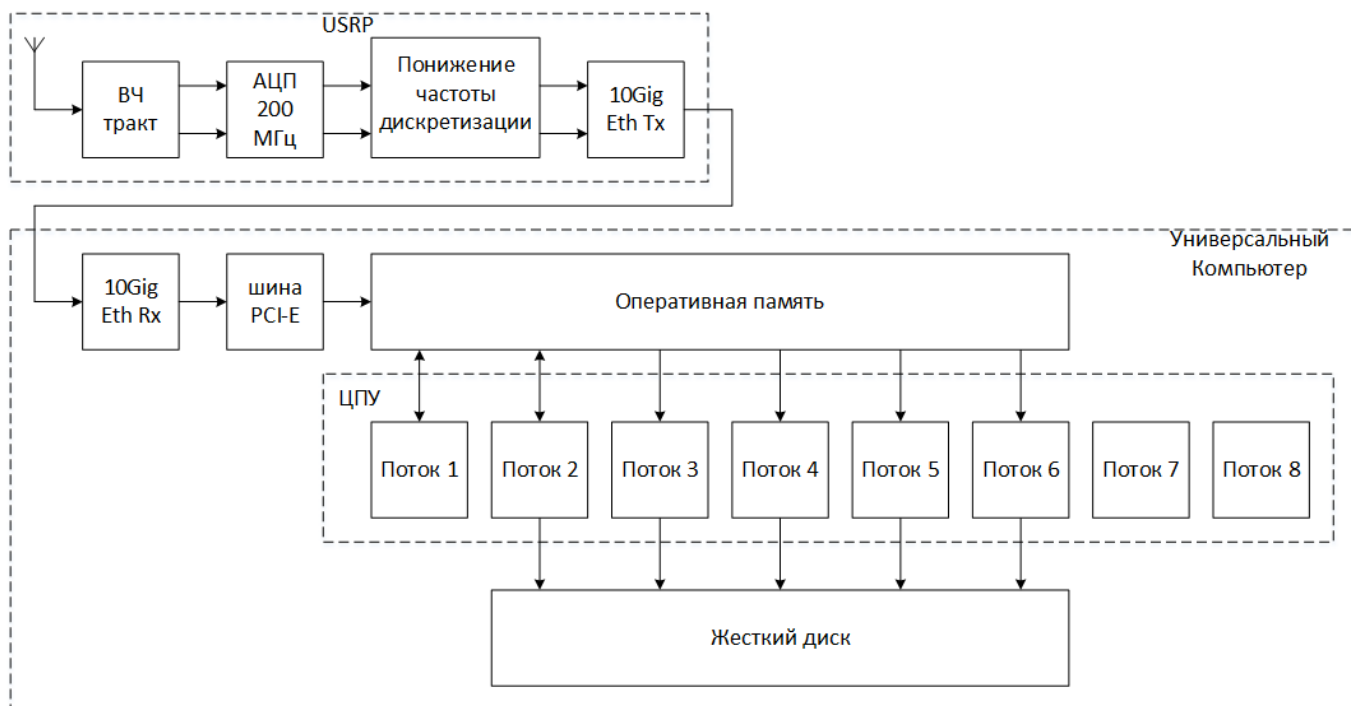


Рис. 3.3 – Схема обработки сигнала в приемнике.

Целью экспериментов на испытательном полигоне является экспериментальное подтверждение работоспособности предложенных алгоритмов и технических решений, экспериментальное определение точности местоопределения, а также оценки относительного перемещения приемника от заданной точки. На рис. 3.4 показана схема экспериментальной установки.

