

Моделирование шумоподобной системы связи на основе ансамблей симплексных кодов

Кузнецов В.С.*, Волков А.С., Солодков А.В.***, Сорока В.Г.******

*Национальный исследовательский университет «МИЭТ»,
площадь Шокина, 1, Москва, Зеленоград, 124498, Россия*

**e-mail: vitaliy_kuznetsov@hotmail.com*

***e-mail: leshvol@mail.ru*

****e-mail: solodkov_aw@mail.ru*

*****e-mail: altair08111994@yandex.ru*

Статья поступила 18.02.2020

Аннотация

В данной статье описывается математическая модель системы связи с широкополосными сигналами на основе симплексных кодов и особенности архитектуры приемной части. Проведено статистическое численное моделирование выбранных сигналов в условиях как эталонного канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ), так и реальных каналов.

Предложено решение по организации связи в децентрализованном режиме за счет организации дополнительного временного разделения абонентов, а для сохранения общей пропускной способности системы связи передача от одного абонента в адрес сразу нескольких других ведется в пределах таймслота одновременно. Разделимость сигналов абонентами в этом случае осуществляется за счет характеристик предложенного разделяющего ансамбля.

Затронуты вопросы создания прототипа системы, методологии разработки программного обеспечения (ПО) для гетерогенных систем, отладки и тестирования конечного устройства.

Ключевые слова: системы связи, помехоустойчивое кодирование, прототипирование систем связи, широкополосные сигналы.

Введение

Системы связи с широкополосными (или шумоподобными) сигналами привлекают внимание специалистов из-за сочетания своих характеристик – возможности работы в условиях многолучевого распространения радиосигналов, организации множественного доступа, скрытности передачи сигнала, стойкости к помехам и т.д. [1].

При этом существует проблема регулировки мощности (т.н. проблема ближний-дальний), которую традиционно решают за счет централизованной синхронной передачи в нисходящем канале от базовой станции (БС) и регулировкой мощности передатчиков абонентских станций (АС) в восходящем канале для выравнивания мощности в точке приема. При децентрализованном режиме работы без базовых станций эта проблема не решена, особенно при возможности подвижности абонентов [2-8]. Кроме того, система с расширением спектра методом прямой последовательности испытывает значительное ухудшение характеристик при работе в асинхронном режиме, т.е. при случайном времени передачи псевдослучайных последовательностей (ПСП) в эфир. Возможности организации системы связи в таком случае определяются взаимнокорреляционными свойствами

используемых ПСП, что сильно усложняет их поиск, а зачастую генерацию и обнаружение.

Однако работу нескольких абонентов в одной полосе и в одной зоне радиовидимости при использовании расширяющих ПСП можно организовать, введя дополнительное временное разделение. При этом для повышения скорости передачи следует обеспечить передачу сигналов от одного абонента в адрес сразу нескольких, что может быть обеспечено только за счет хороших корреляционных свойств расширяющего ансамбля. Авторами ранее исследовано использование в качестве расширяющих последовательностей ансамблей симплексных кодов и предложен метод генерации таких ансамблей путем модификации кодов Голда [9-13].

Каждому абоненту в таком случае выделяется таймслот в кадровой структуре, которая задается выделенной АС, называемой станцией привязки, и группа ПСП. Излучая в эфир одновременно несколько ПСП, абонент может передавать данные в адрес сразу нескольких абонентов, при этом разделимость ПСП на приеме обеспечивается низким уровнем боковых лепестков взаимно- и автокорреляционных функции используемых расширяющих последовательностей, а проблема ближний-дальний не возникает из-за равных мощностей сигналов в адрес разных абонентов, поскольку они выровнены по мощности в точке передачи [12].

Разработка структуры пакета и расчет скорости передачи информации

В данной системе выбран пакетный способ передачи оцифрованной речи или цифровых данных. Момент времени, t_0 начала пакета задается сложным сигналом

синхронизации (СС), передаваемым непосредственно перед информационным пакетом. Основываясь на опыте разработки действующих многоканальных систем мобильной связи *IS-95* и *UMTS*, работающих в аналогичных условиях, длительность сложного СС пакета выбрана равной $D_7 \cdot D_8 \cdot \tau_{ch} = (2^7 - 1) \cdot (2^8 - 1) \cdot \tau_{ch} = 32835 \cdot \tau_{ch}$. Выбор составного сложного СС приводит к ухудшению АКФ по сравнению с целым (непрерывным) СС такой же длины, но позволяет минимизировать время обнаружения сложного СС.

Кроме того, для повышения вероятности обнаружения СС в канале с замираниями момент времени начала пакета t_0 определяется не амплитудой главного пика, а расстоянием между двумя главными пиками сложного СС. Для этого СС передается два раза подряд.

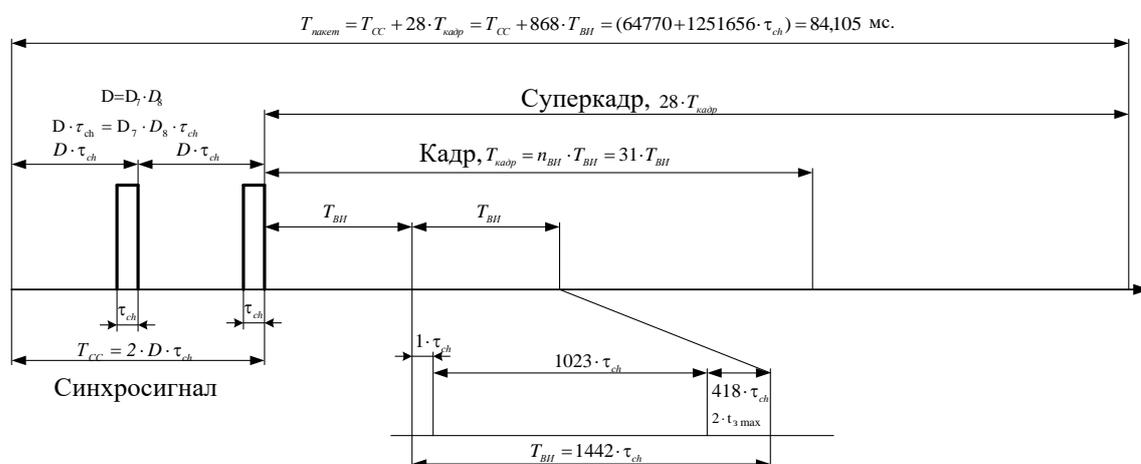


Рисунок 1 – Структура пакета разрабатываемой системы

Относительное время передачи СС: $\frac{T_{СС}}{T_{СС} + T_{пакета}} \cong 5\%$.

