

На правах рукописи



Игнатьев Федор Владимирович

**ОПТИМИЗАЦИЯ МЕТОДОВ УПЛОТНЕНИЯ ДАЛЬНОМЕРНЫХ
СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ
СИСТЕМ**

Специальность: 05.12.14 – Радиолокация и радионавигация

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Санкт-Петербург – 2014

Работа выполнена в федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)», на кафедре радиотехнических систем

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор Ипатов Валерий Павлович

Официальные оппоненты:

Макаров Сергей Борисович, доктор технических наук, профессор, Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, директор Института физики, нанотехнологий и телекоммуникаций (г. Санкт-Петербург)

Коротков Александр Николаевич, кандидат технических наук, ЗАО «Конструкторское бюро навигационных систем» (ЗАО «КБ НАВИС»), заместитель начальника отдела разработки базовых модулей (г. Санкт-Петербург)

Ведущая организация: ОАО «Ордена Трудового Красного Знамени Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры» (ОАО «ВНИИРА»), г. Санкт-Петербург

Защита состоится «17» декабря 2014 г. в 14 часов на заседании диссертационного совета Д 212.238.03 в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина) по адресу: 197376, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, д.5.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке СПбГЭТУ «ЛЭТИ» и на сайте www.eltech.ru.

Автореферат разослан «14» октября 2014 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета Д 212.238.03



Шевченко М.Е.

Общая характеристика работы

Актуальность темы исследования. Более чем за тридцать лет активного использования СРНС зарекомендовали себя как надежные высокоточные средства позиционирования, обеспечивающие глобальное покрытие. За это время существенно расширилась сфера практического применения систем. Заложенные на этапе проектирования радиоинтерфейсы перестали в полной мере удовлетворять требованиям к точности местоопределения со стороны различных классов пользователей. В связи с этим в настоящее время реализуются программы по модернизации действующих СРНС ГЛОНАСС и GPS, ключевой целью которых является улучшение тактико-технических характеристик названных систем.

В ходе модернизации радиоинтерфейсов СРНС предусмотрено в частности ввести в эксплуатацию дополнительные сигналы как в традиционных, так и в новых частотных диапазонах. Так, в 2005 г. на орбиту был выведен первый спутник GPS серии BlockIIIR-M, излучающий гражданские сигналы в частотных диапазонах L2 и L5. Для системы ГЛОНАСС новым станет сигнал на несущей L3 (~1201 МГц). Также в настоящее время обсуждается вопрос освоения СРНС ГЛОНАСС диапазона L5. Кроме того стремление к большей взаимодополняемости действующих навигационных систем выдвинуло на повестку дня идею излучения космическими аппаратами (КА) ГЛОНАСС сигналов на частоте L1 GPS.

Таким образом, общее число сигналов, излучаемых КА, увеличится. При этом с целью снижения нагрузки на КА и устранения осложнений, сопутствующих пространственному разнесению фазовых центров передающих антенн, естественным является стремление совместить сигналы смежных частотных диапазонов в едином стволе, работающем на общую антенну. В частности, речь идет о совмещении несущих L1 ГЛОНАСС и L1 GPS, а также L3 ГЛОНАСС и L5 GPS. Дополнительные трудности на этом пути создает традиционное требование, предъявляемое к навигационным сигналам – постоянство мгновенной мощности комплексной огибающей.

Контроль над СРНС GPS со стороны министерства обороны США послужил стимулом к созданию собственных навигационных систем космического базирования Европейским сообществом (Galileo) и Китайской Народной Республикой (Compass/Beidou). Дизайнеры обеих систем столкнулись с необходимостью поиска решения задачи мультиплексирования сигналов смежных частотных диапазонов. Так, разработчики европейской системы Galileo для объединения сигналов двух независимых поднесущих, E5a и E5b, избрали AltBOC модуляцию, относящуюся к числу нелинейных методов объединения. Тем же путем пошли разработчики китайской системы Compass. Однако, данное решение нельзя считать бесспорным в силу существования привлекательных альтернатив.

Таким образом, уместно говорить о существовании предмета для серьезной аналитической работы – исследования задачи мультиплексирования сигналов смежных частотных диапазонов в едином стволе, работающем на общую передающую антенну.

Цели и задачи работы. Целью настоящей работы является выработка предложений и рекомендаций в части решения задачи объединения в едином стволе сигналов смежных частотных диапазонов в радиоинтерфейсах СРНС ГЛОНАСС следующего поколения. Для

достижения поставленной цели в диссертационной работе требовалось решить следующие задачи:

1. Детально проанализировать продвигаемый европейским сообществом формат модуляции AltВОС с точки зрения энергетической и спектральной эффективности.
2. Синтезировать аналог алгоритма мультиплексирования AltВОС для случая неравновесного объединения компонент.
3. Исследовать альтернативные алгоритмы объединения квадратурных пар, свободные от амплитудной модуляции и энергетических потерь.
4. Разработать спектрально-эффективные форматы совмещения сигналов смежных частотных диапазонов и оценить выигрыш в компактности спектра относительно AltВОС модуляции. Выявить достоинства и издержки, сопутствующие применению модуляции с непрерывной фазой.
5. Сформулировать рекомендации по объединению сигналов смежных частотных диапазонов в радиоинтерфейсах нового поколения ГНСС ГЛОНАСС.

Научная новизна работы. В диссертации проведен подробный анализ как существующих, так и предложенных методов объединения навигационных сигналов двух независимых несущих. Новыми являются следующие результаты:

1. В общем виде решена задача нелинейного неравновесного мультиплексирования сигналов смежных частотных диапазонов. Получены аналитические выражения для расчета энергетических потерь, отношения мощностей сильной и слабой компонент, а также отношения мощности комбинационного члена к мощности слабой полезной компоненты.
2. Показано, что на передающей стороне AltВОС сигнал может быть сформирован с использованием гармонических поднесущих. При этом для устранения АМ комплексной огибающей можно применить операцию жесткого амплитудного ограничения. В рамках такого сценария отпадает необходимость синтеза как цифровых поднесущих AltВОС, так и выравнивающих (компенсирующих) компонент.
3. Предложен способ объединения сигналов двух поднесущих в спектрально-эффективном формате модуляции, значительно превосходящий AltВОС модуляцию с точки зрения компактности спектра и пригодный к применению в ситуациях, когда уплотняемые пары могут использовать общую пилотную компоненту.
4. Установлено, что эффективным способом свободного от АМ мультиплексирования квадратурных пар (на общей либо разных поднесущих) является временное уплотнение, не сопровождающееся – в противовес AltВОС – энергетическими потерями и «загрязнением» эфира и сохраняющее неизменными основные тактические параметры сигнала (зона поиска по времени и частоте, глубина подавления помех множественного доступа и др.).

Все выводы и рекомендации работы подкреплены корректными аналитическими выкладками и численным расчетом.

Методы исследования. Для решения поставленных задач были использованы методы теории сигналов, теории вероятности и математической статистики, численные методы и методы математического моделирования.

