

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

Гарифуллин Вадим Фанисович



**МЕТОДЫ СИНХРОНИЗАЦИИ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ
РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ СО
СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫМИ ШУМОПОДОБНЫМИ
СИГНАЛАМИ**

Специальность 05.12.14 – Радиолокация и радионавигация

ДИССЕРТАЦИЯ
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук,
профессор Бондаренко В. Н.

Красноярск – 2016

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы диссертации. В последние годы достигнуты значительные успехи в области спутниковой радионавигации. Вместе с тем интерес к наземным системам радионавигации не ослабевает. Объясняется это тем, что в критических ситуациях региональные и мобильные наземные системы военного назначения более эффективны и менее уязвимы, чем спутниковые системы. Большой интерес к наземным радионавигационным системам (РНС) нового поколения проявляют также и гражданские потребители, имеющие отношение к геодезии, картографии, службам спасения и прочим отраслям.

К числу приоритетных проблем современной теории и практики наземной радионавигации относятся проблемы частотно-временной синхронизации опорных станций. Точность синхронизации опорных станций непосредственно влияет на точность систем навигации, а время, необходимое для синхронизации, во многом определяет время развертывания системы.

Важное направление интеграции наземных и спутниковых РНС связано с синхронизацией наземных опорных станций по сигналам навигационных космических аппаратов. Примером могут служить РНС *LORAN-C* (отечественный аналог – РНС «Чайка»), *GEOLOC* (Франция) и разрабатываемая отечественная широкополосная РНС «Спрут». Возможность внешней синхронизации наземных станций появилась благодаря разработке эталонов времени и частоты (ЭВЧ) с относительной нестабильностью 10^{-13} и выше, что позволяет осуществлять синхронизацию излучения сигналов путем привязки к единой шкале времени.

Дополняя спутниковые РНС и способствуя улучшению их характеристик при комплексном использовании, наземные РНС сохраняют возможность автономного функционирования. Это особенно важно для применения интегрированных систем навигации в условиях, когда нормальное функционирование спутниковых систем невозможно и наземные широкополосные РНС могут оказаться безальтернативным средством навигационного обеспечения потребителей. В этом случае осуществляется автономная синхронизация излучения опорных станций без привлечения внешних источников информации о точном времени.

Вопросам синхронизации узкополосных систем радионавигации посвящены работы А.Д. Аргунова, С.Н. Малюкова, А.Д. Матюшенко, В.Г. Боровицкого, В.С. Жолнерова, С.П. Зарубина и других авторов. Теоретическим аспектам задачи синхронизации пространственно разнесенных ЭВЧ посвящена докторская диссертация А.С. Толстикова.

В случае широкополосных РНС трудности решения указанной проблемы значительно возрастают из-за необходимости синхронизации кодовых последовательностей опорного и принятого шумоподобных сигналов (ШПС). Вопросы синхронизации широкополосных РНС до сих пор не нашли должного отражения в научных публикациях. Специфика широкополосных систем навигации требует проведения дополнительных исследований в этом направлении.

С целью расширения рабочей зоны РНС наземного базирования используют длинно- и средневолновый диапазоны, для которых характерна проблема тесноты эфира и значительные помехи техногенного происхождения. По этой причине в последние десятилетия проявляется повышенный интерес к применению в подобных системах спектрально-эффективных методов модуляции, концентрирующих излучение в минимально узких спектральных зонах. Из работ, посвящённых вопросам теории и практики применения спектрально-эффективных шумоподобных сигналов, следует отметить работы В.П. Ипатова.

На сегодняшний день глубина проработки вопросов теории и возможных направлений решения задач синхронизации опорных и бортовых станций широкополосных наземных систем радионавигации не соответствуют запросам практики. Указанные задачи являются актуальными и полностью согласующимися с принятой в России концепцией Единой системы координатно-временного и навигационного обеспечения.

Целью диссертационной работы является разработка методов синхронизации опорных и бортовых станций широкополосных наземных радионавигационных систем со спектрально-эффективными шумоподобными сигналами.

Для достижения поставленной цели решены следующие задачи:

- выбор и обоснование вида модуляции и структуры спектрально-эффективных шумоподобных сигналов радионавигационных систем;

- выбор и обоснование структуры и параметров дальномерных кодов для сигналов широкополосных РНС с временным разделением;
- разработка алгоритмов параллельного поиска спектрально-эффективных шумоподобных сигналов радионавигационных систем с временным разделением;
- разработка алгоритмов слежения за задержкой спектрально-эффективных шумоподобных сигналов радионавигационных систем с временным разделением;
- исследование помехоустойчивости алгоритмов параллельного поиска и слежения за задержкой спектрально-эффективных шумоподобных сигналов;
- разработка и исследование способов синхронизации шкал времени опорных и бортовых станций наземных широкополосных РНС с использованием спутниковых систем навигации;
- разработка алгоритмов синхронизации с использованием кодовых и фазовых псевдодальномерных измерений на основе применения аппаратуры потребителя спутниковых систем навигации;
- экспериментальное исследование предложенных способов и алгоритмов синхронизации опорных и бортовых станций.

Методы исследования. В диссертационной работе используются методы теории сигналов, теории оптимального оценивания параметров сигналов и оптимальной фильтрации, теории автоматического управления, методы математического анализа, статистического моделирования, методы цифровой обработки сигналов.

Научная новизна. Новыми являются следующие результаты работы:

1. Предложен двухкомпонентный формат спектрально-эффективных сигналов с пилотной и информационной компонентами, позволяющий значительно ослабить негативное влияние модуляции сигнала данными на системные характеристики по сравнению с существующими сигналами.
2. В отличие от сигналов с кодовым разделением предложенный формат сигналов опорных станций широкополосной РНС при временном разделении обеспечивает возможность разделения сигналов, принимаемых бортовыми станциями, без ограничения рабочей зоны РНС.

3. Разработанные алгоритмы поиска по задержке спектрально-эффективных шумоподобных сигналов существенно сокращают аппаратные затраты по сравнению с известным способом параллельного поиска при равных энергетических и временных ограничениях.

4. Разработанный способ синхронизации наземных опорных станций интегрированной радионавигационной системы обеспечивает сокращение времени синхронизации более чем в три раза по сравнению с известным способом автономной синхронизации.

Новизна полученных результатов подтверждается 4 патентами на изобретения.

Защищаемые научные положения:

1. При равных ограничениях на частотный ресурс сигналы *MSK-BOC* обеспечивают увеличение точности измерения задержки, эквивалентное энергетическому выигрышу 3,5 дБ и более, по сравнению с сигналами с традиционной *MSK*.

2. Предложенный формат сигналов, минимизирующий энергетические потери из-за пауз при временном разделении, снимает присущее кодовому разделению ограничение рабочей зоны РНС минимальной дальностью.

3. Разработанные алгоритмы параллельного поиска спектрально-эффективных сигналов с равновесовой поэлементной обработкой проигрывают в помехоустойчивости оптимальному алгоритму менее 1 дБ, обеспечивая существенные преимущества в реализации.

4. Потенциальная помехоустойчивость предложенных алгоритмов параллельного поиска *MSK*-сигналов характеризуется пороговым отношением сигнал/шум минус 40 дБ при вероятности ошибки менее 0.001 и времени поиска менее 5 с.

5. Способ синхронизации широкополосных наземных РНС с использованием спутниковых РНС обеспечивает точность синхронизации опорных станций не хуже 5 нс.

Достоверность результатов. Достоверность результатов исследований основана на корректности используемого математического аппарата, совпадении

теоретических выводов, статистических результатов компьютерного моделирования и экспериментально полученных данных.

Практическая значимость результатов работы.

Результаты исследований использованы в аппаратуре опытного образца наземной широкополосной системы дальней радионавигации «Спрут», разработанной совместно ФГАОУ ВПО «СФУ» и АО «НПП «Радиосвязь» г. Красноярск и прошедшей государственные испытания. Предложенные в диссертации технические решения позволят существенно расширить рабочую зону навигационной системы, повысить точность координатно-временного обеспечения потребителей.

Результаты диссертационной работы использованы при выполнении научных проектов: «Разработка и исследование способа синхронизации станций наземных радионавигационных систем с использованием спутниковых систем навигации» (2013 г., СФУ КФ-384, Грант Красноярского краевого фонда поддержки научной и научно-технической деятельности). «Адаптивный компенсатор структурных помех для приемников широкополосных радионавигационных систем» (2014 г., СФУ КФ-406 НИЧ СФУ, Грант Красноярского краевого фонда поддержки научной и научно-технической деятельности), "Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014 - 2020 годы" (Федеральная целевая программа Соглашение № 14.575.21.0081, уникальный идентификатор проекта RFMEFI57514X0081).

Результаты исследований могут быть использованы при разработке новых наземных широкополосных систем дальней радионавигации с временным разделением.

Глава 1. Способы модуляции и разделения сигналов широкополосных РНС

1.1. Спектрально-эффективные шумоподобные сигналы широкополосных РНС

В радионавигации и радиосвязи для формирования шумоподобных сигналов чаще всего используется фазовая манипуляция несущего колебания двоичной кодовой последовательностью (ФМ или *BPSK*). Например, радионавигационные системы *GPS*, ГЛОНАСС, *GALILEO*, *SILEDIS* [1]. Основной причиной использования ФМ является попытка упростить формирование и обработку сигналов в широкополосных РНС.

В то же время известны способы модуляции, значительно превосходящие *BPSK*-сигналы по спектральной эффективности. Например, минимальная частотная модуляция *MSK* (*minimum shift keying*).

1.1.1. Шумоподобные сигналы с минимальной частотной модуляцией

Шумоподобные сигналы с *MSK* – это частотно-манипулированные ШПС с индексом модуляции $m_f = 0.5$ и непрерывной фазой. Для приложений более удобным является представление *MSK* как квадратурной ФМ со сдвигом (*OQPSK*) [1]:

$$\begin{aligned} s(t) &= \operatorname{Re}\{\dot{S}(t)\exp(j2\pi f_0 t)\} = \\ &= \sqrt{2P_c} [I(t)\cos(2\pi f_0 t) - Q(t)\sin(2\pi f_0 t)], \end{aligned} \quad (1.1)$$

$$\dot{S}(t) = \sqrt{2P_c} [I(t) + jQ(t)], \quad (1.2)$$

$$I(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k S_0(t - kT), \quad Q(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k S_0(t - kT - \delta), \quad (1.3)$$

$$S_0(t) = \begin{cases} \cos\left(\frac{\pi}{T}t\right), & |t| \leq T/2, \\ 0, & |t| > T/2, \end{cases} \quad (1.4)$$

где P_c – мощность сигнала; f_0 – несущая (центральная) частота (начальная фаза равна нулю); $\dot{S}(t)$ – комплексная огибающая; $I(t)$ и $Q(t)$ – действительная и

мнимая компоненты нормированной комплексной огибающей; $\{c_k\}$ и $\{s_k\}$ – псевдослучайные последовательности (ПСП); $S_0(t)$ – функция, определяющая форму элемента квадратурных ШПС; T – длительность элемента каждого квадратурного ШПС ($\delta = T/2$ – длительность частотного элемента).

Элементы (чипы) действительной и мнимой компонент $I(t)$ и $Q(t)$ комплексной огибающей (1.2) *MSK*-сигнала представляют собой импульсы в виде *полуволны косинуса*, повторяющиеся с тактовой частотой $f_T = 1/T$ и манипулированные кодами $\{c_k\}$ и $\{s_k\}$. Причём компоненты $I(t)$ и $Q(t)$ представляют собой видеочастотные ШПС со сдвигом на $T/2$: элементы $Q(t)$ запаздывают на $T/2$ относительно элементов $I(t)$.

Элементы кодов $\{c_k\}$ и $\{s_k\}$ связаны с элементами исходной кодовой ПСП $\{d_k\}$, определяющей закон частотной манипуляции, соотношениями [3]

$$d_{2k} = c_k s_k, \quad d_{2k+1} = -c_k s_{k-1}, \quad k = \dots, -1, 0, 1, \dots \quad (1.5)$$

В случае, когда $\{d_k\}$ – M -последовательность длины N , коды $\{c_k\}$ и $\{s_k\}$ имеют длину $2N$. Причём коды $\{c_k\}$ и $\{s_k\}$ имеют структуру чередующихся сегментов $\pm c$ и $\pm s$, образованных на одном периоде кода $\{d_k\}$: $\{c_k\} = \dots, c, -s, -c, s, c, \dots$ и $\{s_k\} = \dots, s, c, -s, -c, s, \dots$. Это является следствием неидеальной «уравновешенности» M -последовательности (число 1 и -1 отличаются на единицу). В силу чего фаза ШПС претерпевает изменения на $\pi/2$ на интервале, равном периоду повторения $T_{\Pi} = NT$.

Сдвиг фазы ШПС на $\pi/2$ на интервале T_{Π} можно устранить, если выбрать в качестве кодов $\{c_k\}$ и $\{s_k\}$ разные M -последовательности длины N . Тогда код $\{d_k\}$, не являющийся уже M -последовательностью, имеет длину $2N$.

Используя (1.2)–(1.4), модель периодического *MSK*-сигнала представим в виде

$$\dot{S}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \dot{S}_i(t) = \sqrt{2P_c} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} [c_{k+iL} S_0(t - kT - iT_{\Pi}) + js_{k+iL} S_0(t - kT - \delta - iT_{\Pi})], \quad (1.6)$$

где $\dot{S}_i(t)$ – сигнал (1.2)–(1.4) на интервале $t \in [iT_n, (i+1)T_n]$. Индекс у элементов кодов $\{c_k\}$ и $\{s_k\}$ в (1.6) определяется суммированием по модулю N .

Модуль нормированной периодической автокорреляционной функции (ПАКФ) *MSK*-сигнала определяется выражениями [4]:

$$\begin{aligned}
 R(\tau) &= \frac{1}{2E} \left| \int_0^{T_n} \dot{S}(t) \dot{S}^*(t-\tau) dt \right| = \\
 &= \frac{1}{T_n} \left| \int_0^{T_n} \left\{ I(t)I(t-\tau) + Q(t)Q(t-\tau) + j[Q(t)I(t-\tau) - I(t)Q(t-\tau)] \right\} dt \right| = \\
 &= \left| -R_a(m+2) \left(\frac{1}{\pi} \sin \pi x - x \cos \pi x \right) + R_a(m) \left[\frac{1}{\pi} \sin \pi x + (1-x) \cos \pi x \right] - \right. \\
 &\quad \left. -j \left\{ R_a(m+1) \left[\frac{1}{\pi} \cos \pi x + \left(\frac{1}{2} + x \right) \sin \pi x \right] - R_a(m-1) \left[\frac{1}{\pi} \cos \pi x - \left(\frac{1}{2} - x \right) \sin \pi x \right] \right\} \right|.
 \end{aligned} \tag{1.7}$$

где $\tau = m\delta + \varepsilon$, $m = \dots -1, 0, 1, \dots$, $0 \leq \varepsilon < \delta$, $x = \frac{\varepsilon}{T}$;

$$E = \frac{1}{2} \int_0^{T_n} |\dot{S}(t)|^2 dt = P_c T_n$$

– энергия сигнала $s(t)$ (1.1) за период T_n ;

$$R_a(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_k a_{k+m} \tag{1.8}$$

– нормированная ПАКФ кодовой последовательности $\{a_k\} = \{a_k: k = \dots, -1, 0, 1, \dots\}$, элементы которой связаны с элементами кодовых последовательностей $\{c_k\}$ и $\{s_k\}$ соотношением[3]:

$$a_k = \begin{cases} (-1)^i c_i, & k = 2i, \\ (-1)^{i+1} s_i, & k = 2i + 1, \end{cases} \tag{1.9}$$

Верхний индекс в виде звёздочки употребляется в (1.7) для обозначения комплексного сопряжения.

В частном случае для временных сдвигов $\tau = m\delta$ ($\varepsilon = 0$) из (1.7) следует

$$R(m\delta) = \left| R_a(m) - j \frac{1}{\pi} [R_a(m+1) - R_a(m-1)] \right|. \quad (1.10)$$

При $m = 0, 1, 2$ из (1.10) находим $R(0) = 1$, $R(\delta) = \left| R_a(1) - \frac{j}{\pi} [R_a(2) - 1] \right| \approx \frac{1}{\pi}$ и

$R(2\delta) = \left| R_a(2) - \frac{j}{\pi} [R_a(3) - R_a(1)] \right| \approx 0$. Здесь учтено, что при $N \gg 1$ значения боковых

лепестков нормированной ПАКФ $|R_a(m)| \ll 1$.

При $N \gg 1$ форма основного лепестка ПАКФ ($m \leq 2$) определяется формулой

$$R(\tau) = \begin{cases} \left(1 - \frac{|\tau|}{T} \right) \cos\left(\frac{\pi}{T} \tau\right) + \frac{1}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{T} |\tau|\right), & |\tau| \leq T, \\ 0, & |\tau| > T. \end{cases} \quad (1.11)$$

что совпадает с выражением для модуля автокорреляционной функции (АКФ) элемента ШПС (1.4).

При использовании кодов $\{a_k\}$ с уровнем боковых лепестков ПАКФ $R_a(m) = -1/N$ для всех $m \neq 0$ (M -последовательности) для боковых лепестков ПАКФ ($m > 2$) из формулы (1.7) имеем

$$R(\tau) = \frac{1}{N}, \quad (1.12)$$

что совпадает со значением боковых лепестков модуля ПАКФ кодовой последовательности.

Графики модуля нормированной ПАКФ, рассчитанные по формуле (1.7) для случая, когда код $\{d_k\}$ – последовательность Касами длины $N=16383$, приведены на рисунке 1.1: a – для основного лепестка ПАКФ; b – для боковых лепестков ПАКФ (в децибелах).

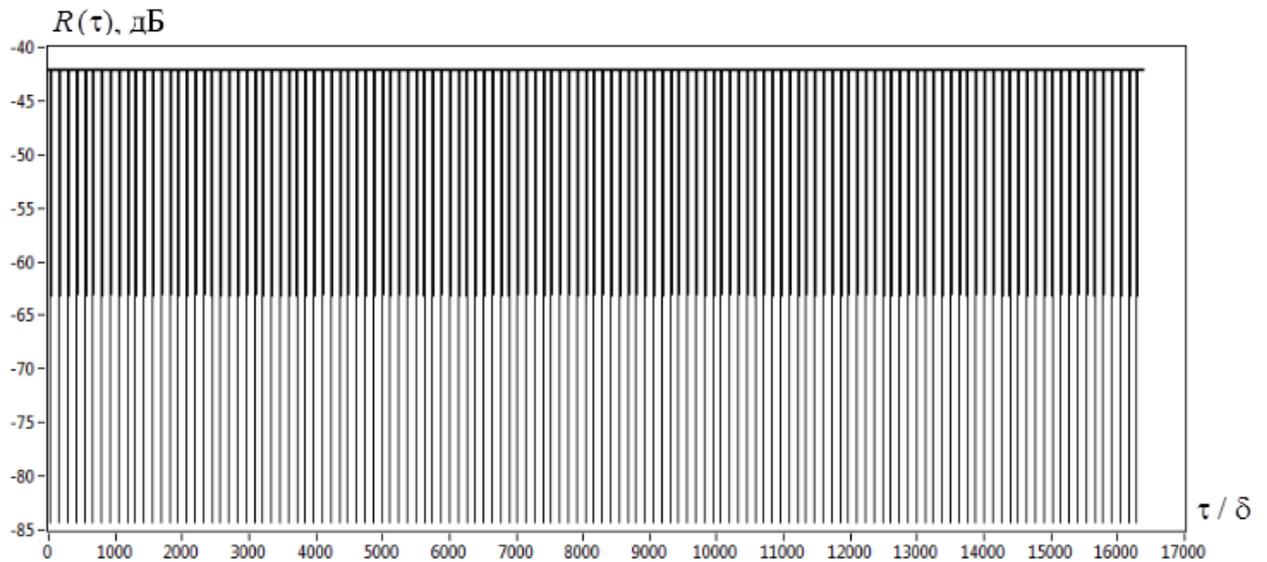
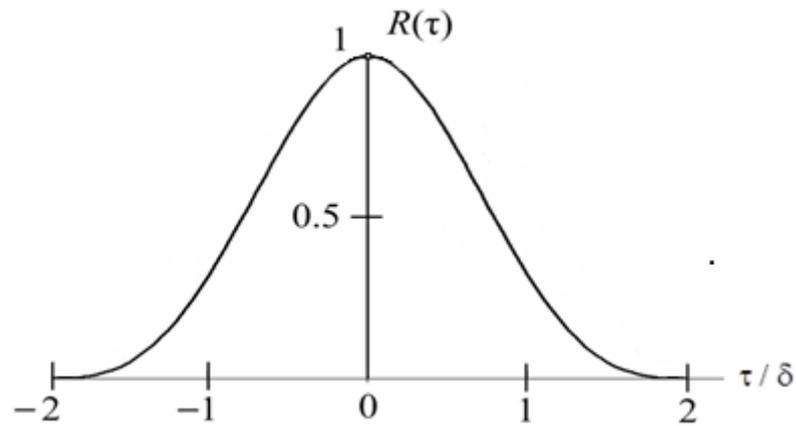


Рисунок 1.1 – Графики модуля нормированной ПАКФ

Как известно [3], периодические M -последовательности являются оптимальными двоичными кодовыми последовательностями, т. к. имеют минимальный уровень боковых лепестков ПАКФ $R(m) = -1/N$.