Требования к стабильности тактовой частоты: $\Delta\tau_{ch} \cdot 1442 \cdot x_{ВИ} = 0,1 \cdot \tau_{ch}$.

$\frac{0,1}{1251656} = \frac{\Delta\tau_{ch}}{\tau_{ch}} = \frac{1}{2,516560 \cdot 10^6} = 0,08 \cdot 10^{-6} = 8 \cdot 10^{-8}$. При нестабильности частоты

10^{-7} максимальное число кадров, передаваемых между посылками синхросигнала – не более 22.

В структуре таймсота, называемого так же временным интервалом (ВИ), один чип отведен под время перестройки генераторов, полезная нагрузка состоит из D_{10} чипов и имеет длительность $D_{10} \cdot \tau_{ch}$, а в конце таймслота заложен защитный интервал с длительностью, равной двойной максимальной задержке на распространение сигнала при заданном радиусе зоны радиовидимости в 2,5 км: $t_{зад. max} = 13,35 \text{ мкс} = 146 \cdot \tau_{ch} \cdot t_{отсчет \text{ ВИ}} = (i - 1) \cdot T_{ВИ}$, $1 \leq i \leq 31$.

Для передачи в адрес конкретного абонента используется две ПСП из выбранного расширяющего ансамбля, причем аппаратно выбор ПСП определяется различными начальными установками РЛОС, как показано на рисунке 2.

Скорость передачи в линии абонент-абонент выбрана равной $R_{аб} = 2,4 \cdot 10^3$ бит/с (передача голоса). Для повышения помехоустойчивости применяется дополнительное помехоустойчивое кодирование (ПК) внешним кодом Рида-Соломона (РС) [14] с укорочением РС(28,24,5) над полем $GF(2^8)$. Тогда максимальная скорость передачи от всех абонентов в адрес j – го абонент, где $1 \leq j \leq 31$, равна:

$$R_1 = \left(\frac{8_2 \cdot K}{T_{ВИ} \cdot n_{ВИ} \cdot N} \right) \cdot n_{ВИ} = \frac{8_2 \cdot K / N}{T_{ВИ} \cdot n_{ВИ}} \cdot n_{ВИ} = \frac{8_2 \cdot 24 / 28}{1442 \cdot \tau_{ch} \cdot 31} \cdot n_{ВИ} = \frac{8_2 \cdot \tau_C}{T_K} \cdot n_{ВИ} = R_{аб} \cdot n_{ВИ} = 2,4 \cdot 10^3 \cdot 31 = 74,4 \cdot 10^3 \text{ бит/с.} \quad (1)$$

Суммарная максимальная скорость передачи информации при групповом (циркулярном) режиме ведения переговоров составляет:

$$R_{\Sigma} = R_1 \cdot n_{ВИ} = 74,4 \cdot 10^3 \cdot 31 = 2,3064 \cdot 10^6 \text{ бит/с.} \quad (2)$$

Расчет параметров системы выполним при требовании, предъявляемом к передаче цифровых данных с помехоустойчивым кодированием, т.е. при $q_b = 10^{-6}$.