Теоретическая и практическая значимость работы. Теоретический интерес представляют предпринятые в работе попытки распространить идеи спектрально-эффективной модуляции на случай объединения сигналов смежных частотных диапазонов. Практическим выходом диссертации являются систематизация знаний, относящихся к решаемой проблеме, и выработанные на ее основе рекомендации к решению поставленной задачи в радиointерфейсах СРНС ГЛОНАСС следующих поколений.

Положения, выносимые на защиту:

1. Веса полезных компонент, а также их комбинационных продуктов, входящих в состав сигнала на выходе нелинейного устройства могут быть найдены с использованием аддитивного разложения в базисе Уолша.
2. При равновесном объединении сигналов в рамках AltBOC модуляции независимо от закона изменения мгновенной фазы поднесущих оптимальной опорой компонентных приемников является цифровая поднесущая AltBOC.
3. При нелинейном мультиплексировании сигналов с произвольным (отличным от единицы) соотношением интенсивностей синфазной и квадратурной компонент требования минимизации энергетических потерь и максимизации мощности слабой полезной компоненты не могут быть выполнены одновременно. Более того, требование минимизации энергетических потерь лишено практического смысла, так как минимизация последних сопровождается глубоким подавлением слабой полезной компоненты.
4. Применение спектрально-эффективных форматов модуляции в задачах совмещения в едином стволе пары комплексных бинарных сигналов смежных частотных диапазонов не представляется возможным при допущении независимости всех четырех объединяемых компонент.
5. На этапе проектирования радиointерфейсов СРНС оптимальным инструментом совмещения сигналов двух несущих является временное уплотнение.

Публикации. Всего по теме диссертации опубликовано 9 статей, из них 7 в рецензируемых научных журналах, рекомендованных перечнем ВАК; 1 статья в прочих рецензируемых журналах, 1 статья в сборнике докладов всероссийской научно-технической конференции.

Основное содержание работы

Во **Введении** обоснована актуальность работы, сформулированы цель и основные задачи, показана научная новизна, а также практическая и теоретическая ценность полученных результатов.

В **первой** главе рассмотрены предпосылки зарождения спутниковой навигации, проведен обзор современного состояния действующих СРНС и направлений их дальнейшего развития. В главе приводится краткая справка о принципах построения и функционирования СРНС.

Разработанные в 70-х годах прошлого века радиointерфейсы СРНС второго поколения в настоящее время признаны нуждающимися в модернизации. Более чем за 30 лет успешной эксплуатации действующих СРНС GPS и ГЛОНАСС сфера практического

применения спутниковых навигационных систем значительно расширилась, появились новые классы пользователей, предъявляющие зачастую противоречивые требования к навигационным сигналам. Следствием назревшей необходимости в проведении модернизации, а также стремления удовлетворить потребности широкого круга потребителей стало появление новых радиointерфейсов, отличающихся улучшенными потенциальными характеристиками сигналов КА. По экономическим соображениям переход от старых сигналов к новым будет выполнен за несколько этапов. Для системы GPS соответствующий проект перешел в практическую фазу в 2005 г. после запуска первого КА ряда Block IIR-M, излучающего новый гражданский сигнал в «нижнем» частотном диапазоне, а также новый сигнал военного назначения в обоих традиционных диапазонах L1 и L2. Следующим шагом в том же направлении явился запуск в 2010 г. спутника серии Block IIF, номенклатура сигналов которого была далее расширена за счет добавления гражданского сигнала нового аэронавигационного диапазона L5. Хотя насущность аналогичных мероприятий в отношении ГНСС ГЛОНАСС сомнению не подвергалась, их старт пришлось задержать на несколько лет в связи с общим кризисом системы в начале века. Тем не менее, к настоящему моменту общая концепция совершенствования сигналов ГЛОНАСС на ближайшее десятилетие принята и одним из ее основных тезисов является преимущество замещение частотного разделения сигналов КА кодовым.

Наряду с этим в последние годы оживленно дискутируется возможность определенной конвергенции систем ГЛОНАСС и GPS, в рамках которой в дополнение к сигналам «своих» диапазонов (1592,9-1610 МГц) КА ГЛОНАСС будут излучать также и сигналы на частотах L1 и L5 GPS. Если на каждой из несущих излучается пара дальномерных кодов (например, информационный и пилот- сигналы), общее их число становится равным четырем. Понятно, что с целью снижения нагрузки на КА было бы желательно использовать для излучения всех четырех кодов общий передающий тракт. При этом для оптимизации энергоэффективности передатчика групповой сигнал, объединяющий все передаваемые компоненты, должен быть свободен от амплитудной модуляции. При линейном уплотнении пары двоичных компонент это требование удовлетворяется без труда объединением их в квадратуре. С другой стороны, при линейном сложении четырех двоичных составляющих амплитудная модуляция суммарного сигнала неизбежна.

Имеется два возможных сценария решения названной проблемы. Первый из них связан с привлечением нелинейных методов уплотнения, состоящих в жестком ограничении амплитуды суммарного сигнала. Второй состоит в привлечении временного разделения. Оба способа сопряжены с определенными издержками, поэтому решение о предпочтении одного из них должно опираться на детальный анализ конкретной задачи.

Во **второй** главе рассмотрены нелинейные методы уплотнения, в общем случае неравновесного, сигналов смежных частотных диапазонов. Получены аналитические соотношения для расчета энергетических потерь. Решена задача оптимального приема компонентных сигналов после амплитудного ограничения. Проанализирована целесообразность применения AltBOC модуляции. Предложен технологически более эффективный способ формирования результирующего сигнала на передающей стороне при использовании AltBOC.

При квадратурном сложении двух бинарных сигналов суммарный сигнал имеет модуляцию ФМ-4 (QPSK), т.е. постоянную амплитуду. Линейное объединение, не обязательно равновесное, большого числа бинарных сигналов неизбежно приводит к амплитудной модуляции, крайне нежелательной с точки зрения энергосбережения в оконечном усилителе передатчика. В системе Galileo для устранения амплитудной модуляции в результирующем четырехкомпонентном сигнале E5 к сумме сигналов прибавляется специальная компенсирующая компонента, формируемая как взвешенная сумма произведений объединяемых бинарных компонент. Подобная операция полностью эквивалентна амплитудному ограничению комплексной огибающей суммы сигналов.

Пусть линейное объединение четырех бинарных последовательностей, текущие символы которых обозначены как a, b, c, d соответственно, в результирующую комплексную огибающую происходит по правилу

$$\dot{S}(t) = (a + jb) \exp[j\varphi(t)] + \alpha(c + jd) \exp[-j\varphi(t)], \quad (1)$$

где $\varphi(t)$ – текущая фаза с периодом (после редукции в интервал $[0, 2\pi)$), равным T ; α – амплитудный множитель, учитывающий неравносность уплотняемых компонент. Амплитудное ограничение комплексной огибающей (1) преобразует ее к форме

$$\dot{Y}(t) = \frac{\dot{S}(t)}{|\dot{S}(t)|} = \exp[j \arg \dot{S}(t)]. \quad (2)$$

Модель (1), (2) охватывает, в частности, следующие практически интересные случаи:

1. Уплотнение сигналов без разнесения их на поднесущие, $\varphi(t) = \text{const}$;
2. Уплотнение на двух симметричных гармонических поднесущих, удаленных от несущей на F Гц, $\varphi(t) = 2\pi Ft$;
3. Уплотнение на цифровых поднесущих.