Значение $1/N$ характеризует и уровень боковых лепестков модуля ПАКФ MSK -сигналов, сформированных на основе M -последовательностей. Форма основного лепестка модуля нормированной ПАКФ (при $|\tau| \leq T$) практически не зависит от длины псевдослучайной последовательности и определяется выражением (1.11).

Энергетический спектр MSK -сигнала определяется выражением [53]

$$G(f) = \frac{8P_c}{\pi^2 f_T} \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi f}{f_T}\right) \right|^2}{\left| 1 - \left(\frac{2f}{f_T}\right)^2 \right|^2}. \quad (1.13)$$

Спектральная эффективность шумоподобных сигналов с минимальной частотной модуляцией характеризуется таблице 1.1, в которой приведены значения нормированной ширины спектра F_c / f_T для *MSK* и *QPSK* сигналов (F_c – односторонняя ширина спектра). Показатель компактности спектра γ равен отношению мощности $P_c(F_c)$ в полосе F_c к полной мощности P_c сигнала. Как видно из таблицы, при $\gamma = 0.99$ ширина спектра *MSK*-сигнала почти в 10 раз меньше, чем *QPSK*-сигнала (при равной тактовой частоте $f_T = 1/T$) и составляет соответственно $F_{c1} \approx 1.18f_T$ и $F_{c2} \approx 10.29f_T$.

Минимальная частотная модуляция в сравнении с *QPSK*, позволяет значительно уменьшить уровень внеполосной мощности. Уровень первого бокового лепестка составит около -23 дБ против -13 дБ; ширина основного лепестка спектра при *MSK* равна $1.5f_T$, а при *QPSK* – $2f_T$; мощность в основном лепестке спектра составляет 99.9% и 92% для *MSK* и *QPSK* соответственно. Уровень боковых лепестков спектра при *MSK* убывает пропорционально f^{-4} , в то время как при *QPSK* – пропорционально f^{-2} .

Таблица 1.1

Вид модуляции	F_c / f_T		
	$\gamma = 0.9$	$\gamma = 0.99$	$\gamma = 0.999$
<i>QPSK</i>	0.85	10.29	98.24
<i>MSK</i>	0.78	1.18	2.74
<i>GMSK</i> ($BT=0.25$)	0.57	0.86	1.09
<i>SMSK</i>	0.87	1.41	2.57

Как видно из табл. 1.1, *гауссовская MSK (GMSK)* и гармоническая *MSK (SMSK)* имеют более высокую спектральную эффективность, чем *MSK*. Однако достигается это ценой потери помехоустойчивости, а также усложнения аппаратуры формирования и обработки сигналов.

1.1.2. Шумоподобные сигналы с модифицированной минимальной частотной модуляцией

Развитие глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) ГЛОНАСС и *GPS*, развертывание новых ГНСС (*Galileo*, *Compas* и др.) основано на использовании новых навигационных сигналов, в частности сигналов с модуляцией *BOC (binary offset carrier)* и различных её версий (*AltBoc*, *DuoBoc*, *MixBoc*) [11,12].

Высокие качественные показатели ГНСС и наземных широкополосных систем определяются, прежде всего, широким спектром используемых сигналов. Полоса частот, выделенная любой системе, всегда ограничена. Поэтому сопоставление характеристик новых навигационных сигналов должно проводиться при фиксированном спектральном ресурсе.

Перспективным способом модуляции сигналов в широкополосных радионавигационных системах является бинарная офсетная модуляция (*BOC*). Благодаря широкому спектру используемых сигналов, которые принято называть *меандровыми шумоподобными сигналами* или *BOC-сигналами* [57], обеспечиваются высокие тактические показатели систем. Это прежде всего точность измерения кодовой задержки и устойчивость к помехам многолучёвости.

Такие сигналы принято обозначать как *BOC (m, n)*, где *m* и *n* – целые числа, означающие кратность частоты меандровой последовательности и тактовой частоты дальномерного кода некоторой опорной частоте: $m = f_m / f_{оп}$, $n = f_t / f_{оп}$.

Основные характеристики *BOC-сигнала* определяются соотношением частот $l = m / n = f_m / f_t$ ($l \geq 1$ и кратно 0,5), а также значением тактовой частоты. С увеличением *l* возрастает число локальных максимумов автокорреляционной

функции сигнала (равно $2l + 1$). Эта особенность *BOC*-сигнала должна учитываться при построении алгоритмов поиска и кодовой синхронизации. Решение проблемы поиска *BOC*-сигналов требует заметных усилий, поскольку различие основного и боковых пиков АКФ не превышает 3 дБ (при $l = 1$). Многопиковый вид АКФ создает трудности при разработке дискриминатора системы кодовой синхронизации. Это связано с устранением неоднозначности и уменьшением риска захвата по «ложным» нулям дискриминационной характеристики.

Широкому использованию *BOC*-сигналов в наземных широкополосных РНС большой дальности действия препятствует ограниченность их частотного ресурса [2]. Применение модуляции *BOC* в сочетании с минимальной частотной модуляцией позволяет существенно ослабить негативное влияние ограничения спектра ШПС на основные тактические показатели широкополосных систем [3,4].

Для комбинированного способа модуляции, основанного на применении дополнительной *BOC*-модуляции и традиционной широкополосной кодовой модуляции *MSK*, будем использовать обозначение *MSK-BOC*(m, n), где числа m и n имеют тот же смысл, что и для *BOC*-сигнала.

Сигнал *MSK-BOC* (m, n) отличается от ШПС с традиционной модуляцией *MSK* видом элементов (чипов) $S_0(t)$ квадратурных видеосигналов:

$$S_0(t) = \begin{cases} \sin\left(\frac{2l\pi t}{T} + l\pi\right), & |t| \leq T/2; \\ 0, & |t| > T/2, \end{cases} \quad (1.14)$$

Как видно из (1.14), элемент $S_0(t)$ представляет собой $2l$ знакопеременных импульсов в форме полуволны косинуса длительностью $T/2l$ (кривая 1 на рисунке 1.2 соответствует $l = 1$). Временной сдвиг элементов квадратурного *Q*-сигнала относительно *I*-сигнала составляет $T/4l$ (длительность частотного элемента *MSK*-сигнала). При $l = 0.5$ выражение (1.14) определяет форму чипов при традиционной *MSK* (кривая 2 на рисунке 1.2)

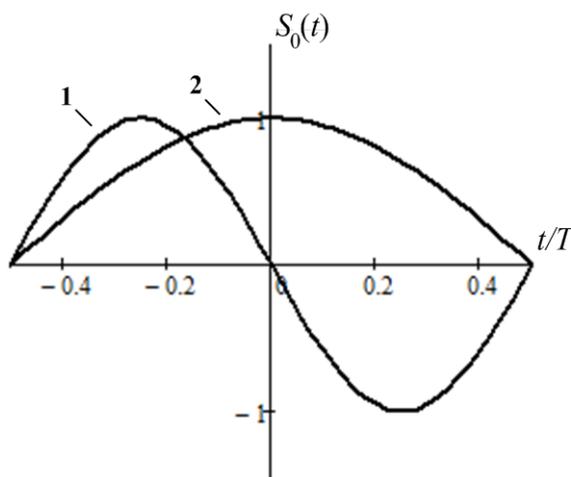


Рисунок 1.2 – Элементы сигналов $MSK-BOC(n,n)$ и MSK

Для сигналов $MSK-BOC$ используют также обозначение $MSK-BOC(2l)$ [1]. Значение $2l$ указывает число знакопеременных косинусоидальных чипов в элементах квадратурных кодовых последовательностей.

При использовании кодов с малым уровнем боковых лепестков ПАКФ ($N \gg 1$) спектр комплексной огибающей сигнала практически совпадает со спектром элемента (чипа) ШПС. Спектр чипа сигнала $MSK-BOC(2l)$ (рисунок 1.2) определяется как сумма спектров сдвинутых на $kT/2l$ ($k=0,1,\dots,2l-1$) знакопеременных косинусоидальных чипов длительности $T/2l$:

$$g(j\omega) = g_0(j\omega) \left[1 + \sum_{k=1}^{2l-1} (-1)^k e^{-jk\omega T/2l} \right], \quad (1.15)$$

где $g_0(j\omega)$ – спектр одиночного чипа.

Используя (1.15), для спектральной плотности мощности (энергетического спектра) сигнала $MSK-BOC(2l)$ находим:

$$G(\omega) = \frac{|g_0(j\omega)|^2}{T} \left| 1 + \sum_{k=1}^{2l-1} (-1)^k e^{-jk\omega T/2l} \right|^2. \quad (1.16)$$

Формула (1.16) для сигнала мощностью P_c и тактовой частотой $f_T = 1/T$ для чётных и нечётных значений $2l$ принимает вид:

$$G(f) = \frac{2P_c}{l^2 \pi^2 f_T} \left| \frac{\cos\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{1 - \left(\frac{f}{lf_T}\right)^2} \right|^2 \text{ при } l \geq 0.5 \ (l=0.5, 1.5, \dots) \quad (1.17)$$

$$G(f) = \frac{2P_c}{l^2 \pi^2 f_T} \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{1 - \left(\frac{f}{lf_T}\right)^2} \right|^2 \text{ при } l \geq 1 \ (l - \text{целое}) \quad (1.18)$$

Энергетический спектр *MSK*-сигнала (1.13) определяется формулой (1.17) при $l=0.5$.

В таблице 1.2 приведены выражения для энергетических спектров, нормированных по мощности P_c , сигналов *MSK*, *MSK-BOC* (2), *MSK-BOC* (3) и *MSK-BOC* (4). Графики нормированных энергетических спектров $G(f)/T$ в децибелах для указанных сигналов приведены на рисунке 1.3.

Таблица 1.2

Вид модуляции ШПС	Энергетический спектр, $G(f)$	Автокорреляционная функция, $R(\tau)$
<i>MSK</i>	$\frac{8}{\pi^2 f_T} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{1 - \left(\frac{2f}{f_T}\right)^2} \right]^2$	$\begin{cases} \left(1 - \frac{ \tau }{T}\right) \cos\left(\frac{\pi}{T} \tau\right) + \frac{1}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{T} \tau \right), & \tau \leq T, \\ 0, & \tau > T \end{cases}$
<i>MSK-BOC (2)</i>	$\frac{2}{\pi^2 f_T} \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{1 - \left(\frac{f}{f_T}\right)^2} \right]^2$	$\begin{cases} \left(1 - \frac{ \tau }{T}\right) \cos\left(\frac{2\pi}{T} \tau\right) + \frac{1}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{T} \tau \right), & \tau \leq T, \\ 0, & \tau > T \end{cases}$
<i>MSK-BOC (3)</i>	$\frac{8}{9\pi^2 f_T} \left[\frac{\cos\left(\pi \frac{f}{f_T}\right)}{1 - \left(\frac{2f}{3f_T}\right)^2} \right]^2$	$\begin{cases} \left(1 - \frac{ \tau }{T}\right) \cos\left(\frac{3\pi}{T} \tau\right) + \frac{1}{3\pi} \sin\left(\frac{3\pi}{T} \tau \right), & \tau \leq T, \\ 0, & \tau > T \end{cases}$
<i>MSK-BOC (4)</i>	$\frac{1}{2\pi^2 f_T} \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{1 - \left(\frac{f}{2f_T}\right)^2} \right]^2$	$\begin{cases} \left(1 - \frac{ \tau }{T}\right) \cos\left(\frac{4\pi}{T} \tau\right) + \frac{1}{4\pi} \sin\left(\frac{4\pi}{T} \tau \right), & \tau \leq T, \\ 0, & \tau > T \end{cases}$

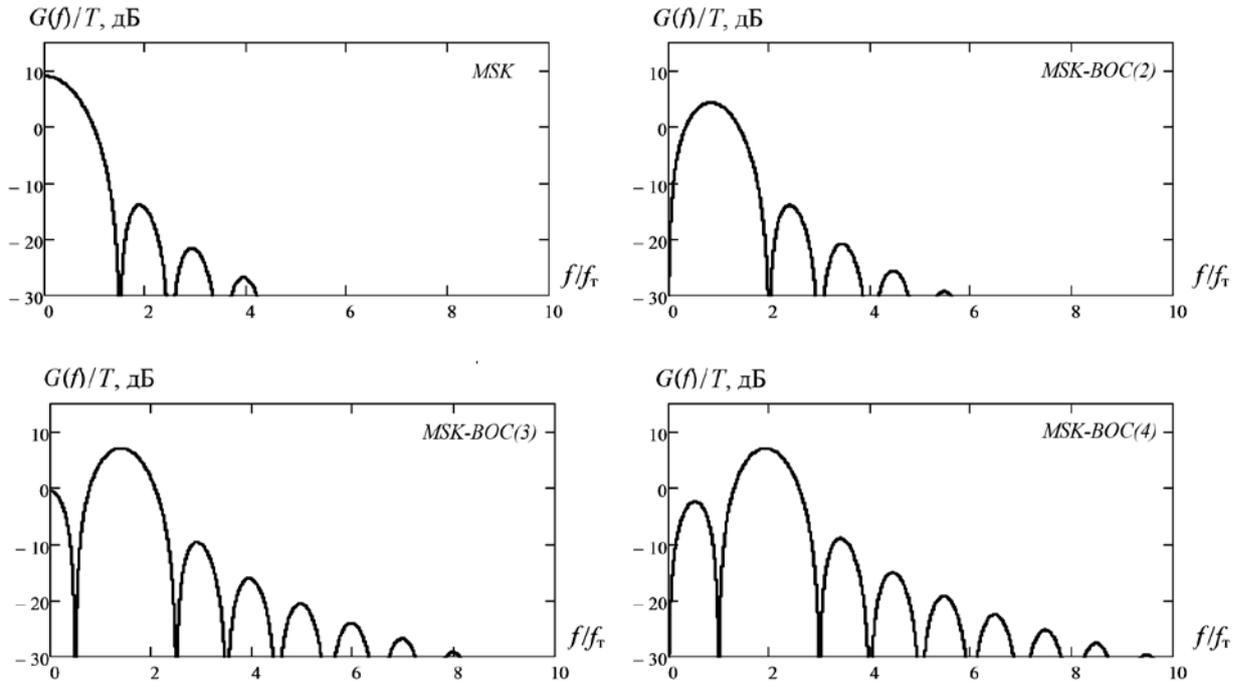


Рисунок 1.3 – Нормированные энергетические спектры ШПС

АКФ комплексной огибающей ШПС связана со спектром мощности $G(f)$ формулой Хинчина:

$$R(\tau) = 2 \int_0^{\infty} G(f) \cos(2\pi f \tau) df. \quad (1.19)$$

Подстановка в (1.19) формул (1.17), (1.18) для спектра $G(f)$ позволяет определить АКФ.

Другой способ нахождения АКФ основан на представлении (1.14) чипа сигнала $MSK-BOC(2l)$:

$$R(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} S_0(t) S_0(t - \tau) dt = \begin{cases} \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \cos\left(\frac{2l\pi}{T} \tau\right) + \frac{1}{2l\pi} \sin\left(\frac{2l\pi}{T} |\tau|\right), & |\tau| \leq T, \\ 0, & |\tau| > T. \end{cases} \quad (1.20)$$

В таблице 1.2 приведены выражения для АКФ (1.20) сигналов MSK , $MSK-BOC(2)$, $MSK-BOC(3)$ и $MSK-BOC(4)$. Графики АКФ указанных сигналов приведены на рисунке 1.4.

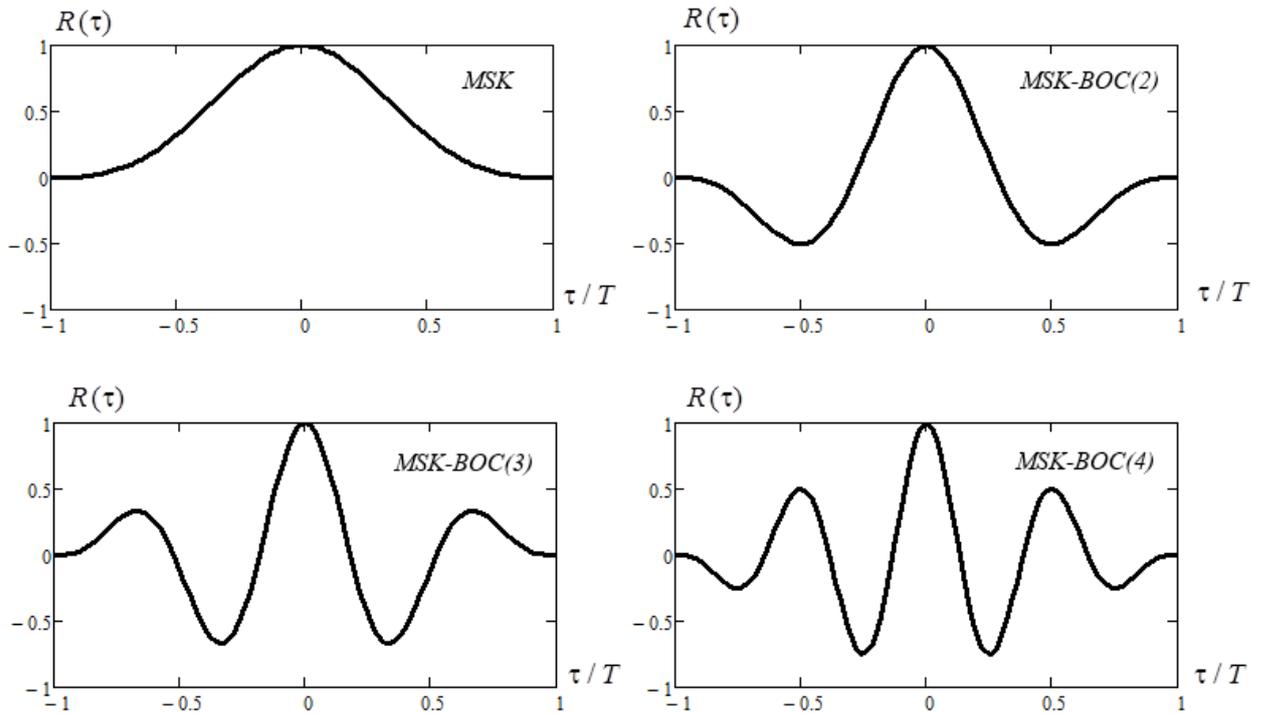


Рисунок 1.4 – Нормированные автокорреляционные функции ШПС

Как видно из рисунка 1.4, недостатком *BOC*-сигналов при большой кратности частот $l = f_m / f_T$ является многопиковая форма АКФ, следствием чего является неоднозначность измерения задержки, связанная с захватом по «ложным» нулям дискриминационной характеристики.

1.2. Спектральная эффективность шумоподобных *MSK*-сигналов

Потенциальная точность измерения времени τ запаздывания сигнала характеризуется известной формулой для дисперсии ошибки [4]

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{(2\pi F_s)^2 q^2}, \quad q \gg 1, \quad (1.21)$$

где $q^2 = 2E/N_0 = (2P_c / N_0)T_n$ – отношение сигнал/шум; $E = P_c T_n$ – энергия сигнала на интервале измерения T_n ; N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности белого шума.

Проведём сравнительный анализ рассмотренных в п. 1.1 ШПС на основе обобщённого критерия спектральной эффективности [4]

$$\eta = F_3 / F_B,$$

где F_B – ширина спектра сигнала, определяемая из условия обеспечения заданной мощности $P(F_B) = \gamma P_c$, $P(F_B) = \gamma P_c$, $\gamma = 0.9; 0.99; 0.999$; F_3 – эффективная (среднеквадратическая) ширина спектра, определяемая как [4]

$$F_3 = \left[\frac{\int_0^{F_B} f^2 G(f) df}{\int_0^{F_B} G(f) df} \right]^{1/2} = \frac{1}{2\pi} [-R''(0)]^{1/2}, \quad (1.22)$$

где $G(f)$ и $R(\tau)$ – энергетический спектр и нормированная автокорреляционная функция комплексной огибающей сигнала; $R''(0)$ – значение второй производной АКФ при $\tau \rightarrow 0$.

Используя (1.20), (1.22), находим эффективную ширину спектра сигнала *MSK-BOC(2l)* в предельном случае: $F_3 = lf_T$ при $F_B \rightarrow \infty$.

В таблице 1.3 представлены результаты расчётов с использованием формул (1.21), (1.22). Из рассмотренных сигналов наибольшую потенциальную точность измерения задержки без учёта ограничения частотного ресурса обеспечивает сигнал *MSK-BOC(4)* с эффективной шириной спектра $F_3 \approx 2f_T$. При отношении сигнал/шум $q=10$ дБ среднее квадратическое отклонение (СКО) ошибки $\sigma_\tau \approx 0.023T$.