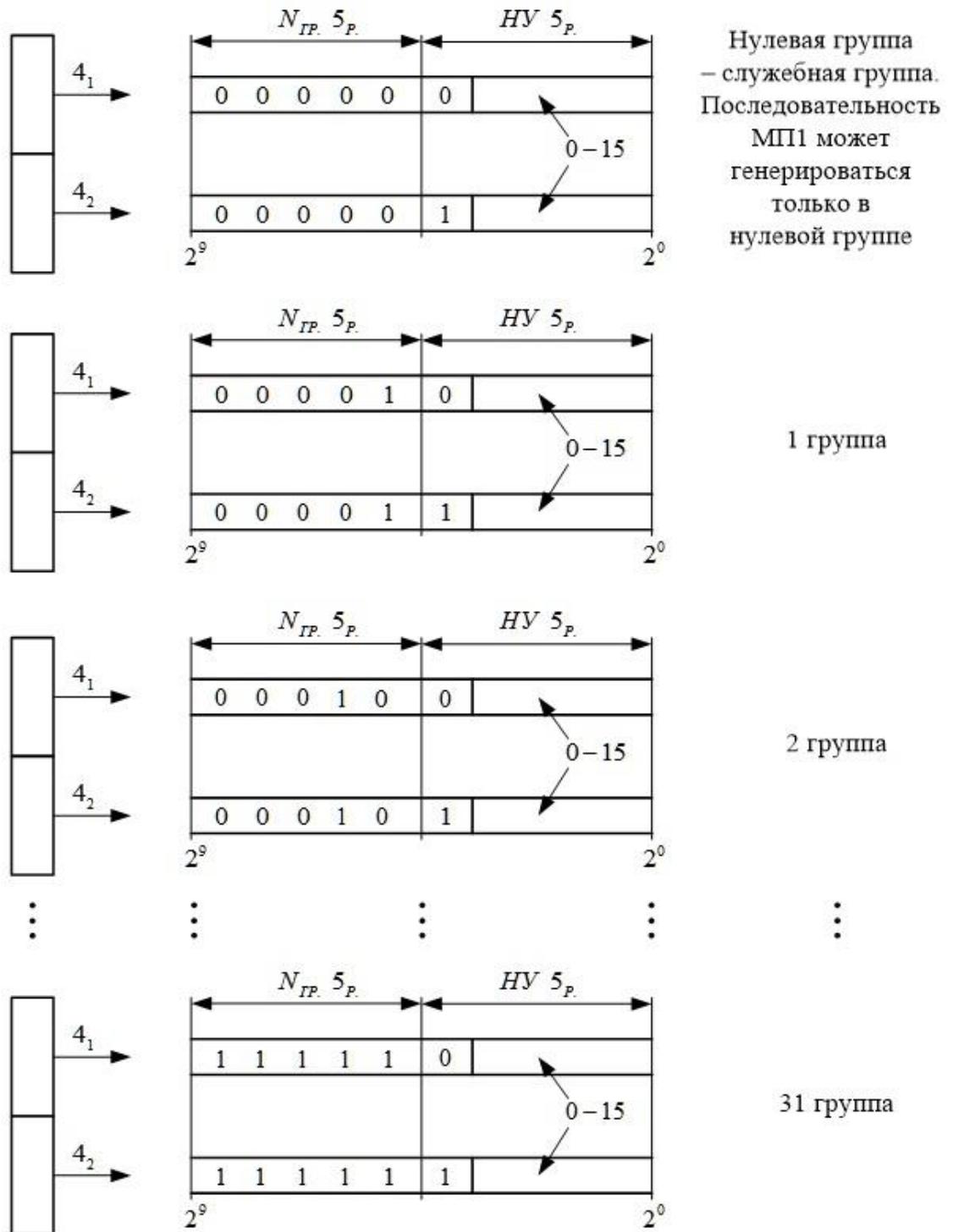


Рисунок 2 – Начальные установки генераторов ШПС симплексного кода с параметрами $N, K, D_x = (1023, 32, 512)$

Основные энергочастотные параметры системы

Длительность временного интервала (ВИ), в течении которого происходит передача ПСП в адрес одного абонента, равна:

$$T_{\text{ВИ}} = (D_{10} + 1) \cdot \tau_{ch} + 2 \cdot t_{z \max}, \quad (3)$$

где $D_{10} = (2^{10} - 1)$ чипов, $t_{z \max}$ – максимальная задержка распространения радиосигнала в зоне радиопокрытия системы, которая определяется как

$$t_{z \max} = \frac{d_{\text{макс}}}{c} = \frac{4 \cdot 10^3 \cdot 10^6}{3 \cdot 10^8} = 13,35 \quad (4)$$

Полоса частот W с учетом длительности чипа и структуры пакета равна

$$W = \frac{\alpha}{\tau_{ch}} = \frac{\alpha \cdot (D_{10} + 1)}{T_{\text{ВИ}} - 2 \cdot t_{z \max}} = 18 \cdot 10^6 \text{ Гц}, \quad (5)$$

откуда длительность чипа равна

$$\tau_{ch} = \frac{\alpha}{W} = \frac{1,15}{18 \cdot 10^6} = 0,0639 \text{ мкс.} \quad (6)$$

Синхронно и одновременно (при взаимном сдвиге по задержке $\tau = 0$) в j -ом ВИ j -ый абонент излучает до 62 шумподобных сигналов (ШПС), по 2 сигнала в адрес каждого из 31 абонентов. Вероятность ошибки приема в этом случае полностью определяется минимальным расстоянием симплексного кода и числом ближайших кодовых комбинаций к переданной. Вероятность символьной ошибки кодового слова ПК $q_{c_{RS}} = 2 \cdot q_4$, где q_4 – вероятность блоковой ошибки приема переданной комбинации симплексного кода. Прием выполняется на цифровые согласованные фильтры, количество которых 32 (по числу ШПС на каждого абонента). Математическое моделирование такой структуры приемника будет показано ниже. Выходы пороговых устройств согласованных фильтров делится на две группы по 16 выходов в каждой. Каждый из двух передаваемых для данного абонента ШПС

выделяется в своей группе (рисунок 4), перенося 4 бита информации (всего $2 \cdot 4 = 8_2$ бит на абонента).

Внешний ПК Рида-Соломона с параметрами РС(28,24,5) над полем GF(2⁸) допускает исправление ошибок и стираний. Расчет ПУ выполняется при требовании к качеству приема цифровых данных, т.е. при $q_{b_{RS}} = 10^{-6}$. При такой величине $q_{b_{RS}}$ вероятность ошибочного приема q -ичного символа (байта) кода РС не хуже $q_{c_{RS}} = 2,2 \cdot 10^{-3}$. Тогда:

$$q_4 = \frac{q_{c_{RS}}}{2} \leq 1,1 \cdot 10^{-3} \leq N_d \left(1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{n_{аб} \cdot 2 \cdot P_c \cdot d_x}{\sigma^2}} \right) \right), \quad (7)$$

где N_d – число ошибочных переходов переданной кодовой комбинации симплексного кода, приводящее ошибочному декодированию (ошибочному выбору) i -ой кодовой комбинации как наиболее вероятной переданной, $N_d = 31 + 1 + 30 \cdot 2 = 92$;

$\frac{n_{аб} \cdot 2 \cdot P_c}{\sigma^2}$ – среднее отношение сигнал/шум в пересчете на символ; d_x – минимальное

расстояние симплексного кода; $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ – интеграл вероятности. В

соответствии с (7) проведем вычисления:

$$1 - \Phi \sqrt{\frac{n_{аб} \cdot 2 \cdot P_c \cdot d_x}{\sigma^2}} = 1 - \Phi(x) \geq \frac{1,1 \cdot 10^{-3}}{92} = 1,19 \cdot 10^{-5}.$$

Из расчета интеграла вероятности $x \leq 4,226$, причем:

$$x^2 = \frac{n_{аб} \cdot 2 \cdot P_c \cdot d_x}{\sigma^2} = \frac{E_b}{j_0} \cdot \gamma_1 \cdot d_x. \quad (8)$$

Определим ПУ системы против искусственных помех:

$$ПУ = \frac{j_{\text{ср.пом.}}}{P_{\text{ср.с}}} = \frac{W/R}{E_b/j_0} \Bigg|_{q_b=\text{const}}, \quad (9)$$

где $j_{\text{ср.пом.}}$ – средняя мощность искусственной помехи; $P_{\text{ср.с}}$ – средняя мощность полезного сигнала; j_0 – спектральная плотность мощности помехи искусственной помехи (в отличие от N_0 – спектральной плотности мощности теплового шума).