Нелинейность операции нормировки в (2) ведет к образованию комбинационных составляющих в виде произведения кодовых последовательностей, отнимающих на себя часть полной мощности сигнала и создающих дополнительные помехи. Их наличие, помимо того, искажает спектр мощности сигнала по сравнению со спектром ФМ составляющих. Для оценки влияния этих эффектов необходимо вычислить корреляцию результирующего сигнала (2) с каждой из присутствующих в нем дальномерных последовательностей, а также со всевозможными их произведениями. Это можно сделать, используя общий подход к анализу комбинационных составляющих при нелинейном объединении фазоманипулированных последовательностей. Считая сигнальные последовательности случайными и независимыми, вес последовательности $\{a\}$ в колебании (2) рассчитаем как корреляцию

$$\dot{\rho} = \overline{\dot{Y}(t)a},$$

где верхняя горизонтальная черта соответствует статистическому усреднению по случайным символам всех объединяемых последовательностей.

Точно так же для приемника последовательности масштабированной множителем α , например, последовательности $\{c\}$ полезный эффект окажется равным

$$\dot{\rho}_\alpha = \overline{\dot{Y}(t)c},$$

Доля мощности сигнала (2), которая уйдет в бесполезные комбинационные составляющие, составит

$$L = 1 - 2|\dot{\rho}|^2 - 2|\dot{\rho}_\alpha|^2$$

Зависимость последней величины от параметра α представлена на рисунке 1, а. График отношения мощности комбинационных составляющих к полезной мощности на выходе приемника слабого сигнала

$$\gamma = \frac{1 - 2|\dot{\rho}|^2 - 2|\dot{\rho}_\alpha|^2}{|\dot{\rho}|^2}$$

как функции α показан на рисунке 1, б. Приведенные графики отвечают значениям фазы (полученные выражения для коэффициентов корреляции $\dot{\rho}$ и $\dot{\rho}_\alpha$ периодичны по $\varphi(t)$ с периодом $\pi/4$)

$$\varphi(t) = \varphi_0 + k \frac{\pi}{4}, \quad t \in \left[k \frac{T}{8}; (k+1) \frac{T}{8} \right), \quad k = 0, 1, 2, \dots, 7, \quad \varphi_0 \in \left[0; \frac{\pi}{4} \right).$$

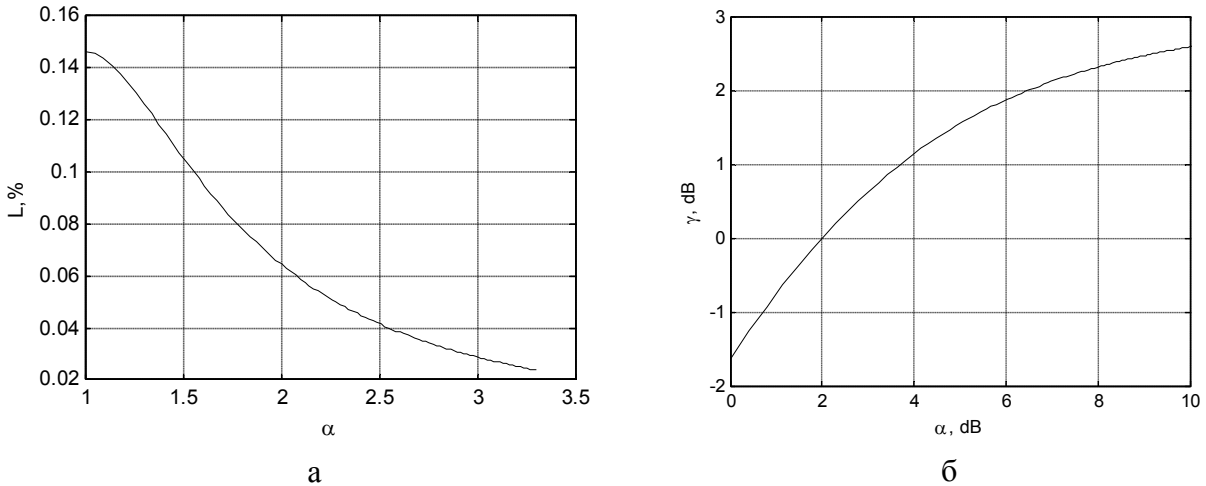


Рисунок 1 – Зависимость энергетических потерь L (а) и отношения комбинационного члена к мощности слабого сигнала γ (б) от параметра α

Отдельный интерес представляет отношение мощностей сильной и слабой компонент после амплитудного ограничения

$$\alpha_{out}^2 = \frac{|\dot{\rho}_\alpha|^2}{|\dot{\rho}|^2}.$$

Доля мощности комбинационных составляющих L (см. рисунок 1, а) может оказаться сколь угодно близкой к нулю. Вместе с тем, при увеличении параметра α монотонно возрастает мощность комбинационного члена по отношению к мощности слабого сигнала, достигая в пределе 3 дБ. Так, уже при $\alpha \approx 1.26$ (2 дБ) мощность комбинационного члена становится соизмеримой с мощностью слабого сигнала.

При равновесном объединении компонент (значение параметра $\alpha = 1$) выражения для вещественной и мнимой частей корреляции $\dot{\rho}$ принимают вид

$$\overline{\cos \psi} = \frac{1}{4\sqrt{2}} \left[(\sqrt{2} + 1) \cos \varphi(t) + \sin \varphi(t) \right], \quad \varphi(t) \in \left(0, \frac{\pi}{4} \right], \quad (3)$$

$$\overline{\sin \psi} = \frac{-1}{4\sqrt{2}} \left[(\sqrt{2} + 1) \sin \varphi(t) - \cos \varphi(t) \right], \quad \varphi(t) \in \left(0, \frac{\pi}{4} \right]. \quad (4)$$

При мультиплексировании компонент с нулевой поднесущей соотношения (3) и (4) не зависят от t и есть готовые действительная и мнимая части искомой корреляции.

Как нетрудно проверить, абсолютное значение последней

$$|\dot{\rho}| = \sqrt{(\overline{\cos \psi})^2 + (\overline{\sin \psi})^2} = \frac{\sqrt{2 + \sqrt{2}}}{4} \approx 0.4619$$

не зависит от углового разноса квадратурных пар сигналов 2φ . Поэтому разумно выбрать φ обращая в нуль мнимую часть корреляции $\dot{\rho}$. На полуинтервале $(0, \pi/4]$ таким значением оказывается $\varphi = \pi/8$, соответствующее симметричному сигнальному созвездию. Разумеется, задача полностью инвариантна к выбору последовательности, с которой считается корреляция группового сигнала (2), поэтому полученное значение $\dot{\rho}$ сохранится и для остальных трех последовательностей. Это означает, что доля мощности сигнала (2), которая уйдет в бесполезные комбинационные продукты, составит

$$1 - 4|\dot{\rho}|^2 = \frac{2 - \sqrt{2}}{4} \approx 0,1464.$$

Именно этой цифрой измеряются энергетические потери за счет добавления выравнивающего сигнала к линейной сумме уплотняемых компонент в сигнале E5 Galileo.