При заданной полосе F_B и мощности $P(F_B)$ показатель η характеризует реальную точность измерения задержки с учётом ограничения спектра сигнала, которая может быть значительно ниже потенциальной.

Таблица 1.3

Вид модуляции	Внутриполосная мощность $P(F_B) / P_C$	Нормированная ширина спектра F_B / f_T	Нормированная эффективная ширина спектра $F_Э / f_T$	Обобщенный показатель эффективности $F_Э / F_B$
<i>MSK</i>	0.9	0.78	0.46	0.59
	0.99	1.19	0.47	0.39
	0.999	2.74	0,48	0.18
<i>MSK-BOC(2)</i>	0.9	1.36	0.83	0.61
	0.99	2.20	0.94	0.43
	0.999	4.31	0.97	0.23
<i>MSK-BOC(3)</i>	0.9	1.89	1.29	0.69
	0.99	2.93	1.43	0.49
	0.999	5.48	1.47	0.27
<i>MSK-BOC(4)</i>	0.9	2.42	1.76	0.73
	0.99	3.54	1.93	0.55
	0.999	6.63	1.97	0.30

Как видно из таблицы. 1.3, эффективная ширина спектра сигналов *MSK-BOC(2)*, *MSK-BOC (3)* и *MSK-BOC (4)* при ограничении спектра по критерию 90% мощности P_c составляет $0.83 f_T$, $1.29 f_T$ и $1.76 f_T$ соответственно. При заданном энергопотенциале $2P_c / N_0$ увеличение СКО ошибки в 1.5 раза ($1.29/0.83$) и в 1.8 раза ($1.76/0.83$) может быть скомпенсировано за счёт увеличения времени интегрирования в 2.3 и в 2.5 раза соответственно. Это эквивалентно энергетическим потерям в 3,6 и 4 дБ для сигнала *MSK-BOC (2)* по сравнению с сигналами *MSK-BOC (3)* и *MSK-BOC (4)*.

При указанных ограничениях (90% мощности P_c) точность измерения задержки в случае сигналов *MSK-BOC (2)*, *MSK-BOC (3)* и *MSK-BOC (4)* выше, чем для сигнала *MSK*. Обобщённый показатель эффективности $\eta = F_э / F_в$ равен 0.61, 0.69 и 0.73 соответственно против 0.59 для сигнала *MSK*. Эквивалентный энергетический выигрыш около 2, 3 и 4 дБ для сигналов *MSK-BOC (2)*, *MSK-BOC (3)* и *MSK-BOC (4)* соответственно. Причём сигнал *MSK-BOC (4)* в этих условиях

обеспечивает наивысшую точность среди указанных ШПС: СКО ошибки $\sigma_{\tau} \cong 0.03T$ при отношении сигнал/шум $q^2 = 10$ дБ.

В таблице 1.4 представлены результаты расчётов с использованием формул (1.21), (1.22) для сигналов *MSK*, *MSK-BOC* (2), *MSK-BOC* (3) и *MSK-BOC* (4) с тактовой частотой квадратурных ПСП $f_{\tau} = 125$ кГц при ограничениях на частотный ресурс. Энергетические потери, приводимые в последнем столбце табл. 1.4, определены по отношению к соответствующему ШПС с полосой $F_{\text{в}} = 1$ МГц. В скобках указаны потери, обусловленные уменьшением эффективной ширины спектра и внутриполосной мощности. При заданном энергопотенциале увеличение СКО ошибки в m раз может быть скомпенсировано за счёт увеличения времени интегрирования в m^2 раз, что соответствует эквивалентным энергетическим потерям $10 \lg m$ дБ.

Таблица 1.4

Вид модуляции ШПС	Полоса частот $F_{\text{в}}$, МГц	Внутриполосная мощность $P(F_{\text{в}})/P_{\text{с}}$	Эффективная ширина спектра $F_{\text{э}}$, кГц	Энергетические потери, дБ
<i>MSK</i>	1.0	0.99997	61.7	0
	0.5	0.99973	60.9	0.114 (0.113/0.001)
	0.25	0.99756	59.1	0.384 (0.374/0.011)
<i>MSK-BOC</i> (2)	1.0	0.99987	123.4	0
	0.5	0.99888	121.7	0.125 (0.120/0.004)
	0.25	0.98927	117.3	0.487 (0.441/0.046)
<i>MSK-BOC</i> (3)	1.0	0.99969	185.1	0
	0.5	0.99709	182.2	0.153 (0.148 /0.011)
	0.25	0.94045	168.1	1.111(0.846/0.265)
<i>MSK-BOC</i> (4)	1.0	0.99943	246.7	0
	0.5	0.99423	242.2	0.183 (0.160 /0.023)
	0.25	0.58370	156.3	6.299 (3.964/2.336)

Эффективная ширина спектра сигнала *MSK* при ограничении полосой 0.25 МГц составляет 59.1 кГц. Энергетические потери из-за ограничения спектра

составляют менее 0.4 дБ. Точность измерения задержки при указанных ограничениях хуже в 1.05 раза по сравнению с потенциальной.

Эффективная ширина спектра сигналов *MSK-BOC* (2), *MSK-BOC* (3) и *MSK-BOC* (4) при ограничении спектра полосой 0.25 МГц составляет 117.4, 168.1 кГц и 156.3 кГц соответственно. Энергетические потери из-за ограничения спектра составляют около 6 дБ. При указанных ограничениях точность измерения задержки сигналов *MSK-BOC* (2), *MSK-BOC* (3) и *MSK-BOC* (4) выше, чем *MSK*-сигнала: энергетический выигрыш около 5.8, 8.7 и 5.9 дБ соответственно.

В таблице 1.5 приведены характеристики сигналов *MSK*, *MSK-BOC* (2), *MSK-BOC* (3) и *MSK-BOC* (4) при ограничении спектра *согласованной полосой* $F_B = 0.3$ МГц, соответствующей определению ширины спектра по нулям главных лепестков (рисунок 1.3). Значения тактовой частоты $f_T = 200, 150, 120$ и 100 кГц для сигналов *MSK*, *MSK-BOC* (2), *MSK-BOC* (3) и *MSK-BOC* (4) соответственно.

Как видно из таблицы, для сигнала *MSK-BOC* (2), эффективная ширина спектра составляет около 140.7 кГц, а коэффициент использования мощности сигнала $\gamma = 0.989$.

Как видно из таблицы, для сигнала *MSK-BOC* (2), эффективная ширина спектра составляет около 140.7 кГц, а коэффициент использования мощности сигнала $\gamma = 0.989$. Для сигнала *MSK-BOC* (3) эффективная ширина спектра составляет около 170.1 кГц, коэффициент использования мощности сигнала $\gamma = 0.985$. При этом выигрыш в СКО ошибки σ_T относительно сигнала *MSK* составляет 1.5 и 1.8 раза, что эквивалентно энергетическому выигрышу 3.5 и 5.1 дБ для сигналов *MSK-BOC* (2) и *MSK-BOC* (3) соответственно.

Для сигнала *MSK-BOC* (4) эффективная ширина спектра составляет около 189.9 кГц, а коэффициент использования мощности сигнала $\gamma = 0.982$. В условиях указанных ограничений на частотный ресурс (полосой 0.3 МГц) сигнал *MSK-BOC* (4) обеспечивает наивысшую точность среди рассмотренных ШПС. Выигрыш в СКО ошибки по сравнению с *MSK*-сигналом составляет 2.1 раза, что соответствует энергетическому выигрышу около 6.4 дБ.

Таблица 1.5

Вид модуляции ШПС	Полоса частот F_B , МГц *	Коэффициент использования мощности γ	Эффективная ширина спектра F_3 , кГц	Выигрыш в СКО ошибки **	Эквивалентный энергетический выигрыш, дБ
<i>MSK</i>	0.3	0.995	92.6	1	0
<i>MSK-BOC(2)</i>	0.3	0.989	140.7	1.5	3.6
<i>MSK-BOC(3)</i>	0.3	0.985	170.1	1.8	5.3
<i>MSK-BOC(4)</i>	0.3	0.982	189.9	2.1	6.2

* – полоса, согласованная с шириной спектра по нулям главных лепестков;

** – по сравнению с *MSK*- сигналом.

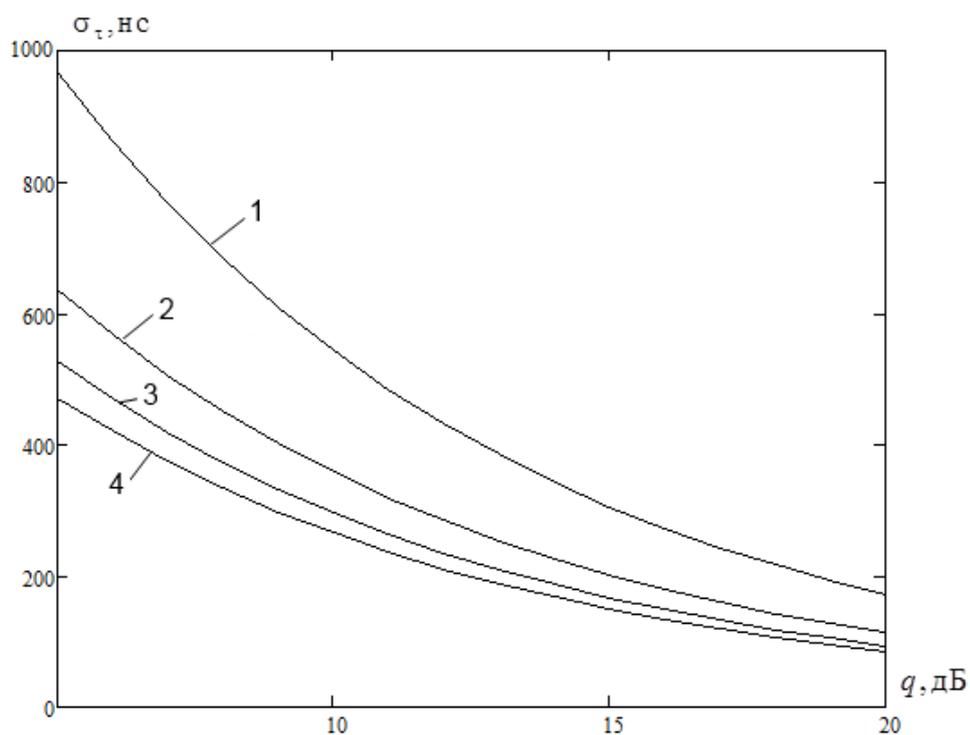


Рисунок 1.6 – Зависимости СКО ошибки от отношения сигнал/шум

На рисунке 1.6 представлены графики зависимостей СКО ошибки σ_τ от отношения сигнал/шум q для сигналов *MSK*, *MSK-BOC(2)*, *MSK-BOC(3)* и *MSK-*

BOC (4) (кривые 1, 2, 3 и 4) при указанных ограничениях на полосу частот (таблица 1.5).

При отношении сигнал/шум $q^2 = 10$ дБ СКО ошибки σ_τ приблизительно составляет: 265.1 нс (79.5 м по дальности) для сигнала *MSK-BOC*(4); 295.8 нс (88.7 м) для сигнала *MSK-BOC* (3) и 357.7 нс (107.3 м) для сигнала *MSK-BOC* (2) *MSK* 543.5 нс (163.1 м).

Результаты анализа свидетельствуют о том, что перспективным видом модуляции в условиях ограниченного частотного ресурса является спектрально-эффективная модуляция *MSK* в сочетании с *BOC* модуляцией. Рассмотренные сигналы с дополнительной *BOC* модуляцией дают существенные преимущества в точности измерения задержки по сравнению с ШПС с традиционным способом модуляции *MSK*. Вместе с тем выбор типа модуляции и параметров новых сигналов требует полного анализа различных альтернативных вариантов. Такой анализ должен учитывать возможности улучшения точностных и других характеристик широкополосных систем, а также технические требования, связанные с реализацией аппаратуры формирования, приёма и обработки новых сигналов.

1.3. Составные шумоподобные *MSK*-сигналы с пилотной и информационной компонентами

Как показано в [1], модуляция ШПС данными приводит к значительному ухудшению корреляционных свойств сигнала. Следствием этого является ухудшение характеристик поиска сигнала, снижение точности и устойчивости слежения за фазой и запаздыванием. Отрицательное влияние модуляции сигнала данными проявляется, в первую очередь, в снижении порога слежения за фазой. Энергетические потери, обусловленные информационной модуляцией, по этому показателю устойчивости слежения за фазой составляют более 6 дБ [1].

Актуальность данной проблемы нашла отражение в том, что важное место в программе модернизации ГНСС ГЛОНАСС занимают вопросы выделения

автономного пилотного канала. Это позволяет повысить точность и устойчивость слежения за фазой и запаздыванием кода, улучшить характеристики поиска сигнала, а также достоверность приёма данных.

Составной шумоподобный сигнал представим в виде суммы двух квадратурных компонент (пилотной и информационной):

$$s(t) = \sqrt{2P_c} [I(t - \tau_c) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - D(t - \tau_c) Q(t - \tau_c) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)], \quad (1.23)$$

$$I(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k S_0(t - kT), \quad Q(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k S_0(t - kT - T/4), \quad (1.24)$$

где $D(t)$ – двоичный информационный сигнал (данные); $S_{0I}(t)$, $S_{0Q}(t)$ – функции, описывающие форму одиночного элементарного импульса (чипа) длительности T . Смысл других обозначений указывался ранее (п. 1.1.1).

В качестве примера организации пилотного канала рассмотрим применение перспективных спектрально-эффективных форматов модуляции в широкополосной радионавигационной системе с высокой устойчивостью в отношении внутрисистемных помех [57].

Каждая опорная станция (ОС) излучает двухкомпонентный сигнал с несущей частотой $f_0 = 1.9$ МГц и тактовой частотой квадратурных ПСП $f_T = 125$ кГц: пилот-сигнал P и информационный D -сигнал (I и Q компоненты соответственно). Сигнал P представляет собой ШПС с модуляцией $MSK-BOC(2)$. Информационная D -компонента – ШПС с модуляцией $MSK(2)$, отличающийся от сигнала $MSK-BOC(2)$ тем, что его косинусные чипы знакопостоянные (кривые 1 и 2 на рисунке 1.7). Частота следования косинусных чипов сигнала $MSK(2)$ равна $2f_T$ (на длительности T элемента квадратурных ПСП укладывается 2 чипа). Сдвиг чипов квадратурных сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ составляет $T/4$.

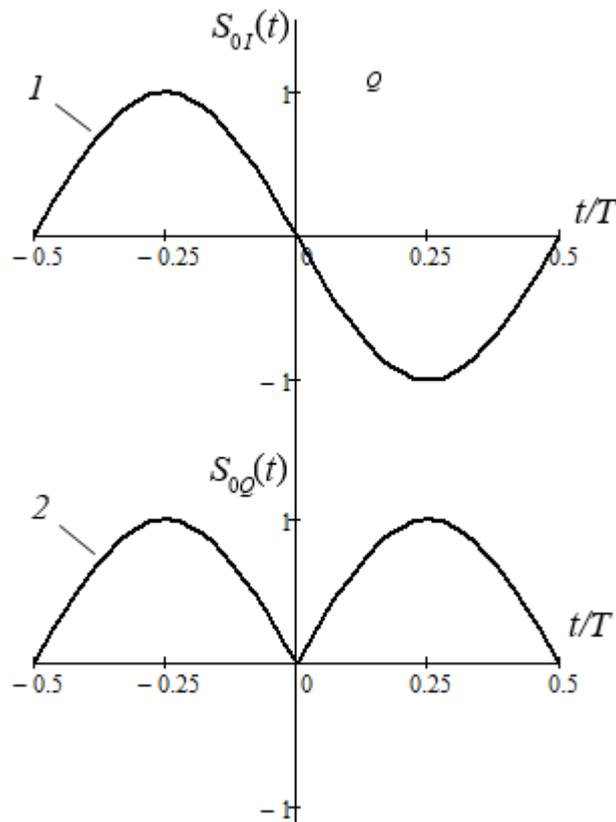


Рисунок 1.7 – Форма чипов составного *MSK* сигнала:
 1 – пилот-сигнал, 2 – информационный сигнал

Такой выбор формы составных чипов двухкомпонентного сигнала обусловлен оправданным стремлением обеспечить постоянство амплитуды полного сигнала. Известно, что полезная мощность усилителя передатчика резко падает при наличии у сигнала амплитудной модуляции. Сдвиг чипов квадратурных сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ на $T/4$ при равной их длительности T позволяет сохранить свойственное модуляции *MSK* постоянство амплитуды полного сигнала.

Модуляция чипов сигналов P и D осуществляется кодами $\{c_k\}$ и $\{s_k\}$ соответственно. Элементы кодов $\{c_k\}$ и $\{s_k\}$ связаны с элементами исходной кодовой ПСП $\{d_k\}$, определяющей закон частотной манипуляции, соотношением (1.5). Для разных ОС в качестве кодов $\{d_k\}$ используются копии общей M -последовательности длины $N=16383$, сдвинутые на m позиций, где m – число, кратное 4100 (при числе ОС равном 4).

Энергетический спектр сигнала *MSK-BOC(2)* мощностью $P_c = 1$ Вт определяется формулой (1.17) при $l=1$:

$$G_1(f) = \frac{2}{\pi^2 f_T} \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{1 - \left(\frac{f}{f_T}\right)^2} \right]^2 \quad (1.25)$$

Энергетический спектр сигнала *MSK* (2) определяется формулой

$$G(\omega) = \frac{|g_0(j\omega)|^2}{T} \left| 1 + e^{-j\omega T/2} \right|^2 = 4G_0(\omega) \cos^2\left(\frac{\omega T}{4}\right) \quad (1.26)$$

Подставив в (1.26) формулу (1.17) при $l=0.5$ для энергетического спектра сигнала *MSK* мощностью $P_c = 1$ Вт с тактовой частотой $2f_T$, находим

$$G_2(f) = \frac{8}{\pi^2 f_T} \frac{\cos^4\left(\frac{\pi f}{2f_T}\right)}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_T}\right)^2\right]^2}. \quad (1.27)$$

Графики спектров мощности $G(f)$ в децибелах для сигналов *MSK-BOC*(2) и *MSK*(2) представлены на рисунке 1.8 (кривые 1 и 2 соответственно). Там же представлен спектр полного сигнала (кривая 3).

Реальной (99 процентной) шириной спектра сигналов *MSK-BOC*(2) и *MSK*(2) можно считать полосу $W_1 \approx 4f_T$ и $W_2 \approx 4.8f_T$, что составляет 0.5 и 0.55 МГц соответственно. При ограничении спектра сигнала *MSK*(2) полосой $W_2 \approx 4f_T$ (0.5 МГц) внутриполосная мощность составляет 95%.

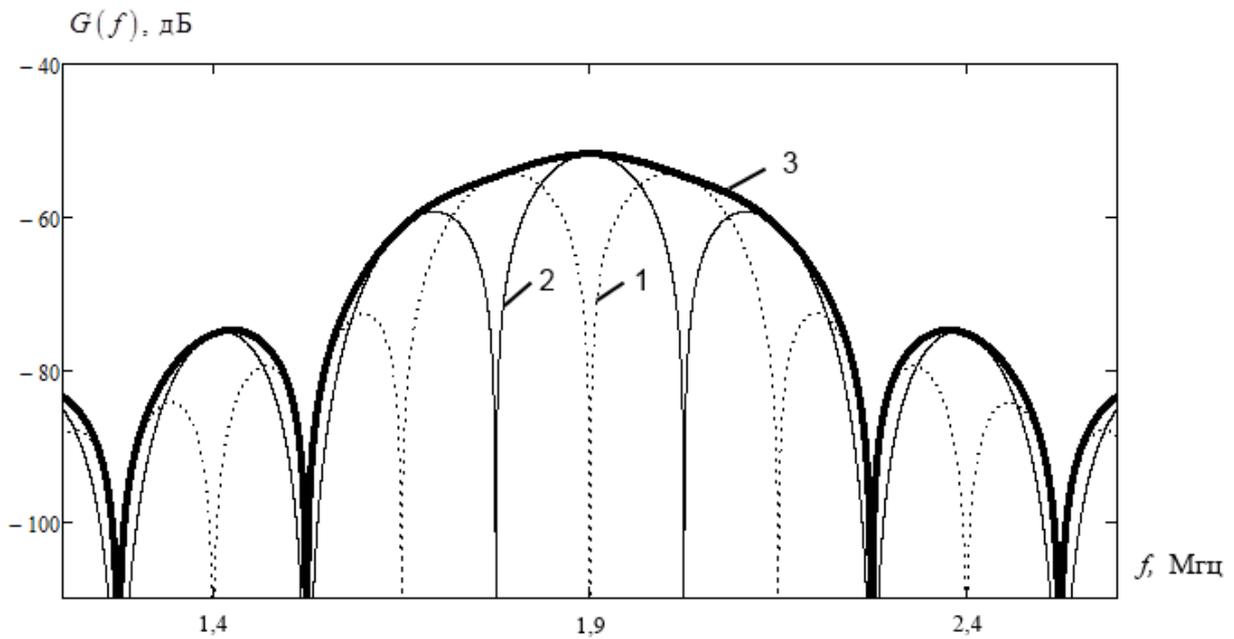


Рисунок 1.8 – Энергетические спектры сигналов

Как видно из рисунка 1.8, спектр сигнала *MSK-BOC(2)* имеет характерные провалы в области локализации основного и боковых лепестков спектра сигнала *MSK(2)*. Это позволяет уменьшить уровень взаимных помех за счёт частичного частотного разделения пилотного и информационного сигналов.