Согласно выражению (9):

$$ПУ = \frac{2 \cdot F/R_1}{E_b/j_0} = \frac{2/\gamma_1 \cdot \gamma_1 \cdot d_x}{x^2} = \frac{2 \cdot d_x}{x^2}. \quad (10)$$

Т.к. симплексный код имеет наибольшее минимальное кодовое расстояние d_x среди всех кодов при фиксированной блоковой длине D , то симплексный код обеспечивает наибольшую ПУ по сравнению с любыми другими расширяющими ансамблями. ПУ симплексного кода:

$$ПУ = \frac{2 \cdot 5/2}{4,266^2} = 57,34 = 17,6 \text{ дБ}. \quad (11)$$

Среднее отношение сигнал/шум в пересчете на символ симплексного кода равно:

$$\frac{n_{\text{аб}} \cdot 2 \cdot P_c}{\sigma^2} \cdot d_x = \frac{x^2}{d_x} = \frac{4,266^2}{5/2} = 0,03488 = -14,574 \text{ дБ}.$$

В данном случае предполагается, что внутрисистемные помехи от других пользователей – гауссовский случайный процесс [15], а флуктуационным шумом пренебрегли.

В синхронном режиме передачи квазиортогональных кодовых комбинаций симплексного кода с единого передатчика j -го абонента, все передаваемые ШПС

выравниваются по излучаемой мощности. В этом случае процедура выравнивания мощностей сигналов выполняется гораздо проще, чем выравнивание мощностей сигналов на входе базовой станции в сотовой системе связи.

При выровненных мощностях ШПС:

$$PV = \frac{j_{\text{ср.пом.}}}{P_{\text{ср.с}}} = \frac{(N_{\Pi} - 1) \cdot P_{\text{ср.с}}}{P_{\text{ср.с}}} = N_{\Pi} - 1, \quad (12)$$

где N_{Π} – максимально допустимое число одновременно передаваемых сигналов абонентов при $q_b = \text{const}$.

Согласно выражению (10) и (12) возможна одновременная передача $N_{\Pi} = 58$ квазиортогональных сигналов. Данный метод расчета числа N_{Π} справедлив для асинхронного режима приема ШПС при выровненных мощностях принимаемых сигналов.

Задание $N_{\Pi} = 62$ квазиортогональных сигнала в синхронном режиме передачи при такой же ПУ, что и для асинхронного режима передачи, является реализуемой задачей.

Для расчета требуемого отношения E_b/j_0 предварительно определим частотную эффективность системы. Если принять, что $w = 2F$, то:

$$\gamma_1 = \frac{R_1}{F} = \frac{74,4 \cdot 10^3}{9 \cdot 10^6} = 0,008266 \text{ бит/с/Гц.} \quad (13)$$

$$\frac{E_6}{j_0} \equiv \frac{x^2}{\gamma_1 \cdot d_x} = \frac{4,266^2}{8,266 \cdot 10^{-3} \cdot 512} = 4,22 = 6,253 \text{ дБ.} \quad (14)$$

Оценим верхнюю границу максимально допустимого числа, одновременно передаваемых квазиортогональных ШПС:

Согласно [16] и [17], для синхронной квазиортогональной системы верхняя граница

$$N_{\Pi} < W/R \quad (15)$$

В нашем случае (синхронная передача комбинаций симплексного кода) эта верхняя граница $N_{\Pi} < W/R = \frac{18 \cdot 10^6}{74,4 \cdot 10^3} = 242$ сигнала. Таким образом, выбранное число одновременно и синхронно передаваемых сигналов $N_{\Pi} = 2 \cdot 31ab = 62$ удовлетворяет требованиям верхней и нижней границы для N_{Π} , т.е.

$$58N_{\Pi} = 62 < 242 \quad (16)$$

Цифровое моделирование информационного сигнала

Блок-схема приемника данных приведена на рисунке 3. Из-за пакетного режима передачи, случайных задержек прихода пакетов, а так же отсутствия пилотного канала от базовой станции прием ШПС, переносящих данные, выполняется некогерентно. Малое отношение сигнал/шум не допускает принятие решений о каждом конкретном чипе, поэтому необходимо выполнять согласованный прием сигнала в целом.