В случае мультиплексирования компонент на двух гармонических поднесущих закон изменения мгновенной фазы $\varphi(t)$ примет вид: $\varphi(t) = 2\pi Ft$, где F – расстояние каждой из поднесущих от несущей. Соотношения (3), (4) теперь являются функциями времени. Для вычисления среднего значения полезного отклика на выходе коррелятора пользовательского приемника необходимо выполнить временное усреднение полученных ранее соотношений (3), (4). Так как последние периодичны по $\varphi(t)$ с периодом $\pi/4$, интегрирование достаточно осуществить на полуинтервале времени $(0, T/8]$, где $T = 1/F$.

Как результат корреляция $\dot{\rho}$ оказывается действительной и равной

$$\dot{\rho} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,4502,$$

что соответствует доле полной мощности, затрачиваемой на комбинационные продукты

$$1 - 4|\dot{\rho}|^2 = 1 - \frac{8}{\pi^2} \approx 0,1894.$$

Как видно, при «уводе» уплотняемых сигналов на гармонические поднесущие энергетическая доля бесполезных комбинационных составляющих группового сигнала (2) возрастает на 4,3%.

В диапазоне E5 Galileo две квадратурные пары сигналов уплотнены на двух поднесущих с кусочно-постоянной аппроксимацией гармонических функций $\cos 2\pi Ft$ и $\sin 2\pi Ft$. Естественно назвать такой способ уплотнением на цифровых поднесущих, хотя в документах Galileo он фигурирует как модуляция AltBOC. Считая число интервалов постоянства фазы на периоде поднесущей $T = 1/F$, равным восьми (как в Galileo), аппроксимируем линейно нарастающую фазу $\varphi(t) = 2\pi Ft$. При этом на каждом из участков $t/T \in (i/8, (i+1)/8]$, $i = 0, 1, \dots, 7$, из-за постоянства фазы имеет место уплотнение четырех сигналов без поднесущих. Тем самым в силу периодичности функций $\overline{\cos \psi}$ и $\overline{\sin \psi}$ по φ с периодом $\pi/4$ на каждом из этих участков значение $\varphi(t)$ следует иметь таким, чтобы остаток от его деления на $\pi/4$ был равен $\pi/8$. Иными словами, квантование фазы должно быть равномерным с начальным значением $\varphi_1 = \pi/8$ и шагом $\varphi_2 - \varphi_1 = \pi/4$. Формально закон изменения мгновенной фазы $\varphi(t)$ можно записать в виде

$$\varphi(t) = \frac{\pi}{8} + k \frac{\pi}{4}, \quad t \in \left[k \frac{T}{8}; (k+1) \frac{T}{8} \right), \quad k = 0, 1, 2, \dots, 7.$$

Энергетическая доля бесполезных комбинационных компонент составит те же 14,64%, что и в случае уплотнения без поднесущих. Именно этот вариант и реализован в сигнале E5 Galileo.

Таким образом была проанализирована задача мультиплексирования сигналов смежных частотных диапазонов с произвольными весами. При этом один из сигналов взвешивался амплитудным множителем α . Иными словами, синфазная и квадратурная составляющие одного сигнала полагались в α^2 раз более мощными по сравнению с соответствующими компонентами другого. Различие мощностей объединяемых сигналов можно объяснить, например, различием в требованиях в части электромагнитной совместимости, выдвигаемых для каждого из диапазонов. На практике, однако, часто в одну из компонент сигнала нередко требуется вложить бóльшую долю мощности, чем в другую. При таком подходе компонента сигнала, свободная от информационной модуляции (пилот-компонента), наделяется большей мощностью по сравнению с компонентой, модулированной навигационным сообщением. Таким образом, идеи AltBOC обобщены и на случай мультиплексирования сигналов с произвольным соотношением интенсивностей синфазной и квадратурной составляющих.

Обозначенному выше сценарию отвечает следующая модель суммарного сигнала

$$\dot{S}(t) = (a + j\alpha b) \exp[j\varphi(t)] + (c + j\alpha d) \exp[-j\varphi(t)],$$

где все обозначения аналогичны введенным ранее.

Выражение для расчета мощности комбинационных членов $L(\varphi, \alpha)$ в этом случае принимает вид

$$L = 1 - 2|\dot{\rho}_a|^2 - 2|\dot{\rho}_b|^2, \quad (5)$$

где

$$|\dot{\rho}_a|^2 = \begin{cases} \frac{1}{8(1+\alpha^2)}, & \arctan \frac{1}{\alpha} \leq \varphi \leq \arctan \alpha; \\ \frac{3+\alpha^2+2\sqrt{1+\alpha^2}}{16(1+\alpha^2)}, & 0 \leq \varphi < \arctan \frac{1}{\alpha}, \arctan \alpha < \varphi \leq \frac{\pi}{2}. \end{cases},$$

$$|\dot{\rho}_b|^2 = \begin{cases} \frac{1}{8} \frac{2\alpha^2 + 2\alpha\sqrt{1+\alpha^2} + 1}{1+\alpha^2}, & \arctan \frac{1}{\alpha} \leq \varphi \leq \arctan \alpha; \\ \frac{1}{16} \frac{3\alpha^2 + 2\alpha\sqrt{1+\alpha^2} + 1}{1+\alpha^2}, & 0 \leq \varphi < \arctan \frac{1}{\alpha}, \arctan \alpha < \varphi \leq \frac{\pi}{2}. \end{cases}$$

С учетом последних соотношений (5) можно переписать в виде

$$L(\varphi, \alpha) = \begin{cases} \frac{\sqrt{1+\alpha^2} - \alpha}{2\sqrt{1+\alpha^2}}, & \arctan \frac{1}{\alpha} \leq \varphi \leq \arctan \alpha; \\ \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1+\alpha}{2\sqrt{1+\alpha^2}} \right], & 0 \leq \varphi < \arctan \frac{1}{\alpha}, \arctan \alpha < \varphi \leq \frac{\pi}{2}. \end{cases} \quad (6)$$

Для оценки отношения мощностей комбинационного члена и полезного эффекта на выходе приемника слабого сигнала можно воспользоваться соотношением

$$\alpha_{out}^2 = \begin{cases} 2\alpha^2 + 2\alpha\sqrt{1+\alpha^2} + 1, & \arctan \frac{1}{\alpha} \leq \varphi \leq \arctan \alpha; \\ \frac{3\alpha^2 + 2\alpha\sqrt{1+\alpha^2} + 1}{\alpha^2 + 2\sqrt{1+\alpha^2} + 3}, & 0 \leq \varphi < \arctan \frac{1}{\alpha}, \arctan \alpha < \varphi \leq \frac{\pi}{2}. \end{cases} \quad (7)$$

На рисунке 2, а, б соответственно приводятся графики зависимостей показателей $L(\varphi, \alpha)$ и α_{out}^2 (в децибелах) от параметра α , соответствующие верхним строкам соотношений (6) и (7), или критерию минимума энергетических потерь. Аналогичные графики, соответствующие нижним строкам (6) и (7), или критерию максимума слабой компоненты, даны на рисунке 3, а, б.