Автокорреляционная функция сигнала *MSK-BOC(2)* определяется формулой (1.20) при $l=1$:

$$R_1(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[\left(1 - \frac{|\tau|}{T} \right) \cos\left(\frac{2\pi}{T}\tau\right) + \frac{1}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{T}|\tau|\right) \right], & |\tau| \leq T, \\ 0, & |\tau| > T. \end{cases} \quad (1.28)$$

Для АКФ сигнала *MSK(2)* запишем

$$R_2(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} S_0(t) S_0(t-\tau) dt = \begin{cases} 2R_0(\tau) + R_0\left(\tau - \frac{T}{2}\right), & 0 \leq \tau \leq T, \\ 2R_0(\tau) + R_0\left(\tau + \frac{T}{2}\right), & -T \leq \tau \leq 0, \end{cases} \quad (1.29)$$

где $R_0(\tau)$ – АКФ одиночного косинусного чипа длительности $T/2$, определяемая выражением (1.20) при $l=0.5$:

$$R_0(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{4} \left[\left(1 - \frac{2|\tau|}{T} \right) \cos\left(\frac{2\pi}{T}\tau\right) + \frac{1}{\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{T}|\tau|\right) \right], & |\tau| \leq T/2, \\ 0, & |\tau| > T/2. \end{cases} \quad (1.30)$$

Подставив (1.30) в (1.29), находим:

$$R_2(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[\left(1 - \frac{3|\tau|}{T} \right) \cos\left(\frac{2\pi}{T}\tau\right) + \frac{3}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{T}|\tau|\right) \right], & |\tau| \leq T/2, \\ -\frac{1}{2} \left[\left(1 - \frac{|\tau|}{T} \right) \cos\left(\frac{2\pi}{T}\tau\right) - \frac{1}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{T}|\tau|\right) \right], & |\tau| > T/2. \end{cases} \quad (1.31)$$

На рисунке 1.9 приведены графики АКФ сигналов *MSK-BOC* (2) и *MSK* (2), рассчитанных по формулам (1.28) и (1.31) (кривые 1 и 2 соответственно). Там же представлен график АКФ полного сигнала, полученной сложением АКФ компонент *MSK-BOC* (2) и *MSK* (2) (кривая 3). Как видно из рисунка, АКФ полного сигнала однопиковая, что вполне объяснимо, так как полный сигнал соответствует *MSK*-сигналу с удвоенной тактовой частотой $2f_T$. Это позволяет осуществлять поиск с шагом $T/4$ без риска попадания на провалы АКФ (кривые 1 и 2).

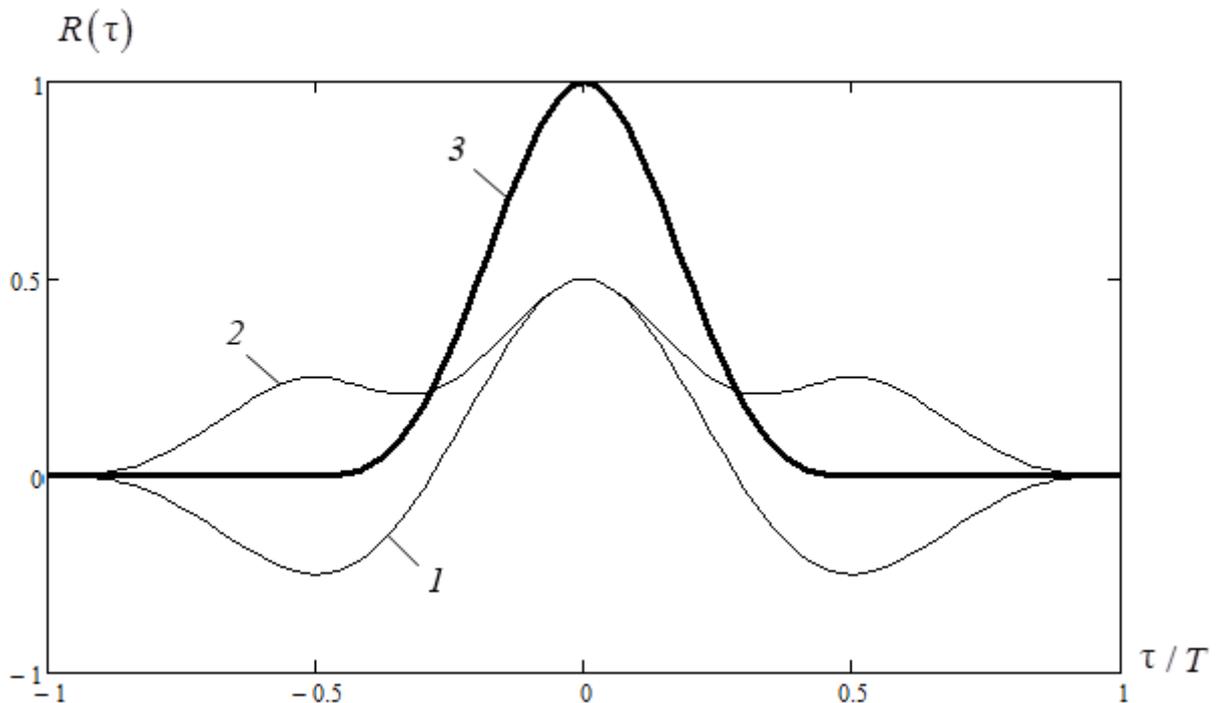


Рисунок 1.9 – Нормированные АКФ сигналов

1.4. Способы разделения сигналов опорных станций широкополосных РНС

1.4.1. Кодовое разделение сигналов

Кодовый способ разделения сигналов используется в глобальных навигационных спутниковых системах таких как *GPS*, *COMPAS*, *Galileo*, ГЛОНАСС нового поколения, а также в широкополосных наземных РНС «Спрут» и *GEOLOC* [9].

В широкополосных системах с кодовым разделением сигналов, имеющих общую полосу частот, в результате неидеальной ортогональности сигналов образуются помехи *множественного доступа* (ПМД), называемые также *структурными (сигналоподобными)* [1].

Для уверенного выделения сигналов на фоне совокупных помех множественного доступа необходимо, чтобы модуль нормированной *двумерной взаимной корреляционной функции* (ДВКФ)

$$R_{kl}(\tau, F) = \left| \frac{1}{2E} \int_0^{T_n} \dot{S}_k(t) \dot{S}_l(t - \tau) \exp(-j2\pi Ft) dt \right|, \quad k, l = 1, 2, \dots, M \quad (1.32)$$

имел низкий уровень при любых взаимных сдвигах по запаздыванию и частоте и любых $k \neq l$, M – объем ансамбля ПСП; $\dot{S}_k(t)$ и $\dot{S}_l(t - \tau)$ – комплексные огибающие k -го и l -го сигналов, τ и F – временной и частотный сдвиги сигналов.

Для снижения воздействия помех из-за многолучёвости и уменьшения риска ложной кодовой синхронизации при поиске требование малого уровня ДВКФ необходимо также дополнить требованием малого уровня боковых лепестков *двумерной автокорреляционной функции* (ДАКФ) каждого из сигналов, определяемой формулой (1.32) при $\dot{S}_k(t) = \dot{S}_l(t) = \dot{S}(t)$. При этом совокупное требование к корреляционным свойствам ансамбля кодовых последовательностей выражается минимаксным критерием качества [37]

$$R_{\max} = \max_{\tau, F} R_{kl}(\tau, F), \quad (1.33)$$

в соответствии с которым максимум определяется по всем $\tau \in [0, T_n]$, если $k \neq l$, и $|\tau| > T$, если $k = l$ и $|F| < F_{\max}$ (F_{\max} – максимальное абсолютное значение доплеровского частотного сдвига). Кодовые последовательности, обладающие минимальным значением показателя R_{\max} для ДВКФ, являются оптимальными. Среди двоичных кодов такими свойствами обладают последовательности *Касами* и ряд других кодов, для которых $R_{\max} \approx 1/\sqrt{N}$ [36].

Уровень ПМД, характеризуемый максимальным R_{\max} и эффективным R_e значениями ДВКФ ансамбля сигналов, определяется, в первую очередь, длиной N модулирующих псевдослучайных последовательностей, используемых при формировании ШПС. Структура кода при $N \gg 1$ слабо влияет на указанные показатели уровня ПМД (особенно в доплеровской полосе частотных сдвигов). Ещё в меньшей степени на уровень ПМД влияет вид модуляции ШПС (форма чипа).

В широкополосных РНС средневолнового диапазона максимальное абсолютное значение доплеровского частотного сдвига $F_{\max}=0.2\text{Гц}$ [11]. В связи с этим уровень ПМД достаточно характеризовать максимальным R_{\max} и эффективным R_e значениями ПАКФ и ПВКФ ансамбля сигналов (формулы (1.32), (1.33) при $k=l$).

Корреляционные свойства ШПС (вид ПАКФ и ПВКФ ансамбля сигналов) во многом определяют основные показатели качества широкополосной РНС: точность, разрешающую способность, помехозащищённость и пр. При выбранном способе широкополосной модуляции (*MSK*) форма основного лепестка ПАКФ определяется тактовой частотой f_T , а уровень боковых лепестков модуля нормированной ПАКФ в отсутствие дополнительной цифровой модуляции равен $1/N$ (при использовании M -последовательностей и других оптимальных кодов) (см. п. 1.1).

Модуляция данными негативно влияет на корреляционные свойства *MSK*-сигналов, увеличивая уровень боковых лепестков ПАКФ и ПВКФ (1.32).

На рисунке 1.10 представлены графики модуля нормированной ПАКФ кодовых последовательностей (M -последовательности длины $N = 16383$) для случая $D_2 = D_1$ (рисунок 1.10а) и $D_2 = -D_1$ (рисунок 1.10б), рассчитанные по формулам

$$R(mT) = R_a(m), \quad R_a(m) = D_1 R_{a1}(m) + D_2 R_{a2}(m), \quad (1.34)$$

$$R_{a1}(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1-m} a_k a_{k+m}, \quad R_{a2}(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=N-m}^{N-1} a_k a_{k+m}.$$

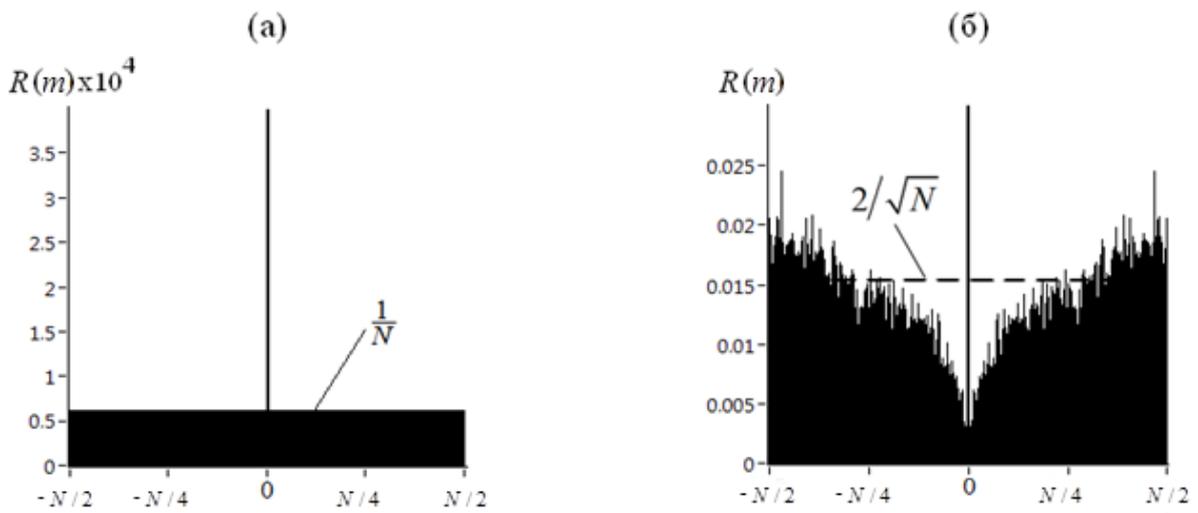


Рисунок 1.10 – Модуль ПАКФ: а – при совпадении информационных символов; б – при противоположных символах

Как видно из рисунка, при модуляции данными значение максимального бокового лепестка ПАКФ $R_{\max} \approx 3 / \sqrt{N} \approx 0.024$ (-32.2 дБ). При этом эффективное значение $R_s \approx -42.1$ дБ, однопроцентный квантиль распределения $R_{0.01} \approx -35.6$ дБ (порог, вероятность превышения которого выбросом взаимно корреляционной функции ВКФ равна 0.01) (рисунок 1.12а).

На рисунке 1.11 представлены графики модуля нормированной ПВКФ M -последовательностей структуры $[14, 13, 12, 2]$ и $[14, 10, 6, 1]$ длины $N = 16383$ для случая $D_2 = D_1$ (рисунок 1.11а) и $D_2 = -D_1$ (рисунок 1.11б). Как видно из рисунка, уровень ПВКФ практически одинаков как при равных, так и при противоположных символах D_1 и D_2 : максимальное значение ВКФ $R_{\max} \approx -29.8$ дБ

, эффективное значение $R_s \approx -40.4$ дБ, однопроцентный квантиль распределения $R_{0.01} \approx -33.6$ дБ (рисунок 1.126).

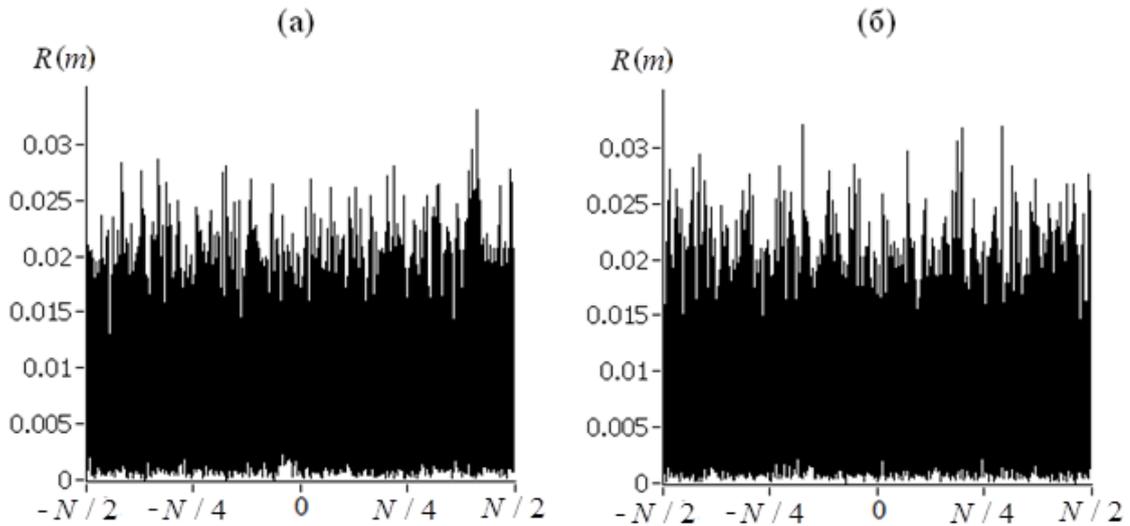


Рисунок 1.11 – Модуль ПВКФ: *a* – при совпадении информационных символов; *б* – при противоположных символах

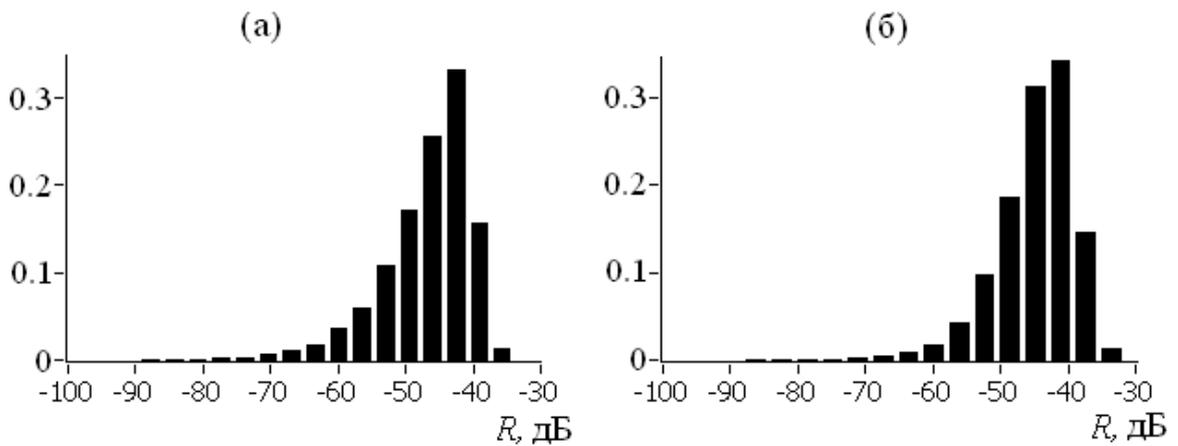


Рисунок 1.12 – Гистограммы значений ПВКФ

В таблице 1.7 приведены результаты расчёта нормированной ПВКФ шумоподобных *MSK*-сигналов при модуляции данными с использованием формулы (1.32) для кодов длины $N = 16383$: 1) циклические сдвиги общей M -

последовательности (рассматривался вариант сдвига на $m = 4100$ элементов); 2) разные M -последовательности; 3) последовательности *Касами*.

Таблица 1.7

Ансамбль кодовых последовательностей	ПВКФ (без модуляции)		ПВКФ (с модуляцией)	
	R_{\max} , дБ	R_3 , дБ	R_{\max} , дБ	R_3 , дБ
Циклические сдвиги M -последовательности	-84.28	-84.28	-34.37	-43.93
M -последовательности	-29.81	-40.43	-29.81	-40.43
Последовательности <i>Касами</i>	-42.07	-42.17	-31.72	-42.23

Результаты анализа указывают на отрицательное влияние модуляции данными на корреляционные свойства шумоподобного *MSK*-сигнала. В максимальной степени это сказывается для ансамбля из циклических сдвигов общей M -последовательности (в отсутствие модуляции значение -84.3 дБ определяет уровень боковых лепестков ПАКФ). Наименьший уровень ПМД обеспечивает ансамбль из циклических сдвигов общей M -последовательности: -34.4 дБ и -43.9 дБ по значениям R_{\max} и R_3 соответственно. Наиболее высокий уровень ПМД обеспечивает ансамбль из разных M -последовательностей: -29.8 дБ и -40.4 дБ по значениям R_{\max} и R_3 соответственно. При модуляции данными рассмотренные *MSK*-сигналы практически равноценны по показателю R_3 . Это объясняется тем, что уровень ПВКФ шумоподобных сигналов определяется, в первую очередь, корреляционными свойствами используемых кодов (которые при равной длине N мало отличаются).

Допустимое значение отношения помеха/сигнал на входе коррелятора $\gamma = \sqrt{P_{\text{п}} / P_{\text{с}}}$ в децибелах можно определить как $\gamma < -R_3$, где R_3 - эффективное значение ПВКФ полезного и мешающего сигналов.

Как видно из табл. 1.7, для ШПС с длиной кода $N \approx 10^4$ эффективное значение R_s составляет порядка -40 дБ и допустимое значение $\gamma_{\max} \approx 40$ дБ. В то же время для средневолновых широкополосных РНС большой дальности действия $\gamma_{\max} \approx 80$ дБ, что соответствует динамическому диапазону сигналов опорных станций.

Таким образом, кодовое разделение сигналов в широкополосных РНС большой дальности действия возможно при условии, что для передачи данных используется отдельный канал с ШПС, ортогональным пилотному сигналу. В случае совмещенного канала (общий сигнал для навигации и передачи данных) из-за высокого уровня внутрисистемных помех требуется ограничение рабочей зоны РНС минимальной дальностью около 50 км по каждой опорной станции[4].

Дополнительное временное разделение сигналов снижает эти ограничения. При способе кодо-временного разделения (КВР) каждая ОС излучает 2-х компонентный ШПС: пилот-сигнал (P) и информационный (D) [4]. Сигналы ШПС- P и ШПС- D отличаются лишь тем, что пилот-сигнал не подвержен модуляции данными. Цикл излучения содержит компоненту ШПС- P в течение интервала $15T_{\pi}$ и компоненту ШПС- D длительностью $10T_{\pi}$, T_{π} – период повторения каждого сигнала, равный 40мс. В качестве модулирующих ПСП для обеих компонент, как и в варианте кодового разделения (КР), используются циклические сдвиги общей m -последовательности длины $N = 2^{14} - 1 = 16383$.