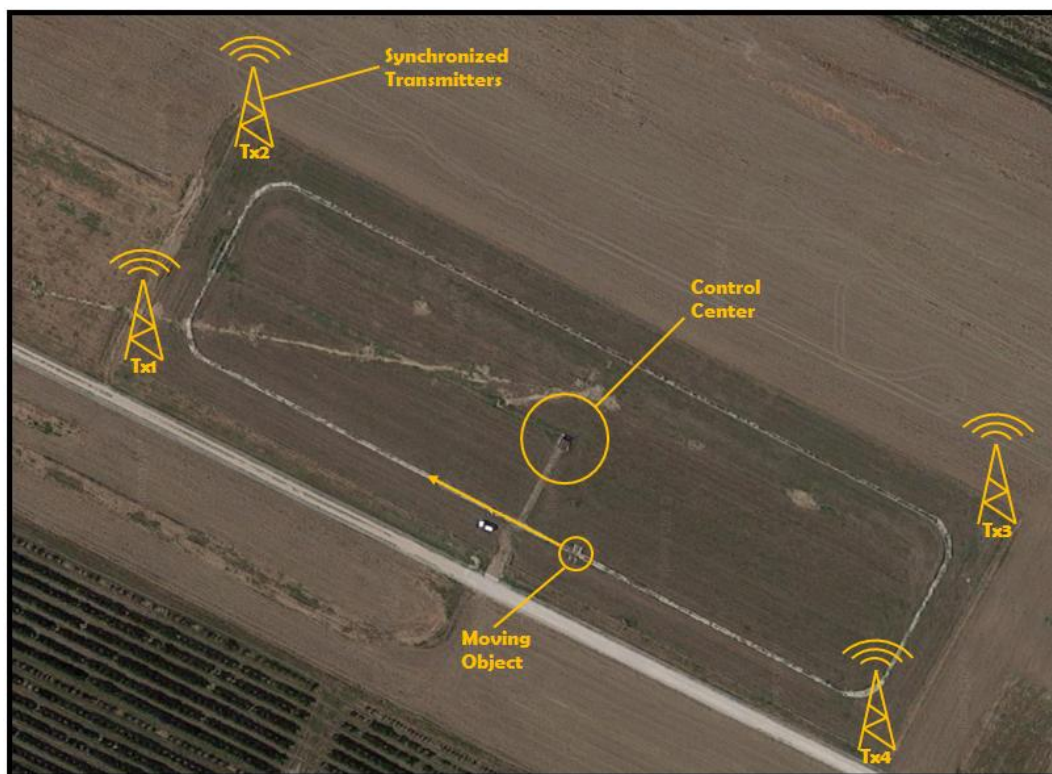
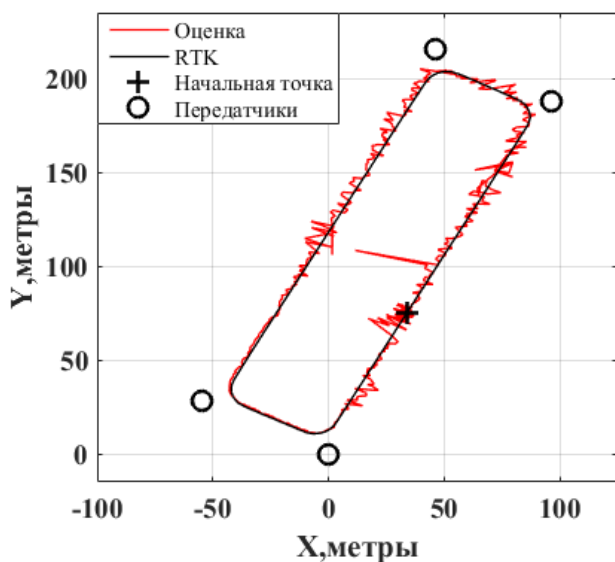


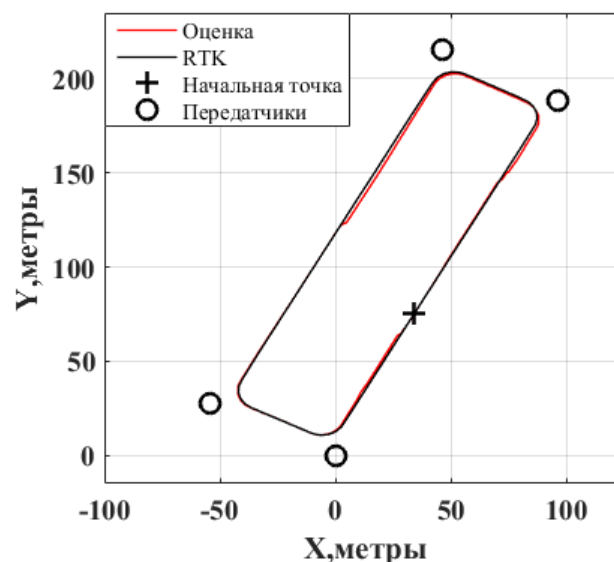
Рис. 3.4 – Экспериментальная установка на испытательном полигоне.