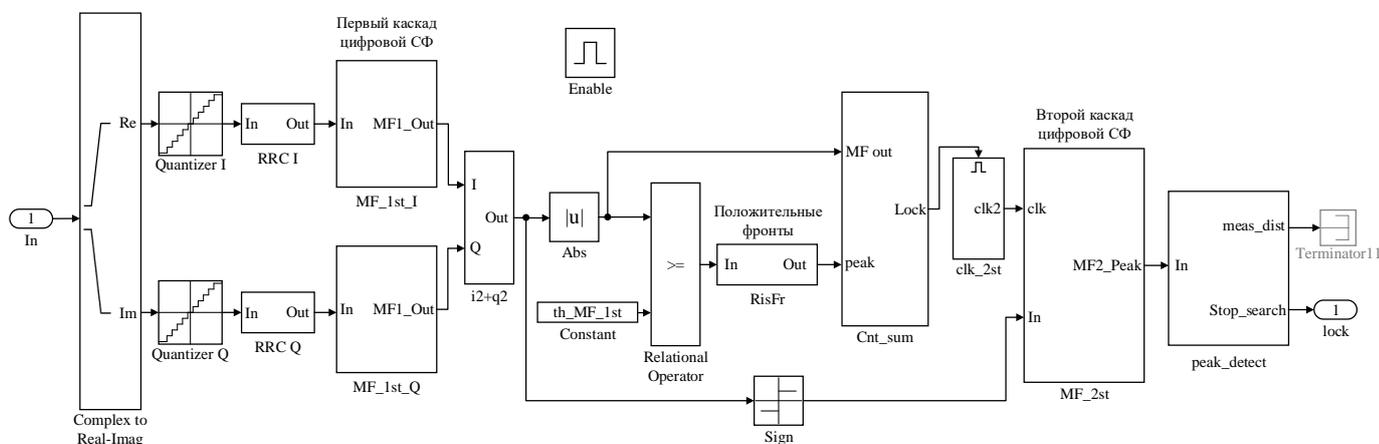


Рисунок 3 – Схема приема данных

Кратковременность передачи данных (в каждом таймслоте передается не более одного ШПС последовательно) вынуждает отказаться от блоков точной подстройки частоты и фазы несущий и осуществлять бес поисковый прием. Традиционные схемы отбора наилучшего отсчета с согласованного с формой чипа фильтра на приемной стороне и интерполяции значения сигнала, максимизирующие отношение сигнал/шум на выходе фильтра и производящие децимацию, за время передачи одного широкополосного сигнала так же не эффективны. Согласованная фильтрация на выбранные ШПС в целом возможно в аналоговом виде, однако при больших значениях базы возрастают потери из-за технологических ограничений, и значительно усложняется перестройка такого согласованного фильтра(СФ). Таким образом, для выбранных архитектуры системы и формата передачи данных единственным решением является цифровая фильтрация многоразрядных отсчетов с выход фильтра, согласованного с формой чипа, без децимации в синфазной и квадратурной ветви приемника и их последующее некогерентное сложение.

Назначение блоков *Quantizer* и *RRC* – блок аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и блок фильтрации на форму чипа. Разрядность АЦП – 4, коэффициент передискретизации АЦП равен 4, децимация на выходе фильтров не производится, коэффициент скругления фильтров *RRC* равен 0,25, порядок фильтров – 41.

Блоки *MF_I* и *MF_Q* – СФ на псевдослучайные последовательности (ПСП), используемых для передачи данных. Поскольку каждому абоненту передается одновременно две ПСП, каждая из своего набора объемом 16, то общее число СФ должно быть не менее $16 \cdot 2$, а требуемые ресурсы для реализации будут не менее

$N_{ADC} \cdot OSR_d \cdot N_{PN} \cdot 16 \cdot 2$ триггеров (без учета логических элементов в обратных связях), где N_{ADC} – разрядность АЦП, OSR_d – к-т передискретизации в канале приема данных, N_{PN} – база выбранных ПСП, $16 \cdot 2 = 32$ – объем семейства ПСП, выделяемого каждому конкретному абоненту. Весь объем ансамбля расширяющего кода разделяется на 31 семейство, одно из которых зарезервировано для служебных целей и широковещательной либо циркулярной связи. Остальные 30 семейств используются для передачи данных. Номер семейства, используемого конкретным абонентом, задается блоком *user_numer*. Значительная аппаратная сложность такого решения вызвана особенностями архитектуры. Общую сложность реализации СФ можно несколько снизить, воспользовавшись архитектурой, предложенной в [18] и предусмотреть возможность реализации нескольких комплектов сочетаний отводов СФ на одном сдвиговом регистре.

Блоки $i2+q2_1$ и $i2+q2_2$ – блоки некогерентного суммирования откликов СФ. Традиционная схема, напрямую реализующая формулу некогерентного сложения $S(t) = \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2}$ и использованная в схеме поиска синхросигнала, является аппаратно-затратной, поэтому на практике при реализации используются следующие упрощенные выражения [19]:

$$S_1(t) = |I(t)| + |Q(t)| \quad (17)$$

$$S_2(t) = \max(|I(t)|, |Q(t)|) + 0,5 \min(|I(t)|, |Q(t)|) \quad (18)$$

Блок *ТН* определяет, имеются ли пики в откликах СФ и формирует принятые символы, а также признак (бит) стирания для декодера помехоустойчивого кода.

Если в каждом из комплектов СФ найден пик, то есть произошел правильный прием, то номера соответствующих ПСП в двоичной форме объединяются в 8-битное слово, передаваемого на декодер помехоустойчивого кода. Бит стирания при таком случае, очевидно, не выставляется.

Возможна следующая ситуация: произошло превышение порога откликом любого из СФ только одного набора. Для увеличения достоверности приема информации в таком случае предложено следующее решение: в том наборе, где превышения не произошло, ищется максимум в момент времени, соответствующий позиции пика из другого набора, формируется 8-битное слово по тому же способу, что и при правильном приеме, и бит стирания выставляется равным 1.

Если за время таймслота пики не найдено ни в одном из СФ – в декодер помехоустойчивого кода поступает нулевой символ и признак стирания.

Блок *RS_decoder* осуществляет декодирование выбранного помехоустойчивого кода с учетом вектора стираний.

Блок *ImperfDataRX* служит для имитации некоторых элементов радиотракта и его неидеальностей. Схема блока приведена на рисунке 4.

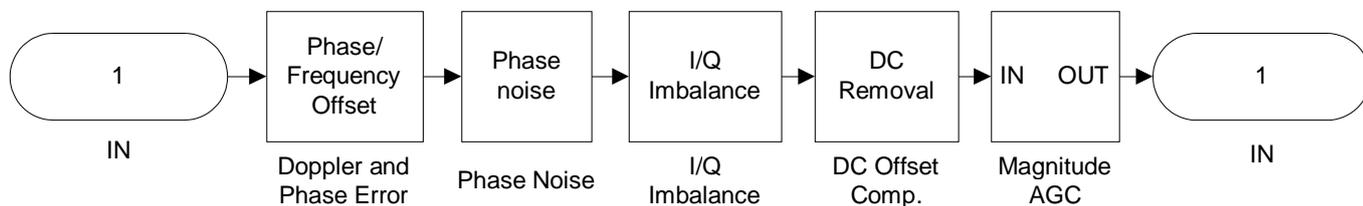


Рисунок 4 – Структура блока ImperfDataRX

Блок *Phase/FrequencyOffset* вносит разницу в номиналах опорных колебаний и расхождение фазы. Из-за отсутствия схемы фазовой автоперестройки(ФАПЧ) значение фазы изменяется случайно в диапазоне $[0,2\pi)$ с равномерным распределением. С другой стороны, поскольку канал на длительности передачи ПСП является когерентным, фаза остается постоянной. Значение доплеровского смещения за время пакета не превосходит 5 Гц.