Разделение пилот-компонент разных ОС и информационных компонент разных ОС исключительно кодовое. В канале пилот-сигнала подавление взаимных помех (сигналов мешающих ОС) составляет 84 дБ, что соответствует динамическому диапазону сигналов. В канале передачи данных подавление взаимных помех составляет не менее 30 дБ (при длительности информационного символа $T_{\pi}/4$). Поскольку практическая «ценность» передаваемой информации о дифференциальных поправках ограничивается расстояниями 300-350 км, такую помехоустойчивость можно считать приемлемой. При наличии сильного сигнала (расстояние до ОС менее 50 км) информация о дифференциальных поправках извлекается из него. Данные, принятые по другим каналам, в этом случае не

используются. Если минимальная дальность превышает 50 км, то используется информация, принятая от всех ОС.

Влияние информационной компоненты мощного мешающего сигнала на полезный сигнал ШПС-Р исключено, так как введены защитные интервалы - «активная пауза», в течение которой передаётся 1 бит « $D=1$ ».

Недостаток способа КВР – энергетические потери около 2 дБ (при равной мощности пилотной и информационной компонент).

1.4.2. Частотное разделение сигналов

Высокие тактические показатели широкополосных систем обусловлены расширенным спектром используемых сигналов. Исходя из этого корректное сопоставление характеристик сигнальных форматов с кодовым и частотным разделением должно проводиться при фиксированном спектральном ресурсе.

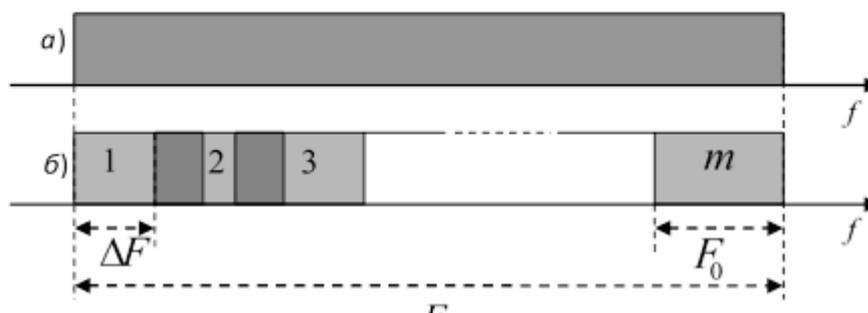


Рисунок 1.13 – Спектры при кодовом (а) и частотном (б) разделении сигналов

При кодовом разделении сигнал каждой из ОС может занимать всю полосу F_c (рисунок 1.13, а), тогда как частотное разделение предполагает сдвиг спектров сигналов отдельных ОС с шагом (литерным разнесом) ΔF (рисунок 1.13, б). В последнем случае полоса F_0 сигнала каждой ОС составляет лишь часть общей отведенной полосы F_c . При заданном литерном разнесе ΔF полоса сигнала каждой ОС в режиме частотного разделения ограничена сверху неравенством

$$F_0 \leq F_c - (m - 1)\Delta F ,$$

где m – число ОС.

Из-за необходимости разделения частотного ресурса между отдельными ОС при частотном разделении полоса каждого сигнала окажется уже потенциально доступной в k раз:

$$k = \frac{F_c}{F_0} \geq \frac{1}{1 - (m-1) \frac{\Delta F}{F_c}}.$$

Например, при общей предоставленной полосе $F_c = 0.5$ МГц и литерном разnose $\Delta F = 50$ кГц полоса отдельного сигнала при четырёх ОС не может превышать 0.35 МГц, т.е. примерно 70% от всей отведенной полосы ($k=1.43$).

При ограничении полосы рабочих частот значением F_c и числе m опорных станций, каждый из ШПС занимает полосу частот F_c / k . При ограничении допустимой спектральной плотности мощности ШПС (требование энергетической скрытности) использование частотного разделения сигналов требует уменьшения в k раз мощности передатчиков ОС. Это приведет к вполне очевидным последствиям: снижению отношения сигнал/шум в полосе ШПС на $10 \lg k$ дБ (около 3дБ при $k=1.4$). При сохранении заданной мощности P_c (отношения сигнал/шум в полосе ШПС) ухудшается энергетическая скрытность, т. к. в k раз увеличивается спектральная плотность мощности сигнала.

В любом случае применение способа частотного разделения (ЧР) сопровождается уменьшением в k раз базы ШПС $B = F_0 T_c$ по сравнению со способом КР, что приводит к ухудшению помехозащищенности при других равных условиях. Кроме того, уменьшение в k раз тактовой частоты $f_T \simeq F_0 / 1.2$ приводит к эквивалентному снижению точности измерения времени запаздывания. Это в свою очередь, крайне отрицательно повлияет на достоверность фазовых измерений, т. к. уменьшается вероятность правильного устранения многозначности.

Возможность увеличения базы ШПС при ЧР за счет эквивалентного увеличения длительности сигнала T_c (в k раз) при сохранении длины N кода

ограничивается снижением скорости передачи данных и темпа обновления навигационной информации.

Таким образом, сужение полосы при замене кодового разделения частотным приведет к тому, что важнейшие тактические показатели системы будут далеки от потенциально достижимых в рамках отведенной полосы частот. Это такие показатели как точность позиционирования, иммунитет к многолучевым эффектам, помехозащищенность и др.

Преимущество способа частотного разделения, которое является главным для узкополосных РНС и заключается в отсутствии необходимости временной синхронизации, применительно к широкополосным РНС нивелируется. Это обусловлено тем, что установление кодовой синхронизации является обязательным условием корректного функционирования любой широкополосной РНС независимо от способа разделения сигналов.

Способ ЧР не имеет преимуществ перед кодовым разделением и по показателю уровня ПМД. В широкополосных системах с частотным разделением сигналов ПМД обусловлены частичным перекрытием спектров сигналов.

В таблице 1.8 приведены результаты расчёта нормированной ПВКФ шумоподобных *MSK*-сигналов при модуляции данными с использованием формулы (1.32) для кодов длины $N = 16383$: общая M -последовательность с частотными сдвигами $\Delta F = k\delta F$, кратными элементу разрешения по частоте $\delta F = 1/T_n$.

Частотный сдвиг $k = \Delta FT_{\Pi}$	ПВКФ (без модуляции)		ПВКФ (с модуляцией)	
	R_{\max} , дБ	R_{ε} , дБ	R_{\max} , дБ	R_{ε} , дБ
10	-39.17	-42.10	-35.39	-41.94
100	-41.81	-42.43	-34.79	-42.02
1000	-42.14	-42.14	-34.66	-42.11

Результаты анализа показывают, что негативное влияние модуляции данными практически не сказывается на взаимных корреляционных свойствах шумоподобных *MSK*-сигналов с частотным сдвигом: эффективное значение ПВКФ $R_{\varepsilon} \approx -42$ дБ как в отсутствие модуляции данными, так и при её наличии.

Достижение приемлемого уровня ПМД невозможно даже при условии сравнительно больших частотных сдвигов $\Delta F = k\delta F$ ($k > 1000$). Нулевые значения ПВКФ достигаются лишь при относительном временном сдвиге $\Delta\tau = 0$, в то время как временные сдвиги $\Delta\tau_i \neq 0$ и случайны ($i = 1, 2, 3$ – номер «мешающей» ОС).

Следовательно, как и кодовое, частотное разделение сигналов с базой $B \approx 10^4$ в широкополосных РНС большой дальности действия возможно лишь при ограничении рабочей зоны РНС. Дальность над морем должна превышать значение порядка 50 км.

1.4.3. Временное разделение сигналов

Как подтверждают результаты п.п. 1.4.1, 1.4.2, при непрерывном излучении (способы КР и ЧР) помехи множественного доступа в широкополосных РНС неизбежны. Альтернативным к рассмотренным является способ временного разделения (ВР), который широко используется в наземных фазовых и импульсно-фазовых РНС (*LORAN-C*, «Чайка», БРАС, «Крабик» и др.[7]). Преимуществом способа временного разделения является полное отсутствие взаимных

(внутрисистемных) помех при условии высокой точности временной синхронизации, когда ошибка синхронизации $|\Delta\tau| < \Delta t_{\text{защ}}$, $\Delta t_{\text{защ}}$ – защитный интервал. Однако в режиме поиска возникающие из-за несовпадения временных диаграмм излучения и приема помехи множественного доступа могут привести к ложной синхронизации (по мешающему сигналу). В связи с этим требования к уровню ВКФ используемых сигналов при временном разделении могут быть не столь высокими как при кодовом разделении.

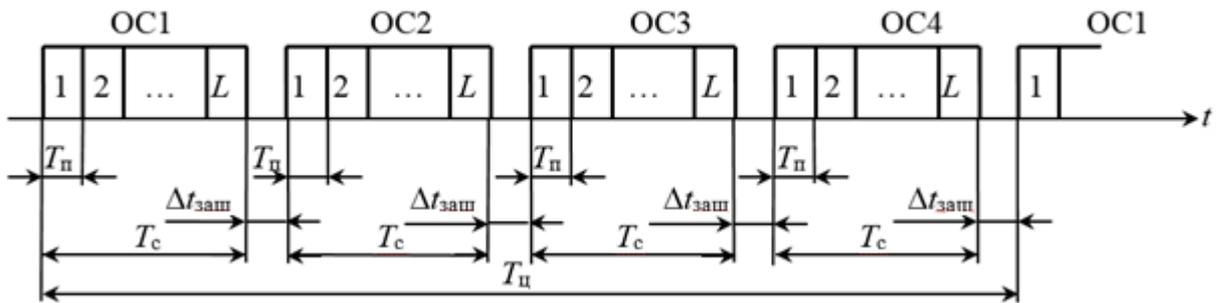


Рисунок 1.14 – Формат цикла навигационного сигнала при ВР

Формат цикла навигационного сигнала широкополосной РНС с временным разделением излучений при четырех опорных станциях приведен на рисунке 1.14. Длительность ШПС каждой опорной станции $T_c = LT_p$, длительность цикла $T_u = 4(T_c + \Delta t_{\text{защ}})$. Защитный интервал выбирается из условия $\Delta t_{\text{защ}} \geq D_{\text{max}} / c + \tau_{\text{imax}}$, где D_{max} – дальность действия РНС, определяемая расстоянием от объекта до максимально удаленной ОС; τ_{imax} – максимальное значение относительного запаздывания *пространственного* сигнала.

Выбор числа L периодов ШПС проводится с учетом неоднозначных требований. С одной стороны, увеличение L позволяет более полно использовать преимущества периодических ШПС перед финитными сигналами. С ростом L уровень боковых лепестков модуля нормированной АКФ уменьшается, стремясь к $1/N$ при $L \gg 1$, в то время как при $L=1$ имеет порядок $1/\sqrt{N}$. С другой стороны, при фиксированном значении периода T_p увеличение L приводит к увеличению

длительности цикла, снижению темпа обновления навигационной информации, росту динамических ошибок измерителей РНП и прочим негативным последствиям.

В таблице 1.9 приведены варианты формата цикла навигационного сигнала широкополосной РНС с временным разделением излучений при четырех ОС. При выборе формата сигнала использовались следующие предпосылки:

- длительность цикла $T_{\text{ц}} = 1/n$, n – целое;
- кратность несущей и тактовой частот: $f_0 = kf_{\text{т}}$, k – целое;
- кратность тактовой и цикловой частот: $f_{\text{т}} = m/T_{\text{ц}}$, m – целое;
- полоса частот сигнала (99 процентная) $2F_{\text{с}} \approx 0.6$ МГц;
- длина кода $N = 2047 \dots 8191$;
- защитный интервал $\Delta t_{\text{защ}}$ минимально возможный ($\Delta t_{\text{защ}} \geq 2$ мс).

Таблица 1.9

№	Длина кода N	Число периодов в посылке L	Длитель ность цикла $T_{\text{ц}}, \text{с}$	Длитель ность посылк и $T_{\text{с}}, \text{мс}$	Длительность защитного интервала $\Delta t_{\text{защ}}, \text{мс}$	Несущая частота $f_0, \text{МГц}$	Тактовая частота $f_T, \text{МГц}$	Полоса частот $2F_c,$ МГц
1	2047	2	1/20	10	2,5	1,96	0,49	0,58
2	2047	4	1/10	22,5	2,5	1,85	0,41	0,48
3	2047	8	1/6	39	2,6	1,96	0,49	0,58
4	4095	1	1/20	8,9	3,6	1,84	0,46	0,55
5	4095	1	1/20	8,53	4	1,92	0,48	0,58
6	4095	4	1/6	9,1	5,26	1,8	0,45	0,54
7	4095	3	1/8	9,7	2,2	1,9	0,42	0,50
8	4095	4	1/8	25	6,25	1,93	0,49	0,58
9	4095	16	1/2	122	3	1,921	0,54	0,63
10	8191	1	1/10	17,24	7,76	1,9	0,475	0,57
11	8191	1	1/10	19,4	5,6	1,9	0,42	0,50
12	8191	2	1/6	22,5	2,5	1,9	0,48	0,56
13	8191	2	1/6	20	5	1,9	0,38	0,45
14	8191	3	1/4	19,4	4,3	1,9	0,42	0,50
15	8191	14	1	218	31	1,918	0,52	0,61
16	8191	8	1/2	122	3	1,921	0,54	0,63

Анализ представленных в таблице вариантов форматов сигнала не дает возможность однозначно определить оптимальный вариант. С точки зрения минимальных энергетических потерь из-за пауз $\Delta t_{\text{защ}}$ можно рекомендовать варианты 3, 9 и 16 (потери на паузы 2.4%).

В таблице 1.10 приведены результаты расчёта нормированной ПВКФ шумоподобных *MSK*-сигналов при модуляции данными с использованием формулы (1.32) для кодов длины $N = 4095$: 1) циклические сдвиги общей M -последовательности (рассматривался вариант сдвига на $m = 1024$ элементов); 2) разные M -последовательности; 3) последовательности *Касами*.

Ансамбль кодовых последовательностей	ПВКФ (без модуляции)		ПВКФ (с модуляцией)	
	R_{\max} , дБ	R_{Σ} , дБ	R_{\max} , дБ	R_{Σ} , дБ
Циклические сдвиги <i>M</i> -последовательности	-72.29	-72.30	-28.35	-37.92
<i>M</i> -последовательности	-23.83	-34.41	-23.83	-34.41
Последовательности <i>Касами</i>	-36.05	-36.15	-25.73	-36.25

Отсутствие ПМД в широкополосной РНС с временным разделением (в режиме слежения за параметрами ШПС) достигается ценой энергетических потерь. Мощность передатчиков опорных станций ограничивается требованием энергетической скрытности (отношение сигнал/шум в рабочей зоне РНС менее 0 дБ). Поскольку скважность излучаемых опорными станциями сигналов равна приблизительно четырем, то очевидно, что способ временного разделения проигрывает в помехоустойчивости около 6 дБ способу кодового разделения. Это означает, что для обеспечения тех же качественных показателей (вероятности правильного окончания поиска, точности измерения РНП и пр.), что и при кодовом разделении, при способе ВР требуется в 4 раза большее время анализа: время накопления при поиске ШПС, время установления синхронизации в следящих измерителях РНП и пр.). К недостаткам временного разделения сигналов в широкополосных РНС относятся также сокращение скорости передачи цифровой информации (приблизительно в 4 раза) по сравнению со способом кодового разделения, а также увеличение динамических ошибок измерителей РНП из-за снижения темпа обновления навигационной информации.

Выводы по первой главе

1. Сравнительный анализ спектрально-эффективных шумоподобных сигналов свидетельствует о преимуществах *MSK-BOC*-сигналов перед сигналами с традиционной модуляцией *MSK* в точности измерения задержки (СКО потенциальной ошибки уменьшается в $2l$ раз).

2. Применение сигналов *MSK-BOC(2)* в широкополосных РНС большой дальности наиболее целесообразно с учётом технических ограничений, связанных с реализацией аппаратуры формирования, приёма и обработки сигналов.

3. Двухкомпонентный формат спектрально-эффективных сигналов с пилотной компонентой *MSK-BOC(2)* и информационной компонентой *MSK(2)* позволяет значительно ослабить негативное влияние модуляции сигнала данными, обеспечивая улучшение системных характеристик: сокращение времени поиска, повышение точности и устойчивости слежения за кодовой задержкой.

4. При непрерывном излучении (способы КР и ЧР) помехи множественного доступа в широкополосных РНС неизбежны. Способ временного разделения обеспечивает полное отсутствие взаимных (внутрисистемных) помех в режиме слежения за сигналами. Сравнительный анализ позволил выделить 2 перспективных варианта формата сигнала, минимизирующих энергетические потери из-за пауз.

5. Для формирования шумоподобных спектрально-эффективных сигналов широкополосных РНС с временным разделением перспективными являются ансамбли из последовательностей *Касами*, оптимальные среди бинарных кодов по критерию минимума мощности ПМД. Для исключения ложной синхронизации (по мешающему сигналу) в режиме поиска необходимо использовать коды длины $N \geq 4095$.

Глава 2. Автономная синхронизация опорных и бортовых станций широкополосной РНС

2.1. Общие сведения и основные определения

Синхронизация опорных станций является одной из основных проблем при разработке и эксплуатации РНС. Успешное её решение во многом определяет характеристики РНС в целом (помехозащищённость, точность и др.).

В случае широкополосных РНС трудности решения указанной проблемы значительно возрастают из-за необходимости синхронизации кодовых ПСП опорного и принятого ШПС. К точности кодовой синхронизации предъявляются весьма жёсткие требования, определяющие достоверность фазовых измерений: вероятность правильного устранения многозначности. Трудности решения проблемы синхронизации опорных станций широкополосной РНС возрастают с увеличением базы ШПС. Вопросам синхронизации опорных станций узкополосных РНС посвящено достаточно большое число работ [5, 19, 20 и др.]. Синхронизации широкополосных РНС посвящено крайне малое число работ, например, [5].

Дополняя спутниковые РНС и способствуя улучшению их характеристик при комплексном использовании, наземные РНС сохраняют возможность автономного функционирования. Это особенно важно для военного применения интегрированных РНС в условиях, когда нормальное функционирование спутниковых навигационных систем (СРНС) невозможно и наземные широкополосные РНС могут оказаться безальтернативным средством навигационного обеспечения кораблей и судов ВМФ. В этом случае синхронизация излучения опорных станций достигается путем автономной синхронизации без привлечения внешних источников информации о точном времени. Поскольку данные о дифференциальных поправках в этом режиме не передаются, имеется возможность передачи в формате навигационного сигнала одной или нескольких

опорных станций служебной информации (например, данных для коррекции шкал времени).

Широкополосной РНС, как и любой фазовой информационно-измерительной системе, свойственна многозначность. Она проявляется в том, что каждому значению РНП (фазовому сдвигу) соответствует множество значений навигационного параметра (расстояния или разности расстояний в зависимости от метода местоопределения). Для устранения многозначности при синхронизации опорных станций используется информация о времени запаздывания ШПС, которое измеряется по коду принимаемого ШПС. Фазовая многозначность устраняется путем «привязки» фазы несущей частоты к «фазе» комплексной огибающей ШПС: началу каждого периода повторения кодовой последовательности соответствует нулевое значение фазы несущей частоты.

Назовем *навигационной шкалой* (НШ) шкалу времени (ШВ), образованную непрерывной последовательностью интервалов, равных T_{Π} , отсчитываемых от начального момента $t = 0$: шкала времени с *эпохами* $0, T_{\Pi}, 2T_{\Pi}, \dots$ [1]. Шкалы времени, у которых *эпохи* любого события, заключающегося в совпадении нулевых значений фаз несущей и комплексной огибающей ШПС, совпадают с требуемой точностью, будем называть *синхронными* [4].

При *местной* синхронизации каждой ОС возникает задача синхронизации НШ и сигналов частот f_0, f_T и F_{Π} , что означает их одновременное прохождение через нуль в положительном направлении с периодичностью T_{Π} . Решение указанной задачи осуществляется аппаратными способами. Например, когерентность колебаний частот f_0 и f_T обеспечивается их целочисленной кратностью: $f_0 = (m/n)f_T$, m и n – целые.

При синхронизации излучения опорных станций возникает задача синхронизации их навигационных шкал, а также цикловой синхронизации.

2.2. Структура цикла излучения опорных станций

С учетом выводов п. 1.5 полагаем, что используется временное разделение сигналов опорных станций. Диаграмма цикла излучения опорных станций широкополосной РНС для этого случая приведена на рисунке 1.14 (число ОС равно 4). Начало цикла соответствует первому периоду ШПС ведущей опорной станции ОС1.

Опорные станции ОС1–ОС4 излучают *фазосинхронизированные* квазипериодические ШПС с минимальной частотной модуляцией с числом L периодов в цикле и скважностью $T_{\text{ц}}/T_{\text{с}} \cong 4$. В течение паузы длительностью $\Delta t_{\text{защ}}$ каждого цикла излучения производится синхронизации ведомых опорных станций ОС2 – ОС4 по сигналу ведущей станции ОС1. Пауза в цикле излучения ведущей опорной станции ОС1 используется для контроля синхронизации ведомых станций.