На полигоне были установлены 4 синхронизированных прототипа передатчика Tx1-Tx4, управляемые из центра управления, расположенного в центре полигона (Control Center). По рельсам из начальной точки движется платформа (Moving Object), на которой установлен приемник. В конце движения платформа возвращается в начальную точку.

В рамках эксперимента платформа двигалась со скоростью 12 км/ч по рельсам полигона. В результате эксперимента были получены кодовые и фазовые измерения, по которым были вычислены соответственно оценки координат приемника, а также оценка его относительного перемещения при заданной истинной начальной точке. Результат оценки координат X и Y по кодовым измерениям показан на рис. 3.5.а. На рис. 3.5.б представлен результат оценки перемещения приемника относительно начальной точки по фазовым измерениям.



а)



б)

Рисунок 3.5 – Оценка координат приемника по кодовым измерениям(а) и оценка перемещения приемника относительно начальной точки по фазовым измерениям(б).

В обоих случаях эталонной траекторией движения считается оценка позиции, полученная с помощью навигационного приемника Topcon NET-G3A методом RTK (Real Time Kinematic). На рис. 3.6 и 3.7 показаны ошибки оценки координат X и Y для кодовых и фазовых измерений соответственно. В таблице 3.1 представлены СКО и максимальные значения ошибок оценки координат приемника.

Можно видеть значительные искажения в фазовых и кодовых измерениях, которые связаны с эффектами многолучевости, а также помехами других устройств в эфире. Ошибка оценки начального положения приемника по кодовым измерениям связана с большой погрешностью оценки координат передатчиков. Также в данную ошибку входит разность высот, на которых находятся передатчики и приемник, и ошибка синхронизации системы передатчиков.

Таблица 3.1 – Ошибки оценки координат и 2-D позиции приемника.

	Кодовые измерения	Фазовые измерения
Ошибка оценки позиции на плоскости		
СКО, м	3.45	0.77
Максимум, м	15.39	1.94
Ошибка оценки координаты X		
СКО, м	2.57	0.47
Максимум, м	9.23	1.17
Ошибка оценки координаты Y		
СКО, м	2.29	0.61
Максимум, м	15.39	1.56

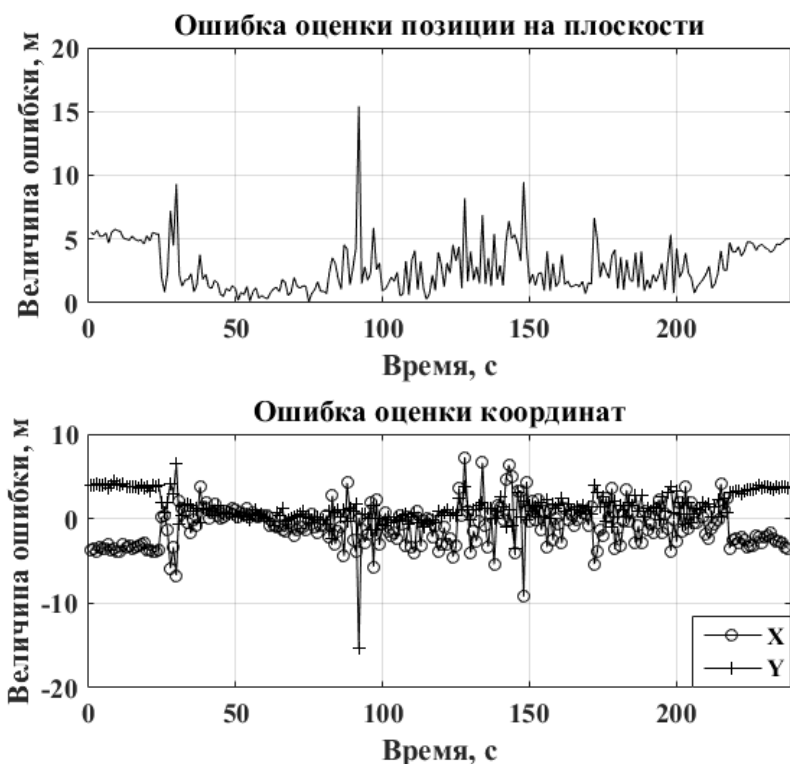


Рисунок 3.6 – Ошибки оценки позиции и координат приемника по кодовым измерениям.