Блок *PhaseNoise* имитирует точность формирования опорных колебаний. В модели принята спектральная плотность фазового шума не более -100 дБн/Гц.

Блок *I/QImbalance* служит для имитации неравенства характеристик квадратурных ветвей приемника. Типовые максимальные значения для современных трансиверов с автокалибровкой равны 0,2% от усиления (принято 0,2 дБ) и 2° градуса для фазы.

Блок *DCOffsetComp* служит для гальванической развязки по постоянному току, а так же уменьшает воздействие гармонической помехи при ее попадании в окрестность несущей частоты.

Блок *MagnitudeAGC* имитирует работу автоматической регулировки усиления (АРУ). Согласно схеме используемого трансивера на базе микросхемы AD9361, шаг изменения усиления равен 1 дБ, максимальное значение коэффициента усиления на промежуточной частоте (ПЧ) равно 72 дБ.

Настройки этих блоков используются так же и в тракте приема синхросигналов, поскольку в обоих случаях используется одна и та же аналоговая часть и АЦП.

Для ускорения моделирования процедура вычисления отклика СФ заменена на вычисление значения встроенной функции $xcorr$, работающей на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ), а само формирование сигнала производится заранее и считывается из памяти. Для этого предварительно создается вектора данных для 5 абонентов, поскольку этот режим является одним из рабочих. Для упрощения отладки модели для абонента 1 выбрано нулевое информационное слово, для абонента 2 – возрастающая последовательность 1...28, для абонента 3 – информационное слово из всех единиц, для абонентов 4 и 5 – случайные последовательности. Затем производится кодирование выбранным помехоустойчивым кодом, расширение спектра, модуляция $BPSK$, фильтрация фильтром с характеристикой вида «корень из приподнятого косинуса», внесение случайной задержки не более чем время на распространение сигнала, одинаковой для всех ПСП в одном таймслоте, и итоговое сложение. Общая длительность предварительно рассчитанного сигнала равна полной длительности кадра при выбранном числе абонентов $N_{FEC} \cdot N_{аб} \cdot OSR_d \cdot (N_{PN} + 2 \cdot PropagDelay) \cdot \tau_{ch}$, где N_{FEC} – длина кодового слова помехоустойчивого кода, 28 символов, $N_{аб}$ – число абонентов (выбрано $N_{аб}=5$ как тестовый сценарий работы), $PropagDelay$ – максимальная задержка распространения сигнала в один конец зоны покрытия (5 км), равная 209 чипам, τ_{ch} – длительность чипа.

График вероятности битовой ошибки в условиях АБГШ без влияния искажений приведен на рисунке 5.

Таким образом, по итогам статистического моделирования приема шумоподобных сигналов, переносящих данные, предложенной схемой в канале с

АБГШ, случая полного совпадения фаз опорных генераторов и без учета особенностей аппаратной реализации вероятность битовой ошибки $q_{бит} = 10^{-3}$ достигается при $E_{ch}/N_0 = -20,5$ дБ, а $q_{бит} = 10^{-6}$ – при $E_{ch}/N_0 \approx -19,8$ дБ. Эти значения являются нижней оценкой и позволяют оценить потери на реализацию, а так же энергетический проигрыш от иных факторов.

Пересчет E_{ch}/N_0 соотношения в соотношение E_b/N_0 выполняется по формуле

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E_{ch} \cdot (D_{10} + \Delta)}{N_0 \cdot n_{ПСП} \cdot r_c} = \frac{E_{ch}}{N_0} \cdot K, \quad (19)$$

где $(D_{10} + \Delta) = 1442$ – длительность ВИ в чипах, $D_{10} = 1023$ – длина ПСП, $\Delta = 419$ – запас на распространение сигнала в чипах; $n_{ПСП} = 4$ – число бит, переносимых одной ПСП, $r_c = 24/28$ – относительная скорость помехоустойчивого кода. Коэффициент K в таком случае равен $-26,23$ дБ.