Параметры *MSK*-сигналов – длина N кода, несущая (центральная) f_0 и тактовая $f_{\text{т}}$ частоты, период $T_{\text{п}}$ повторения, а также длительность $T_{\text{ц}}$ цикла и число L периодов в цикле определяются выбранным форматом сигналов (п. 1.5): $N = 2^{13} - 1 = 4095$, $f_0 = 1.921 \text{ МГц}$, $f_{\text{т}} = 540 \text{ кГц}$, $T_{\text{с}} = 122 \text{ мс}$, $T_{\text{ц}} = 0.5 \text{ с}$, $L = 16$.

Ширина спектра ШПС $F_{\text{с}} \approx 1.18 f_{\text{т}} \approx 637.2 \text{ кГц}$, что соответствует частотному диапазону РНС (1.28 – 2.56) МГц. В качестве модулирующих кодовых ПСП используются последовательности Касами.

Для осуществления цикловой синхронизации используется дополнительная фазовая модуляция *MSK*-сигналов периодическим ортогональным кодом 1, 1, -1, 1 с длительностью символа, равной периоду ПСП. Модуляция *MSK*-сигналов данными производится методом бинарной ФМ с длительностью бита данных $T_{\text{D}} = LT_{\text{п}}$, где L – число периодов кода на интервале T_{D} .

2.3. Автономная синхронизация опорных станций

Рабочему режиму РНС предшествует режим синхронизации, предназначенный для первоначальной привязки ШВ ведомых опорных станций к системной шкале времени, формируемой ведущей ОС1. В этом режиме (при развертывании РНС) ведущая опорная станция излучает квазипериодический ШПС с числом периодов в посылке L и скважностью около 4, а ведомые ОС пассивны (принимают сигнал ОС1 и осуществляют привязку ШВ).

Неопределенность в привязке ШВ, обусловленная периодичностью ШПС, и имеющая место при начальном расхождении ШВ, превышающем период $T_{\text{п}}$ повторения ШПС, устраняется благодаря цикловой синхронизации. Для осуществления цикловой синхронизации ведомых ОС используется дополнительная модуляция *MSK*-сигнала ОС1 периодическим ортогональным кодом 1, 1, -1, 1 с длительностью символа, равной периоду ПСП. Установление цикловой синхронизации ведомых опорных станций сводится к поиску по задержке ортогонального кода принимаемого сигнала ОС1 и установке паузы в собственном излучении (в рабочем режиме) в соответствии с диаграммой излучения (рисунок 1.14).

В общем случае автономная синхронизация предполагает осуществление поиска ШПС по времени запаздывания (грубая степень синхронизации) с точностью, достаточной для захвата сигнала системами кодовой и фазовой синхронизации. По завершении поиска выполняется точная степень синхронизации: привязка ШВ каждой ведомой опорной станции к временной шкале ОС1 (системная ШВ) с точностью до фазы колебания несущей частоты. Значение среднеквадратического отклонения (СКО) фазовой ошибки порядка 0.01 фазового цикла с высокой достоверностью фазовых измерений (вероятность правильного устранения многозначности $P_{\text{пр}} > 0.999$).

После установления начальной синхронизации (включая фазовую синхронизацию) опорные станции переходят в рабочий режим, формируя и

излучая ШПС в соответствии с диаграммой излучения (рисунок 1.14). Ведомые опорные станции ОС2 – ОС4 принимают сигнал ведущей ОС1 и осуществляют кодовую и фазовую синхронизацию.

Контроль синхронизации ведомых ОС ведущей опорной станцией ОС1 осуществляется следующим образом. Ведущая ОС1 принимает сигналы ведомых станций и определяет расхождения $\Delta\tau_i$ ($i = 2, 3, 4$) временных шкал каждой из ведомых ОС относительно собственной шкалы ШВ1 (системной ШВ).

Результаты определения расхождения ШВ $\Delta\tau_i$ ($i = 2, 3, 4$) передаются потребителям (бортовым станциям) в формате сигнала ОС1 с использованием дополнительной цифровой модуляции ШПС – фазовой манипуляции несущей навигационным сообщением, содержащим также служебную информацию.

Выбор интервала $T_{\text{изм}}$ измерения проводится с учетом требуемой точности синхронизации (значения СКО σ_φ). Так для достижения значения $\sigma_\varphi = 0.01$ рад (СКО по дальности $\sigma_D \approx 0.3$ м) требуемое отношение сигнал/шум составляет порядка 40 дБ. В то же время типичным для ОС средневолновой широкополосной РНС является пороговое значение отношения сигнал/шум в полосе информационного символа $q_{\text{min}} \approx 5$ дБ. Это соответствует условиям приема сигнала ОС1, удаленной на расстояние $D \approx 400$ км от ведомой опорной станции (смешанная трасса «суша/море – 100/300 км»). Достижение указанной точности фазовой синхронизации в этих условиях требует крайне малых значений шумовой полосы следящего фильтра (системы фазовой синхронизации (СФС)): порядка 0.1 Гц и менее. При этом дискретность формирования оценок $\Delta\varphi_k$ фазовым дискриминатором СФС определяется длительностью $T_{\text{ц}}$ цикла [4].

2.4. Поиск сигналов опорных станций

Одной из основных проблем при приёме ШПС является осуществление поиска сигнала по времени запаздывания с точностью, достаточной для захвата сигнала системой кодовой синхронизации. Поиск по частоте в наземных РНС дальнего действия не требуется, поскольку доплеровский частотный сдвиг не превышает 0.2 Гц [1]. Наиболее остро проблема поиска стоит в том случае, когда

отсутствует априорная информация о точном времени, что имеет место в режиме автономной синхронизации (без привлечения внешних источников информации о точном времени). В этом случае априорная неопределённость по времени запаздывания ШПС определяется периодом его повторения. Неоднозначность, кратная периоду ШПС, может быть устранена другими мерами (например, цикловой синхронизацией).

Трудности решения проблемы поиска возрастают с увеличением базы ШПС, а успешное решение указанной проблемы во многом определяет характеристики приёмо-измерительной аппаратуры в целом (время установления синхронизации, аппаратные и вычислительные затраты и пр.).

2.4.1. Постановка задачи поиска

Задача поиска сигнала представляет собой предварительное измерение сдвигов сигнала по времени с точностью, достаточной для последующего ввода систем слежения за задержкой и несущей частотой. При необходимости процедура измерения может быть дополнена процедурой обнаружения сигнала (например, в случае, когда неизвестно находится ли выбранная ОС в рабочей зоне).

Оптимальная поисковая процедура, обеспечивающая минимальное время поиска, состоит в одновременном (параллельном) анализе всех точек области неопределенности с целью обнаружения максимума ВКФ принятого и опорного сигналов. Число анализируемых точек M определяет число пар квадратурных корреляторов, которые должны быть задействованы для выполнения поиска.

Сокращение числа каналов достигается за счёт увеличения шага поиска, максимальное значение которого для MSK -сигнала равно половине длительности элемента ПСП квадратурных компонент [3]. При кодовом разделении сигналов опорных станций неопределенность по времени не превышает период повторения дальномерного кода. Тогда при шаге поиска $T/2$ число ячеек поиска составляет $M = 2T_{\Pi}/T$.

В случае временного разделения сигналов опорных станций неопределённость по времени запаздывания ШПС определяется длительностью цикла излучения опорных станций. При просмотре области неопределенности с шагом $T/2$ число ячеек поиска составляет $M = 2T_u/T$ (рисунок 2.1).

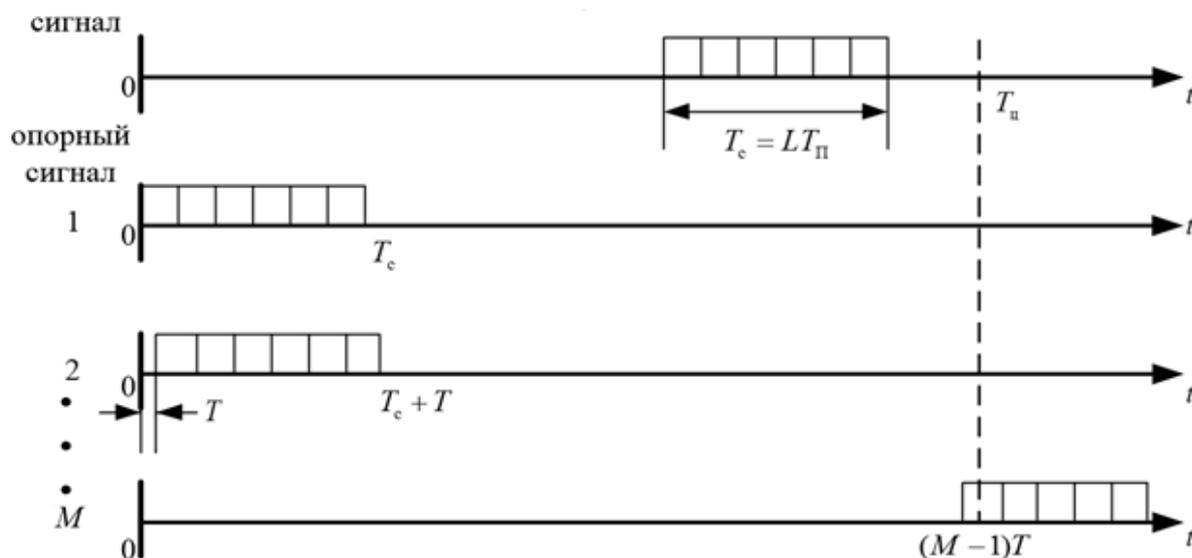


Рисунок 2.1 – Зона неопределенности по времени

В реальной аппаратуре когерентное накопление в режиме поиска традиционно применяется в комбинации с некогерентным, так что общее время анализа в ячейке $T_a = nT_k = LnT_п$, где n – число суммируемых некогерентно результатов; L – число периодов ШПС в каждом сегменте когерентного накопления. При этом время поиска

$$t_п = nT_ц = 4n(T_c + \Delta t_{защ}), \quad (2.1)$$

где T_c – длительность посылки (равная интервалу T_k когерентного накопления).

Время анализа в ячейке T_a должно быть выбрано из условия обеспечения требуемой надежности поиска (вероятности правильного поиска). При этом время T_k выбирается исходя из требования малых потерь из-за некогерентности накопления – с одной стороны, и малых потерь из-за влияния доплеровского сдвига частоты – с другой стороны.

Ограничение интервала когерентного накопления обусловлено модуляцией сигнала данными. Максимально возможный интервал когерентного накопления равен длительности бита данных: $T_k = T_D = LT_n$, где L – число периодов кода на интервале T_D .

Сокращение времени поиска – одно из главных требований к аппаратуре бортовых станций, так как поиск вносит определяющий вклад в столь важный тактический показатель как время до первого определения координат. При заданном числе каналов сокращение времени поиска достигается за счёт увеличения шага поиска по времени, максимальное значение которого определяется из условия равенства 0,5 взаимной корреляционной функции (1.24). При необходимости оценки задержки, полученные на этапе поиска, могут уточняться на этапе допоиска.

На сегодняшний день вполне возможна аппаратная реализация $10^4 \dots 10^5$ параллельных цифровых корреляторов на базе сверх больших интегральных схем (СБИС) [1].

Альтернативный вариант процедуры поиска ориентирован на смешанную (аппаратно-программную реализацию) алгоритма параллельного поиска. При этом в режиме реального времени аппаратным способом выполняется поэлементная обработка ШПС на интервалах равных $T/2$ результаты квадратурной обработки хранятся в ОЗУ). Вычисление M значений ВКФ принятого и опорного ШПС и нахождение максимального значения, соответствующего оценке параметра τ , производится в режиме постобработки программными средствами.

Общее время поиска складывается из времени T_a и времени постобработки, которое определяется возможностями вычислителя. Практически приемлемым можно считать значение времени поиска менее 10 секунд.

2.4.2. Квазиоптимальный алгоритм поиска *MSK*-сигнала, модулированного данными

Одной из важных задач при поиске шумоподобных сигналов с модуляцией данными является когерентное межпериодное накопление результатов корреляционной обработки, полученных на интервалах интегрирования, равных периоду повторения ШПС[53]. Трудности решения указанной задачи возрастают с ростом базы ШПС и уменьшением энергопотенциала радиолинии.

При низком энергопотенциале когерентным суммированием целесообразно охватывать максимальное число бит данных. При этом в «синхронном» канале знак бита может изменяться в момент начала любого из L интервалов когерентного интегрирования, в силу чего информационная манипуляция может влиять на результат накопления, посылаемый в некогерентный сумматор. Это, в свою очередь, означает, что информационная манипуляция оказывает влияние на эффективность подобной квазикогерентной обработки, за исключением случая $L = 1$ (когерентное накопление отсутствует). Следовательно, несмотря на то, что время когерентного интегрирования теоретически ограничено длительностью бита данных, практически строго когерентное интегрирование не осуществимо при любом числе L периодов кода. Связано это с необходимостью «снятия» тем или иным способом модуляции данными с результатов интегрирования в квадратурных каналах коррелятора.

Наиболее остро проблема поиска стоит в случае временного разделения сигналов опорных станций. В отсутствие априорной информации о точном времени, что имеет место в режиме автономной синхронизации, неопределённость по времени запаздывания ШПС определяется длительностью цикла излучения опорных станций.

В этом случае принимаемый *MSK*-сигнал можно представить в виде:

$$s(t) = \sqrt{2P_c} D(t - \tau_c) [I(t - \tau_c) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - Q(t - \tau_c) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)], \quad (2.2)$$

$$I(t) = \sum_{j=0}^{L-1} d_j \sum_{k=0}^{N-1} c_k S_0(t - kT - jT_n), \quad Q(t) = \sum_{j=0}^{L-1} d_j \sum_{k=0}^{N-1} s_k S_0(t - kT - T/2 - jT_n), \quad (2.3)$$

$$S_0(t) = \begin{cases} \cos\left(\frac{\pi}{T}t\right), & |t| \leq T/2, \\ 0, & |t| > T/2, \end{cases} \quad (2.4)$$

где $D(t)$ – двоичный информационный сигнал (данные): длительность бита данных равна длительности посылки $T_c = LT_n$; $T_n = NT$ – период повторения ПСП; L – число периодов кода, кратное четырём; $\{d_j\} = (1, 1, 1, -1, \dots)$ – ортогональный периодический код длины 4. Смысл других обозначений тот же, что и в формуле (1.1).

В соответствии с (2.2)–(2.4) сигнал на каждом цикле излучения представляет собой пакет из L периодов ШПС. В свою очередь финитный сигнал длительностью $T_c = LT_n$ повторяется с интервалом T_n .

При поиске с шагом $T/2$ число ячеек поиска составляет $M = 2T_n/T$ (см. рисунок 2.2). С учётом периодичности сигнала (2.2) сокращение вычислительных затрат достигается за счёт разбиения процедуры поиска на две: поиск сигнала на интервале задержек $[0, T_n]$ и устранение неопределённости, кратной T_n (цикловая синхронизация). При этом опорный ШПС – строго периодический с периодом T_n . Число ячеек поиска составляет $2N = T_n/T$ и $K = (T_n + T_c)/T_n$ для первой и второй процедур поиска соответственно.

Реализация оптимального алгоритма поиска при большой длине N кодовой последовательности сопряжена со значительными аппаратными и вычислительными затратами [3]. Максимальное упрощение алгоритма параллельного поиска шумоподобного *MSK*-сигнала возможно за счёт аппроксимации опорных видеочастотных квадратурных сигналов знаковыми функциями (равновесовая поэлементная обработка [3,4]).

С учётом аппроксимации опорных сигналов алгоритм корреляционной обработки наблюдений на интервалах, равных половине длительности элемента

ПСП, принимает вид

$$X_{jk} = \sum_i x_i, \quad Y_{jk} = \sum_i y_i, \quad (2.5)$$

где x_i и y_i – наблюдения на выходах квадратурного преобразователя. Суммирование наблюдений в (2.5) ведётся от $i = km + (j-1)2Nm + 1$ до $i = (k+1)m + (j-1)2Nm$, $m = T/2T_d$, T_d – интервал дискретизации.

В соответствии с (2.5) производится поэлементная обработка принятого сигнала в течение каждого цикла: равновесовая корреляционная обработка наблюдений x_i и y_i на интервалах, равных половине длительности элемента ПСП. Результаты поэлементной обработки (2.5) представляют массивы $\{X_{jk}\}$ и $\{Y_{jk}\}$ объёма $K \times 2N$ каждый, где $k = 0, 1, \dots, 2N-1$ – номер полуэлемента на периоде ПСП; $j = 1, \dots, K$ – номер периода ПСП на цикле. Ради упрощения индекс, указывающий на номер цикла, у статистик (2.5) опущен.

На основе результатов (2.5) производится корреляционная обработка наблюдений на интервалах когерентного накопления, равных периоду повторения ШПС:

$$\begin{aligned} z_{1jl} &= \sum_{k=0}^{2N-1} (X_{j,k+l} C_k - Y_{j,k+l} S_k), \\ z_{2jl} &= \sum_{k=0}^{2N-1} (Y_{j,k+l} C_k + X_{j,k+l} S_k), \end{aligned} \quad (2.6)$$

где $C_k = c(t_k)$ и $S_k = s(t_k)$ – отсчёты квадратурных ПСП с шагом $\Delta t = T/2$; $l = 0, 1, \dots, 2N-1$ – номер ячейки поиска.

В соответствии с (2.6) вычисляются квадратурные корреляции z_{1jl} и z_{2jl} на каждом из K периодов каждого цикла. Результатом корреляционной обработки являются массивы $\{z_{1jl}\}$ и $\{z_{2jl}\}$ объёма $K \times 2N$ каждый.

Далее производится когерентное накопление квадратурных корреляций $\{z_{1jl}\}$ и $\{z_{2jl}\}$ с учётом манипуляции I и Q компонент (2.3) ортогональным

периодическим кодом $\{d_j\}$ в пределах строба $T_c = LT_n$ со сдвигом строба на T_n на каждом r -м шаге ($r = 0, 1, \dots, K - 1$):

$$z_{1l}(r) = \sum_{j=1+r}^{L+r} d_j z_{1jl}, \quad z_{2l}(r) = \sum_{j=1+r}^{L+r} d_j z_{2jl}. \quad (2.7)$$

Суммирование по j (L значений) в (2.7) выполняется для каждого r -го сдвига строба l -го канала поиска (для каждого цикла отдельно). Результатом когерентного накопления являются массивы $\{z_{1l}(r)\}$ и $\{z_{2l}(r)\}$ объема $K \times 2N$ каждый.

Дальнейшее упрощение алгоритма поиска достигается заменой оптимального межциклового накопителя с обратной связью по решению [53] некогерентным накопителем. В этом случае алгоритм (2.5)–(2.7) дополняется алгоритмом суммирования модулей корреляции по циклам:

$$Z_{li}(r) = \sqrt{z_{1li}^2(r) + z_{2li}^2(r)}, \quad (2.8)$$

$$Z_l(r) = \sum_{i=1}^n Z_{li}(r).$$

Суммирование по i (n значений) в (2.8) выполняется для каждого r -го сдвига строба l -го канала поиска.

Принятие решения о задержке сигнала производится по максимальному значению ВКФ:

$$Z_{\max} = \max_{l,r} Z_l(r), \quad l = 0, 1, \dots, 2N - 1; \quad r = 0, 1, \dots, K - 1. \quad (2.9)$$

Максимум Z_{\max} определяется по всем каналам поиска (кодированная синхронизация) и всем значениям сдвигов строба интегрирования (цикловая синхронизация). Значения l и r , обеспечивающие экстремум (2.9), определяют задержку опорной ПСП синхронного канала (точное и грубое значения соответственно):

$$\hat{\tau}_c = m_1 T + m_2 T_n,$$

где m_1 и m_2 – значения параметров l и r , соответствующие задержке опорной ПСП синхронного канала.

Структура квазиоптимального корреляционного приёмника, реализующего алгоритм (2.5)–(2.9) поиска, поясняется схемой на рисунке 2.2. Квадратурный преобразователь (КП) формирует наблюдения x_i и y_i путём перемножения отсчётов v_i принятой реализации с отсчётами квадратурных опорных сигналов несущей частоты ω_0 . В блоке поэлементной обработки (БЭО) реализуется алгоритм (2.5) равновесовой корреляционной обработки наблюдений x_i и y_i на интервалах, равных половине длительности элемента ПСП. Результаты $\{X_{jk}\}$ и $\{Y_{jk}\}$ поэлементной обработки (2.5) запоминаются в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ), а затем используются для вычисления статистик (5)–(7) для каждого из $2N$ каналов блока поиска. Опорные кодовые последовательности $\{C_k\}$ и $\{S_k\}$ вырабатываются формирователем кодовых последовательностей (ФКП). Решающее устройство блока поиска определяет номер канала с максимальным значением выходной величины (модуля корреляции) в соответствии с (2.9), формируя оценку $\hat{\tau}_c$ времени запаздывания сигнала.