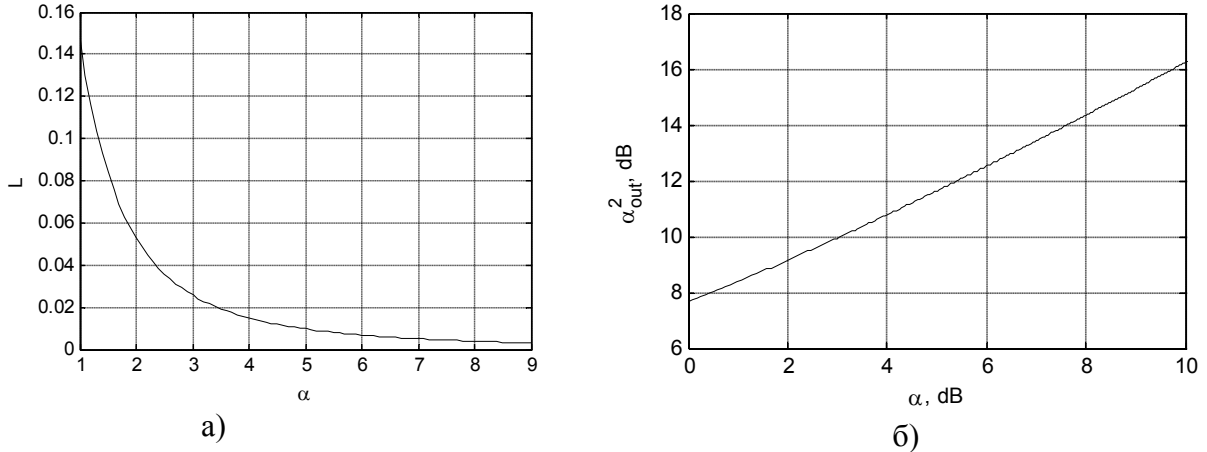


Рисунок 2 – Зависимость энергетических потерь и параметра α_{out}^2 от параметра α

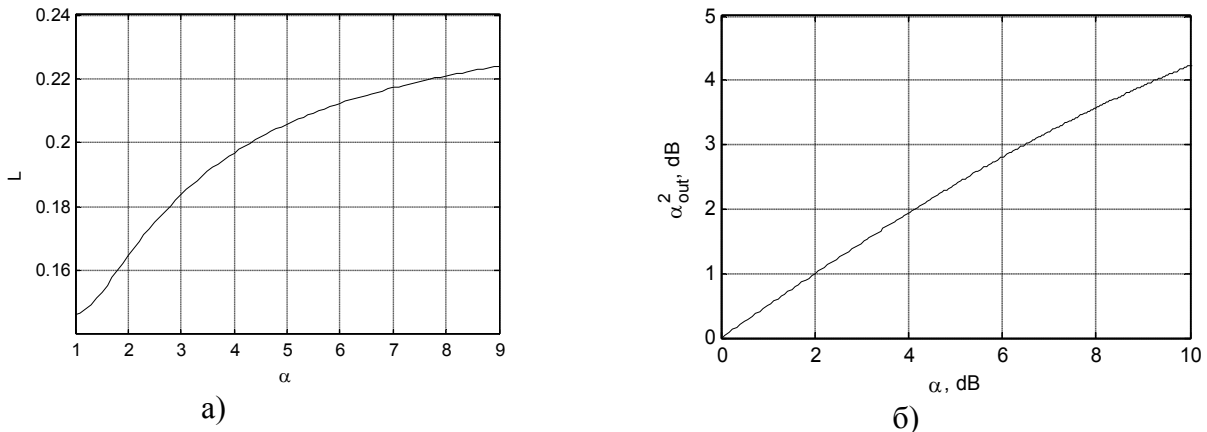


Рисунок 3 – Зависимость энергетических потерь и параметра α_{out}^2 от параметра α

Из соотношений (6), (7) следует, что требования минимизации энергетических потерь и максимизации мощности слабой полезной компоненты не могут быть выполнены одновременно. Первое имеет место при значениях мгновенной фазы φ из отрезка $[\arctan 1/\alpha, \arctan \alpha]$, второе – при φ из области $[0, \arctan 1/\alpha) \cup (\arctan \alpha, \pi/2]$. Таким образом, диапазон углов $\varphi \in [0, \pi/2]$ разбивается на две неперекрывающиеся области.

Из соотношений (6), (7) можно видеть, что минимизация потерь достигается в обмен на глубокое подавление слабой полезной компоненты на выходе амплитудного ограничителя. Так, уже при $\alpha = 1,25$ (т.е. меньше 2 дБ) равенство (7) дает для выходного отношения мощностей слабой и сильной компонент цифру, превышающую 9 дБ (см. рисунок 2, б). Тем

самым минимизация энергетических потерь при неравновесном объединении компонент лишена практического смысла, и руководствоваться следует критерием максимума мощности слабой компоненты.

При выборе закона изменения $\varphi(t)$ учтем, что все полученные выше зависимости имеют период повторения по φ , равный $\pi/2$ или, эквивалентно, период по t , равный $T/4$. При этом полуинтервал $[0; T/4)$ можно разбить на два полуинтервала $[0; T/8)$ и $[T/8; T/4)$ так, что для первого значение фазы $\varphi(t) \in [0; \arctan 1/\alpha)$, тогда как для второго – $\varphi(t) \in [\arctan \alpha; \pi/2)$. Таким образом, закон изменения мгновенной фазы $\varphi(t)$ на периоде поднесущей запишется в виде

$$\varphi(t) = \begin{cases} \varphi_1 + k \frac{\pi}{2}, & \varphi_1 \in \left[0; \arctan \frac{1}{\alpha}\right), \quad t \in \left[2k \frac{T}{8}; (2k+1) \frac{T}{8}\right), \quad k = 0, 1, 2, 3; \\ \varphi_2 + k \frac{\pi}{2}, & \varphi_1 \in \left[\arctan \alpha; \frac{\pi}{2}\right), \quad t \in \left[(2k+1) \frac{T}{8}; (2k+2) \frac{T}{8}\right), \quad k = 0, 1, 2, 3. \end{cases}$$