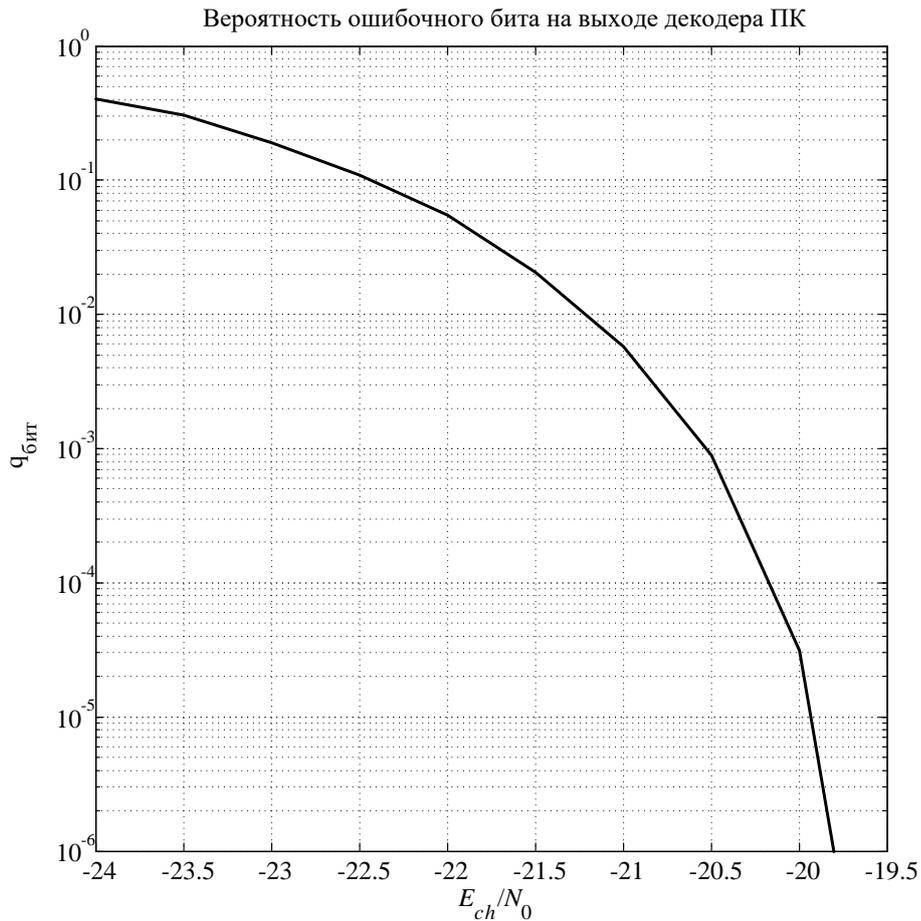


Рисунок 5 – Вероятность ошибки на бит

Для выбранного кода РС(28,24,5) над полем GF(2⁸) теоретический расчет отношения E_b/N_0 для вероятности битовой ошибки $q_{\text{бит}} = 10^{-6}$ дает значение 6,344 дБ, а с учетом выражения (3) $E_{ch}/N_0 = -19,85$ дБ, что подтверждает достоверность математической модели формирования, передачи через канал с АБГШ и приема информационных сигналов. Вероятность ошибки $q_{\text{бит}} = 10^{-9}$, достигается по расчетам при отношении $E_{ch}/N_0 = -19,35$ дБ.

Анализ цифрового моделирования сигналов

Целью анализа моделирования является определение работоспособности предложенных сигналов и схем их приема с учетом особенностей практической реализации. В ходе приведенного ранее анализа было рассмотрено влияние только приемной аппаратуры, ее ограничений и неидеальностей, приводящих к уменьшению достоверности передачи данных и по итогам статистического моделирования определена степень деградации характеристик и установлена худшая комбинация условий.

Как определено ранее, прием сигнала происходит принципиально в некогерентном режиме и без возможности коррекции расхождения фаз и номиналов колебаний генераторов. К разнице фаз, кратной 90° , приемная схема нечувствительна из-за обработки двух квадратурных ветвей и применения операции взятия модуля перед оценкой превышения пиком отклика СФ порога. Из-за этого характер профиля графика энергетических потерь будет повторять отрезок графика в диапазоне от 0 до 45° , фазу в котором можно считать распределенной равномерно, а энергетические потери как монотонно возрастающие до определенного в ходе математического моделирования значения 1 дБ. Таким образом, среднее значение потерь на квадратурный прием не превосходит 0,5 дБ.

Допплеровское смещение несущей частоты для абонента типа «пешеход» не превосходит 5 Гц, то есть за время таймслота изменение фазы не превысит $0,15^\circ$. Это означает, что энергетическими потерями от доплеровского смещения можно пренебречь.

Для оценки эффективности выбранных сигнально-кодовых конструкций для передачи данных с точки зрения влияния рассогласования квадратурных каналов было проведено статистическое моделирование схемы с имитацией неравенства передаточных характеристик квадратурных каналов согласно описанию, выбранной для прототипирования платы трансивера. В качестве настроек взято значение неравенства усиления 0,2 дБ и разбалансировке по фазе 1°. В результате моделирования энергетические потери не превысили 0,1 дБ для заданной вероятности битовой ошибки.

Поскольку АЦП является одним из основных потребителей энергии в приемнике, а выбор его разрядности определяет разрядность согласованных фильтров, то есть определяет его сложность и энергопотребление, то следует произвести оценку влияния разрядности выходной шины АЦП на достоверность передачи данных.

При помощи численного моделирования были получены зависимости достоверности приема информации от отношения энергии чипа к N_0 для случаев разрядности 2 (жесткое посимвольное принятие решений до СФ на последовательность), 4 и 8 бит. Среднее значение энергетических потерь оказалось равным 2 дБ для однобитных и не более 1,5 дБ для n -битных АЦП [20]. Таким образом, приемлемая разрядность АЦП для приема данных определена равной 4.

Ошибка вычисления некогерентной суммы каналов (в процентах) упрощенными выражениями (17-18) приведена на рисунке 6. По итогам моделирования для реализации выбрана схема на основе выражения 2, которая дает наименьшие потери – не более 0,5 дБ.