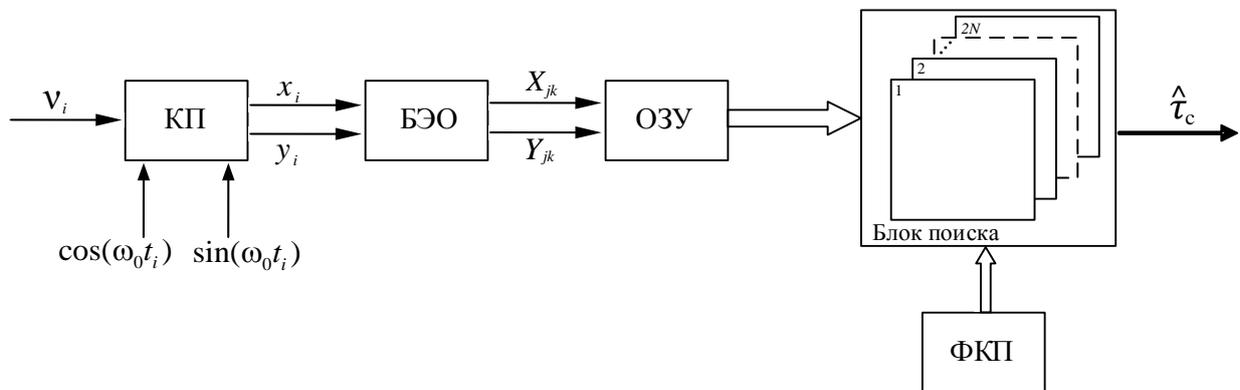


Рисунок 2.2 – Структура квазиоптимального корреляционного приёмника *MSK*-сигнала

Структура одного канала блока поиска ($l=0$) приведена на рисунке 2.3, где обозначения \times , Σ , $(\cdot)^2$, $\sqrt{\quad}$ соответствуют перемножителю, накапливающему сумматору (цифровому интегратору), квадратору и вычислителю модуля корреляции.

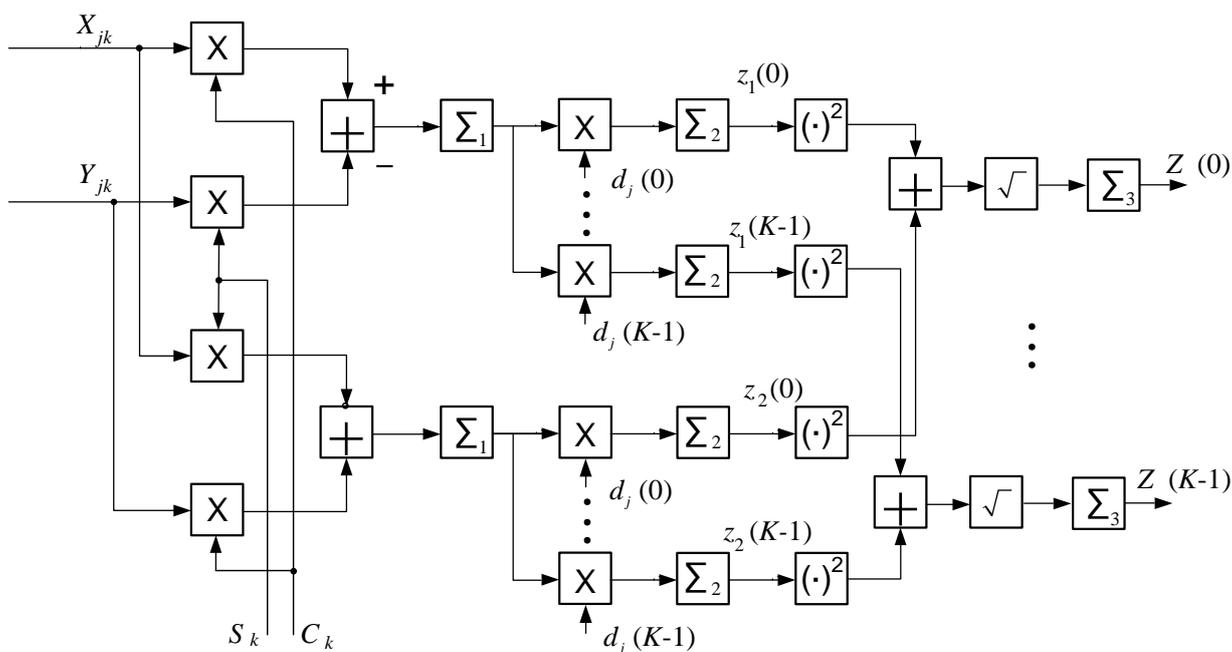


Рисунок 2.3 – Структура канала поиска *MSK*-сигнала

Цифровые интеграторы Σ_1 вычисляют квадратурные корреляции (2.6) на каждом из K периодов каждого цикла, а интеграторы Σ_2 производят накопление квадратурных корреляций по L периодам для каждого из K значений сдвига строка интегрирования в соответствии с (2.7) (цепи сброса цифровых интеграторов на схеме не показаны). Алгоритм (2.8) суммирования модулей корреляции по циклам реализуется цифровыми интеграторами Σ_3 (для каждого из K значений сдвига строка интегрирования).

Рассмотренный алгоритм параллельного поиска шумоподобного *MSK*-сигнала обеспечивает существенные преимущества в реализации по сравнению с оптимальным алгоритмом, позволяя снизить требования к быстродействию элементной базы за счёт исключения операций умножения.

Возможность практической реализации рассмотренной процедуры поиска в реальном режиме времени определяется требуемым объёмом памяти ОЗУ: $2(K \times 2N)$ КБ (при объёме одной ячейки памяти 2 КБ) и возможностями

вычислителя: требуемый объём вычислений определяется в первом приближении числом $4N^2$ операций сложения.

При высоких вычислительных возможностях процессора время поиска для описанной процедуры всего лишь на один период $T_{\text{п}}$ превышает время, требуемое для оптимальной процедуры параллельного (M -канального) поиска.

2.4.3. Квазиоптимальный алгоритм поиска двухкомпонентного MSK -сигнала

В данном параграфе рассматривается алгоритм поиска по времени запаздывания двухкомпонентного шумоподобного MSK -сигнала с использованием обеих его компонент: пилотной и информационной. В этом случае принимаемый MSK -сигнал можно представить в виде

$$s(t) = \sqrt{2P_c} [I(t - \tau_c) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - D(t - \tau_c) Q(t - \tau_c) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)], \quad (2.10)$$

где $I(t)$ и $Q(t)$ компоненты определяются выражениями (2.3).

Как и сигнал (2.2)–(2.4), сигнал (2.10) на каждом цикле излучения представляет собой пакет из L периодов ШПС, повторяющийся с интервалом $T_{\text{ц}}$.

Число ячеек поиска составляет $M = 2T_{\text{ц}}/T$ (при поиске с шагом $T/2$). Процедура поиска включает поиск сигнала на интервале задержек $[0, T_{\text{ц}}]$ и устранение неопределённости, кратной $T_{\text{ц}}$ (цикловая синхронизация). При этом опорный ШПС – строго периодический с периодом $T_{\text{ц}}$. Число ячеек поиска составляет $2N = 2T_{\text{ц}}/T$ и $K = (T_{\text{ц}} + T_c)/T_{\text{ц}}$ для первой и второй процедур поиска соответственно.

Поэлементная обработка принятого сигнала в течение каждого цикла производится в соответствии с (2.5). Результаты поэлементной обработки (2.5) представляют массивы $\{X_{jk}\}$ и $\{Y_{jk}\}$ объёма $K \times 2N$ каждый, где $k = 0, 1, \dots, 2N - 1$ – номер полуэлемента на периоде ПСП; $j = 1, \dots, K$ – номер периода ПСП на цикле.

На основе результатов (2.5) производится корреляционная обработка наблюдений на интервалах когерентного накопления, равных периоду повторения

ШПС:

$$u_{1jl} = \sum_{k=0}^{2N-1} X_{j,k+l} C_k, \quad w_{1jl} = \sum_{k=0}^{2N-1} Y_{j,k+l} S_k, \quad (2.11)$$

$$u_{2jl} = \sum_{k=0}^{2N-1} Y_{j,k+l} C_k, \quad w_{2jl} = \sum_{k=0}^{2N-1} X_{j,k+l} S_k,$$

где $C_k = c(t_k)$ и $S_k = s(t_k)$ – отсчёты квадратурных ПСП с шагом $\Delta t = T/2$; $l = 0, 1, \dots, 2N-1$ – номер ячейки поиска.

В соответствии с (2.11) вычисляются синфазные u_{1jl} и w_{1jl} и квадратурные корреляции u_{2jl} и w_{2jl} для пилотной и информационной компонент на каждом из K периодов каждого цикла. Результатом корреляционной обработки являются массивы корреляций (2.11) объёма $K \times 2N$ каждый.

Далее для каждого l -го канала поиска производится когерентное накопление квадратурных корреляций (2.11) отдельно для пилотной и информационной компонент на каждом цикле:

$$u_{1l}(r) = \sum_{j=1+r}^{L+r} d_j u_{1jl}, \quad w_{1l}(r) = \sum_{j=1+r}^{L+r} d_j w_{1jl}. \quad (2.12)$$

$$u_{2l}(r) = \sum_{j=1+r}^{L+r} d_j u_{2jl}, \quad w_{2l}(r) = \sum_{j=1+r}^{L+r} d_j w_{2jl}.$$

Суммирование по j (L значений) в (2.12) выполняется с учётом манипуляции I и Q компонент (2.3) ортогональным периодическим кодом $\{d_j\}$ в пределах строба $T_c = LT_{\Pi}$ со сдвигом строба на T_{Π} на каждом r -м шаге ($r = 0, 1, \dots, K-1$). Результатом когерентного накопления являются массивы (2.12) объёма $K \times 2N$ каждый.

Синфазные и квадратурные корреляции (2.12) для пилотной и информационной компонент сигнала объединяются в соответствии с алгоритмом:

$$z_{1l}(r) = u_{1l}(r) - \hat{D}_l(r) w_{1l}(r),$$

$$z_{2l}(r) = u_{2l}(r) + \hat{D}_l(r) w_{2l}(r), \quad (2.13)$$

где

$$\hat{D}_l(r) = \text{sign}[w_{1l}(r)u_{1l}(r) + w_{2l}(r)u_{2l}(r)]. \quad (2.14)$$

В соответствии с (2.13) производится снятие инверсной модуляции с синфазных и квадратурных корреляций информационной компоненты. Для этого используется оценка информационного символа (2.14), которая формируется на основе результатов когерентного накопления квадратурных составляющих (2.12).

Результирующие квадратурные корреляции (2.13) используются для вычисления модулей корреляции с суммированием модулей по циклам в соответствии с алгоритмом (2.8). Принятие решения о задержке сигнала производится по максимальному значению ВКФ в соответствии с алгоритмом (2.9).

Структура квазиоптимального корреляционного приёмника, реализующего алгоритм (2.11)–(2.14) поиска, поясняется схемами на рисунке 2.3, 2.4 с учётом указанных отличий в формировании результирующих синфазных и квадратурных корреляций (2.13).

2.4.4. Поиск по задержке шумоподобных *MSK-BOC*-сигналов

Рассмотренные в п. 2.4.1–2.4.4 алгоритмы поиска применимы как для *MSK*-сигналов, так и для сигналов с модуляцией *MSK-BOC*. Поскольку отличие АКФ сигналов с модуляцией *MSK-BOC* от сигналов *MSK* проявляется лишь в форме главного лепестка (наряду с центральным пиком имеются боковые), максимально возможный шаг поиска *MSK-BOC* сигналов равен половине ширины центрального пика АКФ.

Нормированная автокорреляционная функция ШПС с модуляцией *MSK-BOC*($2l$) определяется выражением (1.20). С ростом l возрастает число локальных максимумов АКФ сигнала (число разнополярных пиков равно $(2l + 1)$). Ширина центрального пика АКФ составляет примерно $T / (2l)$. Число боковых пиков равно

$2l$, а период их следования составляет $T / (2l)$. При этом дискрет поиска Δ не должен превышать половины ширины центрального пика АКФ, т. е. значения $T / (4l)$. По сравнению с сигналом *MSK* той же тактовой частоты дискрет поиска по задержке необходимо уменьшать в $2l$ раз. Так, в случае сигнала *MSK-BOC(2)* он составляет не более $\Delta = T / 4$ вместо $\Delta = T / 2$ (сигнал *MSK*). Это влечёт увеличение требуемого числа каналов в 2 раза (в общем случае в $2l$ раз), а при ограничении числа каналов (параллельно-последовательная процедура поиска) – увеличение времени поиска в такое же число раз. Кроме того, увеличение числа ячеек поиска приводит к росту вероятности ошибки в первом приближении в $2l$ раз.

Известны методы поиска *BOC*-сигналов, не требующие увеличения роста числа корреляторов по сравнению с поиском *BPSK*-сигналов и основанные на выделении тем или иным способом огибающей дальномерного кода (устранении меандровой поднесущей). Указанные методы, известные как *BPSK-type* [9], имеют незначительные отличия в числе используемых при обработке лепестков спектра *BOC*-сигнала, виде опорного сигнала и способах полосовой фильтрации. Особенностью этих методов является то, что процедура поиска является двухступенчатой: после завершения поиска по огибающей кода (первая ступень) выполняется допоиск центрального пика АКФ сигнала на интервале одного элемента кода.

Другой подход связан с использованием метода дополнительной переменной (МДП) [27], который в отличие от указанных методов упрощения поиска *BOC*-сигналов, позволяет получить близкий к оптимальному алгоритм поиска и синхронизации. На основе этого метода синтезирован ряд алгоритмов оценивания задержки дальномерного кода и фазы поднесущей применительно к задаче поиска *BOC*-сигналов.

Использование алгоритмов на основе МДП связано со значительными вычислительными затратами. Кроме того, для формирования оценок требуется запоминать квадратурные составляющие ВКФ (две для каждой из частот ω_1 и ω_2) во всех ячейках поиска, что также затрудняет реализацию алгоритма. Точность

оценок фазы поднесущей при низком энергопотенциале может быть недостаточной для правильного устранения неоднозначности, поскольку время анализа ограничивается временем когерентного накопления в квадратурных каналах.

2.4.5. Квазиоптимальный алгоритм поиска по задержке сигнала *MSK-BOC*

Проведём синтез оптимального алгоритма поиска ШПС спектрально-эффективного формата *MSK-BOC*. Представим каждую квадратурную компоненту *MSK-BOC*-сигнала в виде двух составляющих на «верхней» и «нижней» частотах [53]:

$$\begin{aligned} s(t) &= C(t) \cos(\Omega t) \cos(\omega_0 t + \varphi) + S(t) \sin(\Omega t) \sin(\omega_0 t + \varphi) = \\ &= \frac{1}{2} C(t) \cos(\omega_1 t + \varphi) + \frac{1}{2} C(t) \cos(\omega_2 t + \varphi) - \\ &\quad - \frac{1}{2} S(t) \cos(\omega_1 t + \varphi) + \frac{1}{2} S(t) \cos(\omega_2 t + \varphi), \end{aligned} \quad (2.15)$$

где $\omega_1 = \omega_0 + \Omega$ и $\omega_2 = \omega_0 - \Omega$ – соответственно «верхняя» и «нижняя» частоты; $\Omega = 2\pi f_m$ – циклическая частота поднесущего колебания; ω_0 – несущая частота; φ – начальная фаза; $C(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \text{rect}(t - kT)$ и $S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k \text{rect}(t - T_m / 4 - kT)$; $\{c_k = \pm 1\}$ и $\{s_k = \pm 1\}$ – периодические псевдослучайные последовательности длины N с частотой следования символов $f_T = 1/T$. Выражение (2.15) записано в предположении, что амплитуда сигнала равна 1.

Объединив синфазные составляющие для «верхней» и «нижней» частот, перепишем (2.15) в виде

$$s(t) = \frac{1}{2} d_1(t) \cos(\omega_1 t + \varphi) + \frac{1}{2} d_2(t) \cos(\omega_2 t + \varphi), \quad (2.16)$$

где

$$d_1(t) = C(t) - S(t) \text{ и } d_2(t) = C(t) + S(t) \quad (2.17)$$

огоняющие сигналов частот ω_1 и ω_2 , принимающие значения 1, 0 и -1 : при $d_1(t) = \pm 1$ огоняющая $d_2(t) = 0$ и, наоборот, при $d_2(t) = \pm 1$ огоняющая $d_1(t) = 0$.

Для принятого сигнала с задержкой τ выражение (2.16) принимает вид

$$s(t, \tau) = \frac{1}{2} d_1(t - \tau) \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \frac{1}{2} d_2(t - \tau) \cos(\omega_2 t + \varphi_2), \quad (2.18)$$

где $\varphi_1 = \varphi - \Omega\tau - \omega_0\tau$, $\varphi_2 = \varphi + \Omega\tau - \omega_0\tau$. С целью упрощения для задержки сигнала используется то же обозначение, что и для аргумента АКФ.

Синтез оптимального алгоритма поиска ШПС проведём с использованием теории оценивания параметров сигналов [58].

Пусть на интервале $[0, T_c]$ наблюдается реализация

$$y(t) = s(t, \tau) + n(t), \quad (2.19)$$

где $s(t, \tau)$ – принимаемый сигнал (2.18); $n(t)$ – белый гауссовский шум со спектральной плотностью мощности $N_0/2$.

Используя модель наблюдений (2.19) и полагая параметры τ и φ_1, φ_2 постоянными на интервале наблюдения T_c , для функции (функционала) правдоподобия запишем

$$\begin{aligned} W(y(t)|\tau, \varphi_1, \varphi_2) &= c \exp\left(\frac{2}{N_0} \int_0^{T_c} y(t) s(t, \tau, \varphi_1, \varphi_2) dt\right) = \\ &= c \exp\left(\frac{1}{N_0} \int_0^{T_c} y(t) d_1(t - \tau) \cos(\omega_1 t + \varphi_1) dt\right) \times \\ &\times \exp\left(\frac{1}{N_0} \int_0^{T_c} y(t) d_2(t - \tau) \cos(\omega_2 t + \varphi_2) dt\right), \end{aligned} \quad (2.20)$$

где c – коэффициент, не зависящий от $\tau, \varphi_1, \varphi_2$.

Используя известные тригонометрические преобразования, представим (2.20) в виде

$$W(y(t)|\tau, \varphi_1, \varphi_2) = c \exp\left(\frac{1}{N_0} Z_1(\tau) \cos(\varphi_1 - \hat{\varphi}_1)\right) \exp\left(\frac{1}{N_0} Z_2(\tau) \cos(\varphi_2 - \hat{\varphi}_2)\right), \quad (2.21)$$

где

$$Z_1(\tau) = \sqrt{I_1^2(\tau) + Q_1^2(\tau)}; \quad Z_2(\tau) = \sqrt{I_2^2(\tau) + Q_2^2(\tau)}; \quad (2.22)$$

$$I_1(\tau) = \int_0^{T_c} y(t) d_1(t - \tau) \cos(\omega_1 t) dt; \quad Q_1(\tau) = \int_0^{T_c} y(t) d_1(t - \tau) \sin(\omega_1 t) dt, \quad (2.23)$$

$$I_2(\tau) = \int_0^{T_c} y(t) d_2(t - \tau) \cos(\omega_2 t) dt; \quad Q_2(\tau) = \int_0^{T_c} y(t) d_2(t - \tau) \sin(\omega_2 t) dt.$$

$$\hat{\phi}_1 = \text{arctg}(Q_1(\tau)/I_1(\tau)), \quad \hat{\phi}_2 = \text{arctg}(Q_2(\tau)/I_2(\tau)).$$

Усредняя условную плотность вероятности (2.21) по случайным фазам ϕ_1 и ϕ_2 , которые полагаем независимыми случайными величинами, равномерно распределёнными на интервале $[-\pi, \pi]$, находим

$$\begin{aligned} W(y(t)|\tau) &= \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} W(y(t)|\tau, \phi_1, \phi_2) d\phi_1 d\phi_2 = \\ &= c I_0\left(\frac{1}{N_0} Z_1(\tau)\right) I_0\left(\frac{1}{N_0} Z_2(\tau)\right), \end{aligned} \quad (2.24)$$

где $I_0(x)$ – модифицированная функция *Бесселя* нулевого порядка [56].

Используя (2.24) и учитывая монотонность функции $I_0(x)$, оптимальный по критерию максимального правдоподобия алгоритм оценивания параметра τ представим в виде

$$\max_{\tau} \ln W(y(t)|\tau) \Big|_{\tau=\hat{\tau}} = \max_{\tau} Z(\tau) \Big|_{\tau=\hat{\tau}}, \quad (2.25)$$

где $Z(\tau) = Z_1(\tau) + Z_2(\tau)$ – достаточная статистика с компонентами, определяемыми выражениями (2.22), (2.23); $\hat{\tau}$ – максимально правдоподобная оценка параметра τ .