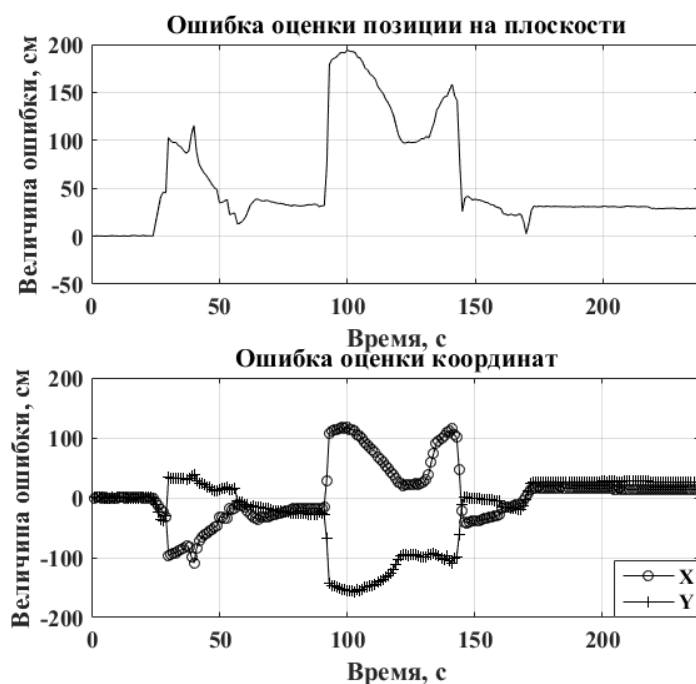


Рисунок 3.7 – Ошибки оценки позиции и координат приемника относительно начальной точки по фазовым измерениям.

4. Выводы

По итогам проведенной работы можно сделать следующие выводы:

1. Разработана математическая модель системы, включающая модели формирования импульсного сигнала, а также модели канала слежения за импульсным сигналом.
2. Экспериментальные исследования алгоритмов системы, проведенные с использованием прототипа, показали работоспособность и эффективность предложенных алгоритмов формирования и обработки сигналов.
3. Эксперимент с прототипом системы на испытательном полигоне показал, что точность оценки относительного перемещения приемника по фазовым измерениям трех передатчиков варьируется в диапазоне от единиц сантиметров до нескольких метров вследствие наличия многолучевости и помех в канале распространения

сигнала, и в целом совпадает с теоретическими результатами и результатами, полученными на имитационных моделях.

Библиографический список

1. J. Barnes, C. Rizos, J. Wang, D. Small, G. Voight, N. Gambale, “LocataNet: Intelligent time-synchronised pseudolite transceivers for cm-level stand-alone positioning”, Locata Paper, Nav World Congress, Berlin, 2003.
2. F.A. Khan, A. Dempster, C. Rizos, Efficient Algorithms for Locata Navigation Receiver Sensivity Improvement, Journal of Global Positioning Systems, Vol. 9, No. 2, 2011, p.131-144.
3. F.A. Khan, Locata Positioning System Performance Evaluation and Improvement in the Presence of RF Interference, Ph. D. Thesis, School of Surveying & Spatial Information Systems, The University of New South Wales, Australia, 2011.
4. Serkin F.B., Vazhenin N.A., USRP platform for communication systems research, 15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Cartagena. Spain, 2013, pp. 1-4
5. Серкин Ф.Б. Анализ особенностей использования аппаратно-программных средств USRP при исследовании беспроводных систем передачи информации // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2014. №1 С. 63-67.