Были рассмотрены два типичных для практики случая, $\alpha_{out, dB}^2 = 2$ дБ и $\alpha_{out, dB}^2 = 3$ дБ. При этом результаты решения (7) относительно α равны $\alpha = 1.6$ и $\alpha = 2.2$ соответственно. Значения мгновенной фазы φ при этом должны быть выбраны из полуинтервалов $[0^0; 32^0)$, $(58^0; 90^0]$ и $[0^0; 26.57^0)$, $(63.43^0; 90^0]$. Положив $\varphi_1 = \pi/8$ и $\varphi_1 = 3\pi/8$ в обоих случаях, для закона изменения мгновенной фазы $\varphi(t)$ получим

$$\varphi(t) = \frac{\pi}{8} + k \frac{\pi}{4}, \quad t \in \left[k \frac{T}{8}; (k+1) \frac{T}{8}\right), \quad k = 0, 1, \dots, 7.$$

Нетрудно видеть, что последнее соотношение описывает закон изменения мгновенной фазы цифровой поднесущей AltВОС. Однако, в этом случае величина энергетических потерь равна 15,55 % при $\alpha_{out, dB}^2 = 2$ дБ и 16,9 % при $\alpha_{out, dB}^2 = 3$ дБ, что соответственно на 0,91 % и 2,36 % больше аналогичной цифры для AltВОС. Подобное возрастание потерь должно рассматриваться как плата за неравновесность компонент в объединяемых квадратурных парах.

Рассмотрены варианты объединения сигналов L1 GPS и L1 ГЛОНАСС, а также L5 GPS и L3 ГЛОНАСС с использованием модуляции AltВОС. Отметим, что по сравнению с L1 диапазон L5 оставляет значительно более широкое поле для маневра в выборе сигнального формата, поскольку жесткие лимиты на внеполосное излучение, связанные с нуждами радиоастрономии, здесь отсутствуют. Тем не менее, закрепленные международным союзом электросвязи (ITU) за системами GPS и ГЛОНАСС полосы частот накладывают серьезные ограничения на выбор параметров AltВОС модуляции.

Предложения по выбору параметров модуляции AltВОС при мультиплексировании сигналов несущих ГЛОНАСС и GPS сведены в таблицы 1, 2.

Таблица 1 – Предложения по совмещению сигналов несущих L1 диапазона

№ опции	1	2	3
AltВОС (n_s, n_c)	(12,4)	(12,6)	(12,8)
$f_{L1_ГЛОНАСС}$, МГц	1599.972	1599.972	1599.972
ΔF , МГц	5.57	11.36	15.22
γ_{rej} , дБ	25.85	25.53	28.96

Таблица 2 – Предложения по совмещению сигналов несущих L3 ГЛОНАСС и L5 GPS

№ опции	1	2	3
AltBOC(n_s, n_c)	(12,6)	(14,7)	(12,8)
$f_{L3_ГЛОНАСС}$, МГц	1201.002	1205.094	1201.002
ΔF , МГц	11.36	13.25	15.22

При расчетах несущие GPS полагались фиксированными и равными $f_{L1_GPS} = 1575.42$ МГц для диапазона L1 и $f_{L5_GPS} = 1176.45$ МГц для диапазона L5. Соответствующие несущие ГЛОНАСС рассчитывались согласно следующему соотношению:

$$f_{ГЛОНАСС} = f_{x_GPS} + \frac{2n_s}{\Delta_c}, \quad x \in \{L1, L5\}$$

где Δ_c – длительность элементарного чипа. В таблицах 1, 2 приняты следующие обозначения: ΔF – ширина основных лепестков СПМ по уровню -20 дБ, γ_{rej} – требуемая глубина режекции внеполосных составляющих в спектре несущей L1 ГЛОНАСС в радиоастрономической полосе.

Модуляция AltBOC не позволяет эффективно (в смысле утилизации доступной полосы) решить задачу совмещения несущих L1 ГЛОНАСС и L1 GPS, L3 ГЛОНАСС и L5 GPS. Последнее обстоятельство вкупе с энергетическими потерями, сопутствующими нелинейному объединению сигналов, ставят под сомнение целесообразность применения модуляции AltBOC для мультиплексирования сигналов GPS и ГЛОНАСС.

В **третьей** главе обсуждаются перспективы применения спектрально-эффективных форматов модуляции для решения задачи мультиплексирования в едином стволе сигналов смежных частотных диапазонов.

Непрерывное ужесточение требований в части электромагнитной совместимости действующих ГНСС с системами, расположенными в смежных частотных диапазонах, является причиной повышенного интереса к спектрально-эффективным форматам модуляции. Показателен в этом плане опыт создания и эксплуатации радиоинтерфейса L1 (1592,9-1610 МГц) ГЛОНАСС, защита от просачивания сигналов которого в смежный радиоастрономический диапазон 1610,6-1613,8 МГц до сих пор остается серьезной проблемой.

Физическая природа высокой спектральной компактности сигнала с непрерывной фазой кроется в отсутствии у его комплексной огибающей мгновенных перепадов. Действительно, из основ гармонического анализа известно, что скорость спадания амплитудно-частотного спектра пропорциональна $1/f^{p+1}$, где p – порядок производной сигнала, при котором возникает первый разрыв. Простейшим примером МНФ является минимальная частотная модуляция или МЧМ, для которой $p=1$. Убывание СПМ МЧМ-сигнала с частотой происходит в темпе $1/f^4$ (40 дБ на декаду) против $1/f^2$ (20 дБ на декаду) у сигнала традиционной ФМ. При этом не существует никаких принципиальных трудностей на пути перехода от ФМ к МЧМ. Суть последнего сведется к простой замене прямоугольных чипов полуволевой косинуса. Все названные обстоятельства делают привлекательной идею применения минимальной частотной модуляции в новых интерфейсах ГНСС.

Показано, что при передаче потоков двоичных данных на квадратурах двух поднесущих постоянства амплитуды результирующего сигнала в сочетании с отсутствием энергетических потерь можно достичь лишь в рамках временного разделения посылок разных частот.

Предложен спектрально-эффективный формат модуляции, закон изменения мгновенной фазы которого имеет вид

$$\Phi(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} (-1)^i \zeta(t - i\Delta) + \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \phi(t - i\Delta),$$

где $\zeta(t)$ – фазовый набег поднесущих относительно несущей, определяемый как

$$\zeta(t) = \begin{cases} 0, & t < 0, \\ \frac{2n\pi t}{\Delta}, & 0 \leq t < \Delta, \\ 2n\pi, & t \geq \Delta. \end{cases}$$

а $\phi(t)$ – фазовый отклик на модулирующий символ:

$$\phi(t) = \begin{cases} 0, & t < 0, \\ \frac{\pi t}{2\Delta}, & 0 \leq t < \Delta, \\ \frac{\pi}{2}, & t \geq \Delta. \end{cases}$$

Результаты вычисления отношения регламентных полос AltВОС и продвигаемого сигналов (или проигрыша в компактности спектра) сведены в таблицу 3. Напомним, что пунктом 1.153 Регламента ИТУ регламентная полоса определяется как диапазон частот, содержащий 99 % полной мощности сигнала.