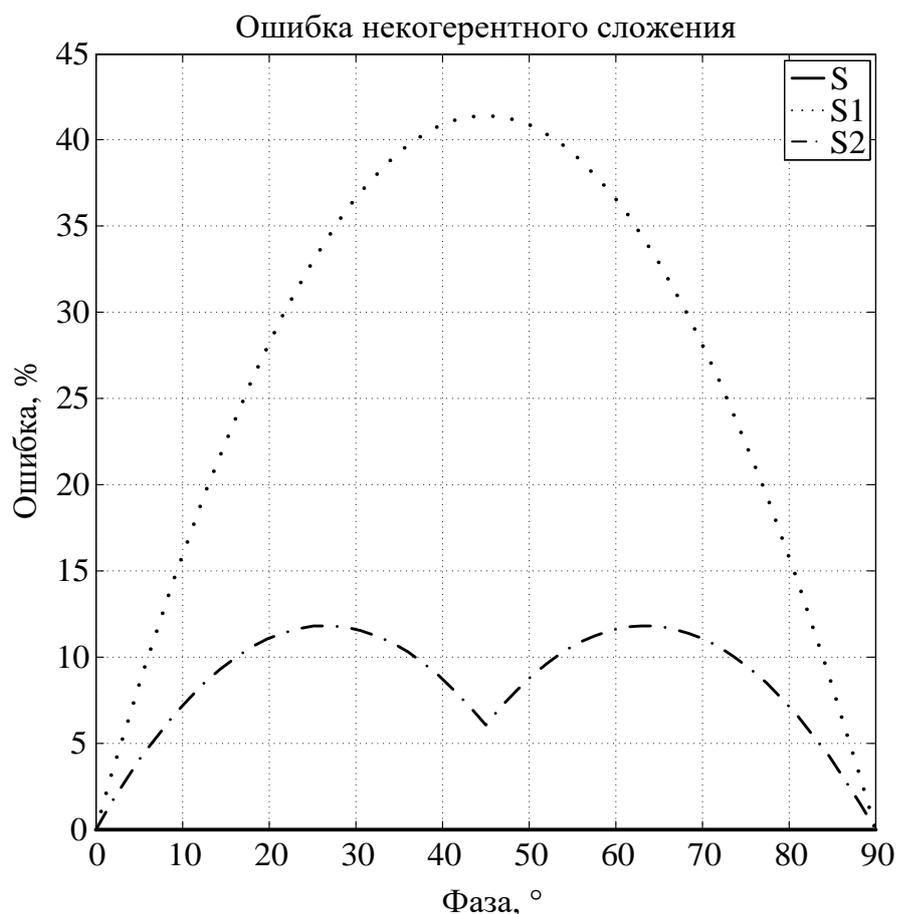


Рисунок 6 – Ошибка вычисления некогерентной суммы каналов

Общее среднее значений всех энергетических потерь на реализацию, таким образом, равно в худшем случае 2,5 дБ.

Заключение

Описана математическая модель системы связи на основе выбранных сигналов и архитектурных решений. Проведено статистическое численное моделирование выбранных в условиях как эталонного канала с аддитивным белым гауссовским шумом, так и реальных каналов.

Проведен обзор методов улучшения характеристик приема шумоподобных сигналов и применение методов помехоустойчивого кодирования.

Исследованы вопросы создания прототипа системы, методологии разработки программного обеспечения для гетерогенных систем и вопросам отладки и тестирования конечного устройства.

Описана характеристика системы с широкополосных сигналов как скрытность, методы её определения и пример расчета для созданной системы связи.

Библиографический список

1. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
3. Torrieri D. Principles of spread-spectrum communication systems, Springer, 2015, 641 p.
4. Simon M.K., Omura J.K., Scholtz R.A., Levitt B.K. Spread Spectrum Communication Handbook, New York, McGraw-Hill, 1994, 1228 p.
5. Шевцов В.А., Бородин В.В., Крылов М.А. Построение совмещенной сети сотовой связи и самоорганизующейся сети с динамической структурой // Труды МАИ. 2016. № 85. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=66417>
6. Бородин В.В., Петраков А.М., Шевцов В.А. Анализ эффективности передачи данных в сети связи группировки беспилотных летательных аппаратов // Труды МАИ. 2015. № 81. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=57894>

7. Бородин В.В., Петраков А.М., Шевцов В.А. Имитационная модель для исследования адаптивных сенсорных систем // Труды МАИ. 2018. № 100. <http://trudymai.ru/published.php?ID=93398>
8. Бородин В.В., Шевцов В.А. Выбор параметров управления доступом в сетях связи с мобильными объектами // Труды МАИ. 2015. № 80. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=56886>
9. Баринов В.В., Лебедев М.В., Кузнецов В.С. Анализ корреляционных характеристик расширяющих ансамблей // Электросвязь. 2006. № 3. С. 38 - 39.
10. Barinov V.V., Kuznetsov V.S., Lebedev M.V. Spreading ensembles with improved correlation properties for multiple access // 2005 IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, IEEE, 2005, vol. 2, pp. 1081 - 1085. DOI:[10.1109/PIMRC.2005.1651607](https://doi.org/10.1109/PIMRC.2005.1651607)
11. Кузнецов В.С., Волков А.С., Солодков А.В., Баскаков А.Е. Разработка гетерогенной помехозащищенной системы радиосвязи с временным кодово-адресным разделением // Т-Comm-Телекоммуникации и Транспорт. 2018. Т. 12. № 9. С. 4 - 9
12. Волков А.С. и др. Применение протокола ТСР в мобильных самоорганизующихся сетях ad hoc, основанных на широкополосных сигналах // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2019. Т. 10. № 1. С. 4 - 10.
13. Кузнецов В.С., Шевченко И.В., Волков А.С., Солодков А.В. Генерация ансамблей кодов Голда для систем прямого расширения спектра // Труды МАИ.

2017. № 96. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=85813>

14. Кларк Дж., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. - М.: Радио и связь, 1987. - 392 с.
15. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. - М.: Радио и связь, 1989. - 653 с.
16. Сарвате Д.В., Персли М.Б. Взаимнокорреляционные свойства псевдослучайных и родственных последовательностей // Труды института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. 1980. Т. 68. № 5. С. 59 - 90.
17. Fan P., Darnell M. Sequence design for communications applications, Research Studies Press, 1996, 516 p.
18. Application Note XAP212: CDMA Matched Filter Implementation in Virtex Devices, available at: <https://www.cs.york.ac.uk/rts/docs/Xilinx-datasource-2003-q1/aPnotes/xaP212.pdf>
19. Широ Г.Э., Кузнецов М.С. Оценка реализации системы цифровой связи на основе шумоподобных сигналов типа М-последовательностей // Известия вузов. Электроника. 2014. № 6. С. 67 - 72.
20. Казаков Г.Н., Петраков А.М., Шевцов В.А. Оценка точности работы корреляционно-интерферометрического пеленгатора // Известия вузов. Авиационная техника. 2018. № 4. С. 103 - 110.