Таблица 3 – Проигрыш в компактности спектра AltВОС сигнала

$n = n_s / n_c$	1	2	3	4	5
Проигрыш в компактности спектра	19,74	22,68	25,80	27,10	29,16

В связи с нелинейностью сигнала $\dot{S}(t)$ относительно манипулирующих символов a_i возникает нетривиальный вопрос об оптимальном разделении потоков, передаваемых на разных поднесущих. Говоря конкретнее, необходимо синтезировать опорные сигналы приемных корреляторов, решающих названную задачу. В третьей главе показано, как это можно сделать с помощью аддитивного разложения сигнала $\dot{S}(t)$ в базисе Уолша.

Доказана невозможность отдельной передачи двоичных потоков данных на двух поднесущих в рамках предложенного формата модуляции (информационные символы отвечают одновременно обеим частотам и не могут быть выбраны произвольно для каждой из них). По этой причине комплексная огибающая сигнала была модифицирована к виду

$$\dot{S}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} [b_{4i-1} \dot{u}_1(t - 4i\Delta) + b_{4i+1} \dot{u}_2(t - 4i\Delta)] + j \sum_{i=-\infty}^{\infty} [b_{4i} \dot{v}_1(t - 4i\Delta) + b_{4i+2} \dot{v}_2(t - 4i\Delta)],$$

где комплексные чипы $\dot{u}_1(t)$, $\dot{u}_2(t)$, $\dot{v}_1(t)$ и $\dot{v}_2(t)$ определяются соотношениями

$$\dot{v}_1(t) = \begin{cases} \sin\left(\frac{\pi t}{2\Delta}\right) \exp\left(j \frac{2n\pi t}{\Delta}\right), & 0 \leq t < 2\Delta, \\ 0, & t \notin [0, 2\Delta], \end{cases}$$

$$\dot{v}_2(t) = \begin{cases} \sin\left(\frac{\pi t}{2\Delta}\right) \exp\left(-j \frac{2n\pi t}{\Delta}\right), & 2\Delta \leq t < 4\Delta, \\ 0, & t \notin [2\Delta, 4\Delta], \end{cases}$$

$$i_1(t) = \begin{cases} \cos\left(\frac{\pi t}{2\Delta}\right) \exp\left(-j\frac{2n\pi t}{\Delta}\right), & -\Delta \leq t < 0, \\ \cos\left(\frac{\pi t}{2\Delta}\right) \exp\left(j\frac{2n\pi t}{\Delta}\right), & 0 < t \leq \Delta, \\ 0, & t \notin [-\Delta, \Delta]. \end{cases}$$

$$i_2(t) = \begin{cases} \cos\left(\frac{\pi t}{2\Delta}\right) \exp\left(j\frac{2n\pi t}{\Delta}\right), & \Delta \leq t < 2\Delta, \\ \cos\left(\frac{\pi t}{2\Delta}\right) \exp\left(-j\frac{2n\pi t}{\Delta}\right), & 2\Delta < t \leq 3\Delta, \\ 0, & t \notin [\Delta, 3\Delta]. \end{cases}$$

В результате произведенной модификации верхняя и нижняя поднесущие в квадратурной компоненте $Q(t)$ полностью разделяются по времени, что позволит передавать на каждой из них независимые двоичные потоки. Символы же синфазной компоненты $I(t)$ будут, как и прежде, передаваться на обеих поднесущих.

В таблицах 4, 5 сведены предложения по совмещению сигналов несущих L1 ГЛОНАСС и L1 GPS, L3 ГЛОНАСС и L5 GPS с привлечением предложенного формата модуляции.

Таблица 4 – Предложения по совмещению сигналов несущих L1 диапазона

№ опции	1	2	3	4	5
$\Delta_{C/A} / \Delta$	2	4	6	7	12
n	5	3	2	2	1
$f_{\text{ГЛОНАСС}},$ МГц	1595.88	1599.972	1599.972	1604.064	1599.972
W , МГц	3	6	10	10	18
$\gamma_{\text{ат}}$, дБ	3.2	11.9	14.5	21.8	19.4

Монотонный характер убывания боковых лепестков СПМ сигнала после модификации и высокая степень концентрации спектральных составляющих около поднесущих делают возможным применение полосового фильтра (либо ФНЧ для сигнала на видеочастоте) на этапе формирования суммарного сигнала с целью подавления внеполосных составляющих в радиоастрономическом диапазоне. Такой подход позволит удовлетворить требованиям МСЭ (ITU) в части удержания ППМ ниже установленного порога еще на этапе проектирования цифровой части передатчика. При использовании продвигаемого формата заметно смягчаются требования к режекторным фильтрам в части подавления внеполосных составляющих спектра несущей L1 ГЛОНАСС в радиоастрономической полосе.

Таблица 5 – Предложения по совмещению сигналов несущих L3 ГЛОНАСС и L5 GPS

№ опции	1	2	3
$\Delta_{C/A} / \Delta$	7	12	13
n	2	1	1
$f_{\text{ГЛОНАСС}},$ МГц	1205.094	1201.002	1203.048
W , МГц	11	19	20

Следствием применения предложенного формата модуляции при объединении несущих GPS и ГЛОНАСС является более эффективная утилизация доступного системам спектрального ресурса по сравнению с вариантом применения AltBOC.

В **четвертой** главе на основании полученных в предыдущих главах результатов сформулированы общие рекомендации по выбору формата модуляции в задачах мультиплексирования в едином стволе сигналов смежных частотных диапазонов.

На этапе проектирования новых радиоинтерфейсов идеальным инструментом решения названной задачи является временное перемежение символов уплотняемых компонент. Иными словами, для объединения нескольких сигналов в едином стволе, работающем на общую передающую антенну, достаточно предусмотреть в каждом из них паузы, на месте которых разместить символы остальных компонент. При этом увеличения периода сигнала можно легко избежать пропорциональным уменьшением длины дальномерного кода. Показано, что подобные меры не повлекут за собой ухудшения такой ключевой характеристики, как уровень помехи множественного доступа.

Перенос идей спектрально-эффективной модуляции на случай совмещения сигналов смежных частотных диапазонов может быть реализован с привлечением предложенного в Главе 3 формата. Однако, в этом случае платой за спектральную компактность и отсутствие энергетических потерь станет невозможность передачи одновременно четырех независимых компонент.

Нелинейные методы уплотнения могут оказаться полезными в ситуациях, когда требуется объединить сигналы ГНСС, уже введенные в эксплуатацию. При этом неизбежной платой за сформированный таким образом мультиплекс являются энергетические потери, которые в случае AltBOC составляют 14,64 % полной энергии. Кроме того, комбинационные продукты амплитудного ограничения создают дополнительные помехи приему. Также к недостаткам данного подхода следует отнести размазанный по частоте спектр результирующего сигнала, что объясняется наличием разрывов в фазовой траектории суммарного сигнала.

Имея в виду энергетические потери и длинные хвосты спектральной функции, следует признать применение AltBOC модуляции для объединения сигналов ГЛОНАСС и GPS в L1 диапазоне нецелесообразным.

Отдельное внимание уделено вопросам применения AltBOC модуляции в диапазоне E5 Galileo. В свете существования более привлекательных альтернатив предпочтение разработчиками Galileo для сигнала E5 формата модуляции AltBOC представляется небесспорным. Так, применение Interplex модуляции позволит повысить технологичность формирования четырехкомпонентного сигнала без AM, сведя названную процедуру к линейному сложению объединяемых компонент с последующей операцией жесткого амплитудного ограничения, тем самым избавив от необходимости синтеза цифровых поднесущих и компенсирующих компонент, неизбежной в случае выбора AltBOC модуляции. Энергетические потери при этом останутся на том же уровне, что и у AltBOC, и составят 14,64 % полной мощности. Отметим, что Interplex модуляция не предполагает разнесения мультиплексируемых сигналов на поднесущие, наличие которых в диапазоне E5 не сопровождается убедительной аргументацией. Тем самым, каждая из уплотняемых компонент может эффективно использовать весь доступный спектральный ресурс, что в конечном счете приведет к улучшению ключевых характеристик системы таких, как потенциальная точность оценки временного запаздывания и иммунитет к многолучевой помехе.

Кроме того на данном этапе развития ГНСС Galileo не существует препятствий для применения временного разделения компонент несущей E5. Если постулировать необходимость утилизации каждым из уплотняемых сигналов всей доступной полосы частот, реализация временного мультиплексирования позволит снизить уровень помехи

множественного доступа в два раза. При этом время поиска в режиме холодного старта останется на прежнем уровне.

Целесообразность применения AltBOC модуляции вызывает вопросы, даже если допустить существование разумных причин, оправдывающих наличие провала в спектре сигнала E5, так как в этом случае манчестерское кодирование, фигурирующее в литературе под аббревиатурой BOC модуляции, вкупе с временным разделением позволило бы эффективно решить названную задачу.

Таким образом, обоснованность предпочтения модуляции AltBOC для построения сигнала E5 Galileo оставляет место сомнениям в свете существования альтернатив, обладающих явными конкурентными преимуществами.

Основные результаты работы

1. В общем виде решена задача неравновесного мультиплексирования комплексных сигналов смежных частотных диапазонов на общей несущей. Получены аналитические выражения для расчета энергетических потерь, отношения мощностей сильной и слабой компонент, а также отношения мощности комбинационного члена к мощности слабой полезной компоненты.
2. Для практически интересных случаев найдены оптимальные опоры корреляторов компонентных приемников после амплитудного ограничения. Показано, что при равновесном объединении оптимальной опорой является цифровая поднесущая AltBOC.
3. Показано, что на передающей стороне результирующий сигнал может быть сформирован с использованием гармонических поднесущих. При этом для устранения АМ комплексной огибающей можно применить операцию жесткого амплитудного ограничения. В рамках такого сценария отпадает необходимость синтеза как цифровых поднесущих AltBOC, так и выравнивающих (компенсирующих) компонент.
4. Обоснована практическая нецелесообразность применения AltBOC модуляции для уплотнения сигналов несущих L1 GPS и L1 ГЛОНАСС.
5. Предложен способ объединения сигналов двух поднесущих в спектрально-эффективном формате модуляции, значительно превосходящий AltBOC модуляцию с точки зрения компактности спектра.
6. Продемонстрирована невозможность передачи четырех независимых компонент в рамках спектрально-эффективной модуляции в задачах объединения сигналов двух поднесущих.
7. Рассмотрены варианты объединения несущих L1 ГЛОНАСС и L1 GPS, L3 ГЛОНАСС и L5 GPS в рамках предложенного формата. Показано, что применение последнего благотворно влияет на электромагнитную совместимость отечественной системы со службой радиоастрономических наблюдений. Так при использовании продвигаемого формата заметно смягчаются требования к режекторным фильтрам в части подавления внеполосных составляющих спектра несущей L1 ГЛОНАСС в радиоастрономической полосе.

8. Показано, что на этапе проектирования соответствующих систем идеальным инструментом мультиплексирования сигналов смежных частотных диапазонов является временное уплотнение.
9. Проанализирован вопрос применения AltBOC модуляции в диапазоне E5 Galileo. Предложены альтернативы, обладающие явными конкурентными преимуществами.

Публикации

Основные результаты диссертации опубликованы в следующих печатных трудах.

Публикации в изданиях из перечня ведущих рецензируемых изданий, рекомендованных в действующем перечне ВАК:

1. Игнатъев, Ф.В. Спектрально-эффективная модуляция с памятью в приложении к формированию дальномерных сигналов ГНСС / Хачатурян А.Б., Ф.В.Игнатъев // Журнал радиоэлектроники, № 2, 2012.– с. 1-8
2. Игнатъев, Ф.В. Комбинационные продукты при нелинейном мультиплексировании квадратурных пар бинарных сигналов с произвольным разносом по частоте / Ф.В. Игнатъев, В.П. Ипатов // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника, №6, 2011.– с. 3-11
3. Игнатъев, Ф.В. Мультиплексирование сигналов двух поднесущих в спектрально-эффективном формате модуляции / Ф.В. Игнатъев, В.П. Ипатов // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника, СПб, № 5, 2012.– с. 8-14
4. Игнатъев, Ф.В. Спектрально-эффективное совмещение сигналов двух поднесущих, свободное от амплитудной модуляции / Ф.В. Игнатъев, В.П. Ипатов // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника, СПб, № 1, 2013.– с. 10-17
5. Игнатъев, Ф.В. Нелинейное мультиплексирование квадратурных пар бинарных сигналов с произвольными весами / Ф.В. Игнатъев, В.П. Ипатов // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника, СПб, № 5, 2013.– с. 3-7
6. Игнатъев, Ф.В. Модуляция с непрерывной фазой как инструмент улучшения компактности спектра сигналов спутниковой навигации / Ф.В. Игнатъев, В.П. Ипатов, А.Б. Хачатурян // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника, СПб, № 4, 2012.– с. 28-36
7. Игнатъев, Ф.В. Модуляция с непрерывной фазой при наличии памяти: аддитивное разложение и спектральная эффективность / Ф.В. Игнатъев, В.П. Ипатов, А.Б. Хачатурян // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника, СПб, № 5, 2012.– с. 3-8

в прочих рецензируемых изданиях

8. Игнатъев, Ф.В. Энергетика навигационных радиопередающих космос-Земля в диапазонах S, C и Ku / С.Б. Болошин, Ф.В. Игнатъев, В.П. Ипатов, Б.В. Шибшаевич// Новости навигации, М., № 3, 2013.– с. 10-15

в сборниках трудов всероссийских конференций

9. Игнатъев, Ф.В. Спектрально-эффективная модуляция с памятью в приложении к формированию дальномерных сигналов ГНСС/ Хачатурян А.Б., Игнатъев Ф.В. // V Всероссийская научно-техническая конференция, М., 21-25 ноября 2011.–с. 162-165