В соответствии с алгоритмом (2.22), (2.23), (2.25) каждый канал устройства поиска (рисунок 2.4) содержит две пары квадратурных корреляторов, осуществляющих приём и обработку сигналов на «верхней» ω_1 и «нижней» ω_2 частотах. Квадратурный расщепитель является общим для всех каналов устройства поиска и содержит четыре перемножителя (по два на каждый частотный канал), на опорные входы которых подаются гармонические сигналы частот ω_1 и ω_2 с фазами 0 и $\pi/2$.

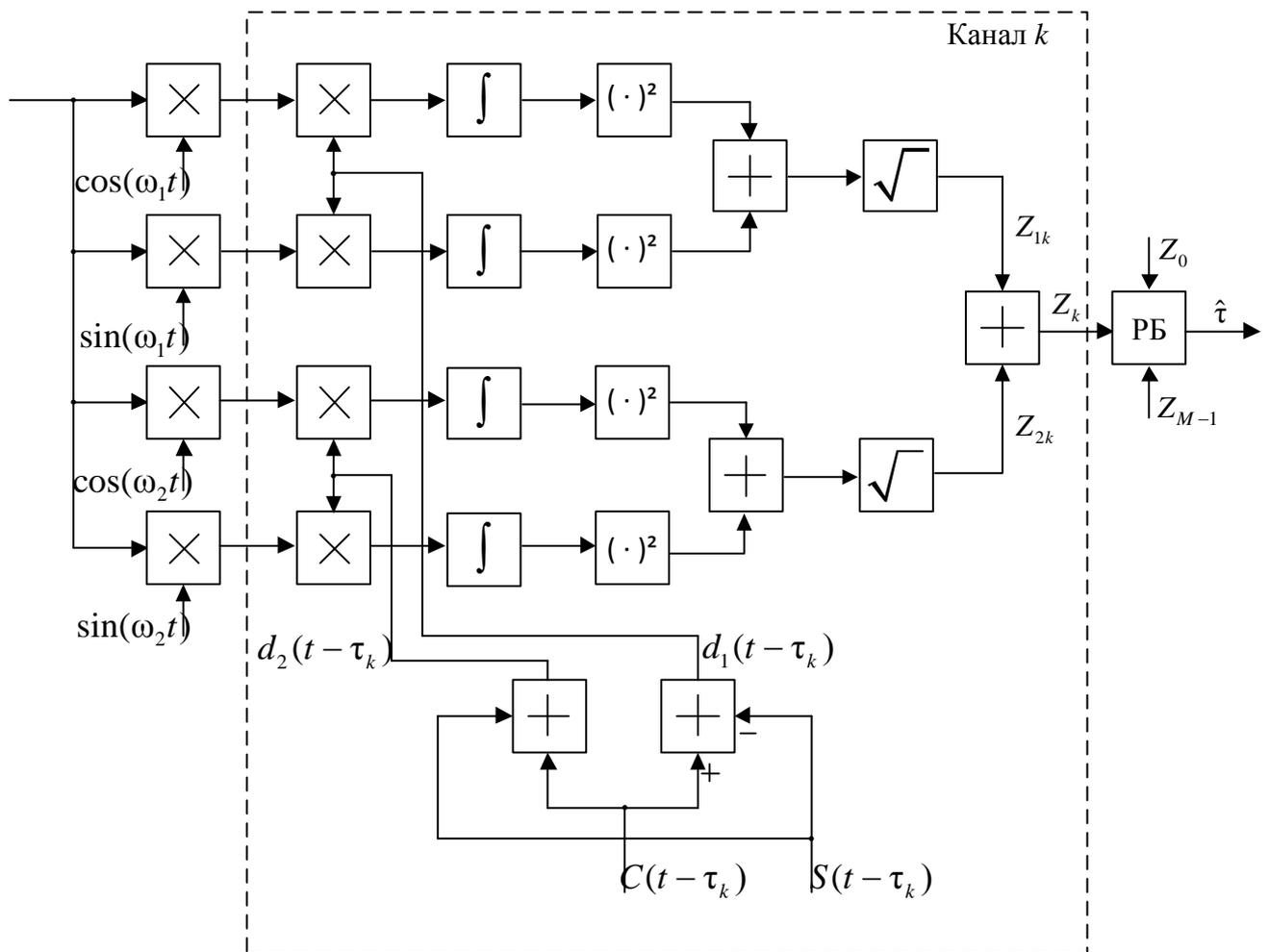


Рисунок 2.4 – Структура квазиоптимального алгоритма поиска *MSK-BOC*-сигнала (приём на «верхней» и «нижней» частотах)

Принятая реализация $y(t)$, представляющая смесь сигнала и шума, перемножается с опорными сигналами частот ω_1 и ω_2 . Затем каждая из четырёх

компонент перемножается с соответствующей опорной кодовой последовательностью (2.17): $d_1(t - \tau_k) = C(t - \tau_k) - S(t - \tau_k)$ и $d_2(t - \tau_k) = C(t - \tau_k) + S(t - \tau_k)$ в каналах приёма частот ω_1 и ω_2 с задержкой τ_k , $k = \overline{1, M}$ (M – число каналов устройства поиска, равное числу ячеек поиска). Результаты перемножения интегрируются на интервале наблюдения T_c , образуя квадратурные составляющие корреляционного интеграла (2.23) на двух частотах. На основе квадратурных корреляций вычисляются модули корреляций (2.22).

Принятие решения о значении параметра τ производится решающим блоком (РБ) на основе выбора максимальной из выходных величин каналов (2.25).

При шаге поиска $\Delta = T_m / 2$ ошибка синхронизации не превысит по абсолютной величине значения $\Delta / 2 = T_m / 4$ (при правильном завершении поиска). Для уточнения значения параметра τ производится *допоиск* на интервале $[-T_m / 4, T_m / 4]$: определение положения главного пика АКФ *MSK-BOC*-сигнала. Для этого используется традиционная параллельная процедура поиска с размером ячейки $\Delta_d = T_m / 4$ и числом каналов $M_d = 3$.

2.4.6. Квазиоптимальный алгоритм поиска двухкомпонентного сигнала формата *MSK-BOC* (2)/ *MSK*(2)

Рассмотрим алгоритм поиска по времени запаздывания двухкомпонентного квазипериодического шумоподобного сигнала (1.23) с пилотной и информационной компонентами формата *MSK-BOC* и *MSK* соответственно [4]. Сигнал представляет собой пакет из L периодов ШПС, повторяющийся с интервалом T_c .

Пилотная компонента ШПС представляет сигнал *MSK-BOC* (2), а информационная – сигнал *MSK* (2) с элементами $I_0(t)$ и $Q_0(t)$ соответственно (в скобках указано число синусных чипов длительности $T/2$: знакопеременных для *MSK-BOC* (2) и знакопостоянных для *MSK* (2)).

Как и для *MSK*-сигнала (2.1) с пилотной компонентой сокращение числа каналов достигается за счёт увеличения шага поиска, максимальное значение которого для полного *MSK*-сигнала равно половине длительности $T/2$ синусного чипа (см. рисунок 1.7). При просмотре с шагом $T/4$ число ячеек поиска составляет $M = 4T_{\text{п}}/T$.

Как и в случае *MSK*-сигнала (п. 2.4.4) сокращение вычислительных затрат достигается за счёт разбиения процедуры поиска на две: поиск сигнала на интервале задержек $[0, T_{\text{п}}]$ и устранение неопределённости, кратной $T_{\text{п}}$ (цикловая синхронизация). При этом опорный ШПС – строго периодический с периодом $T_{\text{п}}$. Число ячеек поиска составляет $4N = 4T_{\text{п}}/T$ и $K = (T_{\text{п}} + T_{\text{с}})/T_{\text{п}}$ для первой и второй процедур поиска соответственно.

Поэлементная обработка принятого сигнала в течение каждого цикла производится в соответствии с (2.5). Отличие заключается лишь в том, что равновесовая корреляционная обработка наблюдений x_i и y_i производится на интервалах, равных четверти длительности элемента ПСП. Результаты поэлементной обработки (2.5) представляют массивы $\{X_{jk}\}$ и $\{Y_{jk}\}$ наблюдений объёма $K \times 4N$ каждый, где $k = 0, 1, \dots, 4N - 1$ – номер элемента на периоде ПСП; $j = 1, \dots, K$ – номер периода ПСП на цикле.

Корреляционная обработка наблюдений на интервалах когерентного накопления, равных периоду повторения ШПС, производится в соответствии с алгоритмом (2.11), где $C_k = (-1)^k c(t_k)$ и $S_k = s(t_k)$ – отсчёты квадратурных ПСП с шагом $\Delta t = T/4$; $l = 0, 1, \dots, 4N - 1$ – номер ячейки поиска.

В соответствии с (2.11) вычисляются синфазные u_{1jl} и w_{1jl} и квадратурные корреляции u_{2jl} и w_{2jl} для пилотной и информационной компонент на каждом из K периодов каждого цикла. Результатом корреляционной обработки являются массивы корреляций (2.11) объёма $K \times 4N$ каждый.

Далее для каждого l -го канала поиска производится когерентное накопление синфазных и квадратурных корреляций (2.11) для пилотной и информационной

компонент сигнала на интервалах посылки $T_c = LT_n$ каждого цикла с последующим их объединением. Результатом когерентного накопления являются массивы $\{z_{1l}(r)\}$ и $\{z_{2l}(r)\}$ наблюдений объёма $K \times 4N$ каждый.

Упрощение алгоритма поиска достигается заменой оптимального межциклового накопителя некогерентным накопителем. Оптимальным для I -компоненты является когерентный накопитель, а для Q -компоненты – квазикогерентный накопитель с обратной связью по решению [2].

Некогерентный накопитель реализует алгоритм (2.28) суммирования модулей корреляции по циклам для каждого из K сдвигов строба интегрирования в каждом из $4N$ каналов поиска.

Принятие решения о задержке сигнала производится по максимальному значению ВКФ Z_{\max} в соответствии с (2.9), которое определяется по всем каналам поиска и всем значениям сдвигов строба интегрирования (цикловая синхронизация).

Структура квазиоптимального корреляционного приёмника, реализующего рассмотренный алгоритм поиска, поясняется схемой для MSK -сигнала на рисунке 2.2, 2.3. Отличие состоит лишь в том, что число каналов поиска и объём цифровых интеграторов Σ_1 увеличиваются в два раза: с $2N$ до $4N$.

Возможность практической реализации рассмотренной процедуры поиска в реальном режиме времени определяется требуемым объёмом памяти ОЗУ: $2(K \times 4N)$ КБ (при объёме одной ячейки памяти 2 КБ) и возможностями вычислителя: требуемый объём вычислений определяется в первом приближении числом $(4N)^2$ операций сложения.

2.4.7. Блок-схема алгоритма поиска сигналов опорных станций

Полагаем, что сигналы опорных станций – это *MSK*-сигналы, модулированные данными, а алгоритм поиска – квазиоптимальный алгоритм параллельного поиска со знаковой аппроксимацией опорных квадратурных сигналов (п. 2.4.3). Блок-схема алгоритма поиска сигналов опорных станций ОС1 – ОС4 приведена на рисунке 2.5.

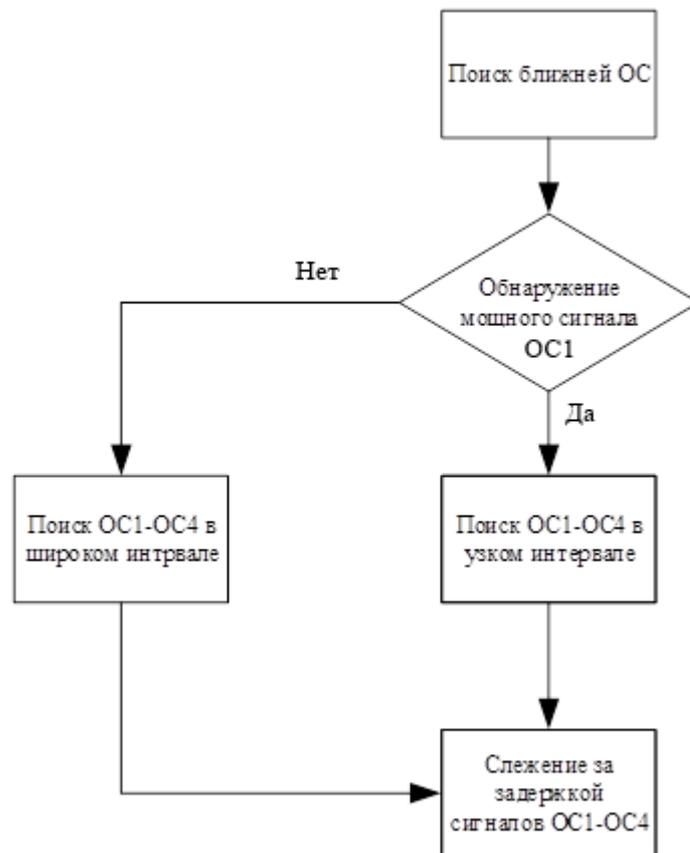


Рисунок 2.5 – Блок-схема алгоритма поиска сигналов опорных станций

Поиск и обнаружение “сильного” сигнала

а) Производится поэлементная обработка принятого сигнала (сумма сигналов

4-х ОС) на интервале анализа $T_a = T_{\Pi} + T_c$ в соответствии с алгоритмом (2.5) равновесовой корреляционной обработки наблюдений x_i и y_i на интервалах, равных половине длительности элемента ПСП. Результаты поэлементной обработки (2.5) представляют массивы $\{X_{jk}\}$ и $\{Y_{jk}\}$ наблюдений объема $K \times 2N$ каждый, где $k = 0, 1, \dots, 2N - 1$ – номер элемента на периоде ПСП; $j = 1, \dots, K$ – номер периода ПСП на интервале анализа; $K = (T_{\Pi} + T_c) / T_{\Pi}$ – число периодов ПСП за время анализа (рисунок 2.6).

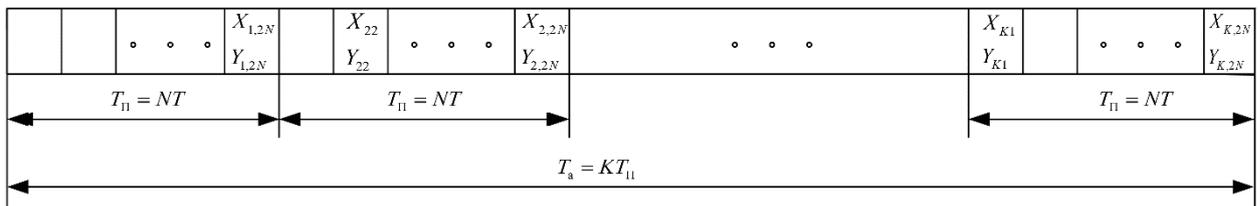


Рисунок 2.6. Поэлементная обработка принятого сигнала

б) Вычисляются квадратурные корреляции z_{1jl} и z_{2jl} (2.6) и модули корреляции Z_{jl} (2.8) на интервалах, равных периоду повторения ШПС, в каждом из 4-х каналов приёма сигналов (по числу опорных станций): $l = 0, 1, \dots, 2N - 1$ – номер канала поиска. Опорные периодические бинарные кодовые последовательности $\{C_{jk}\}$ и $\{S_{jk}\}$ соответствуют выбранным ПСП по каждой опорной станции. Результатом корреляционной обработки являются массивы $\{Z_{jl}\}$ модуля ВКФ объема $K \times 2N$ (по каждой из 4-х ОС).

в) Производится поиск ближней ОС на интервале задержек $[0, T_{\Pi}]$ – обнаружение “сильного” сигнала (рисунок 2.7 а: значение $L=4$ принято ради упрощения). Определяется максимальный выброс ВКФ $Z_{mj} = \max Z_{jl}$ ($l=0, 1, \dots, 2N-1$) для каждого периода ($j=1, 2, \dots, K$) отдельно по каждой ОС. Затем находят абсолютный максимум отдельно по ОС1-ОС4:

$$Z_{\max} = \max_j Z_{mj}$$

Определяется 2-й по величине максимум ВКФ Z'_{\max} в каналах приёма сигналов ОС1-ОС4. Далее производят сравнение двух абсолютных максимумов (двух ОС).

В случае, если

$$Z_{\max} / Z'_{\max} > 20 \text{ дБ},$$

принимается решение об обнаружении сильного сигнала (для определённости полагаем, что это сигнал ОС1). Порог 20 дБ гарантирует, что значение Z_{\max} соответствует «синхронному» каналу, а не является шумовым выбросом.

В случае, если «сильный» сигнал не обнаружен, производится поиск всех ОС (ОС1–ОС4) в «широком» интервале задержек ($0 \dots T_{\text{ц}}$).

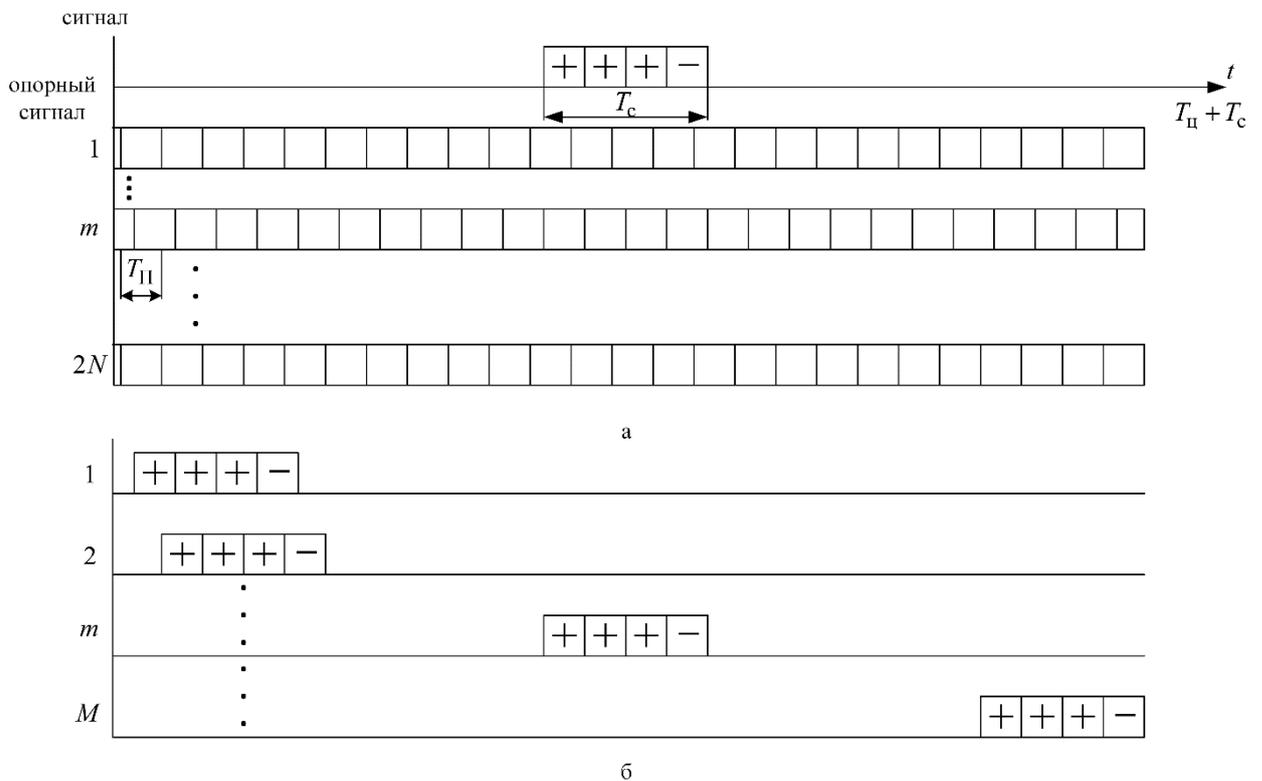


Рисунок 2.8 – Поиск посылки сигнала ОС1

г) Производится цикловая синхронизация: поиск “посылки” сигнала ОС1(рисунок 2.7 б). Начало посылки соответствует началу 1-го из 16-ти периодов опорной ПСП синхронного канала, в котором наблюдается максимальный выброс ВКФ Z_{mj} для каждого периода. Для его определения производят когерентное накопление квадратурных корреляций z_{1mj} и z_{2mj} синхронного канала с учётом

манипуляции ортогональным периодическим кодом $\{d_j\}=(1,1,1, -1,..)$ в пределах строба $T_c = 16T_{\Pi}$ со сдвигом строба на T_{Π} на каждом p -м шаге (K шагов):

$$z_{1m}(p) = \sum_{j=1+p}^{16+p} d_j z_{1mj}, \quad z_{2m}(p) = \sum_{j=1+p}^{16+p} d_j z_{2mj},$$

$$Z_m(p) = z_{1m}^2(p) + z_{2m}^2(p),$$

Максимальное значение квадрата модуля корреляции $Z_m(l)$ соответствует правильному положению строба:

$$Z_{\max} = \max_l Z_m(l)$$

д) Формирование строба ОС с «сильным» сигналом (рисунок 2.8): положение фронта соответствует началу ПСП 1-го из 16-и периодов.

Поиск ОС1 заканчивается, местная ШВ сдвигается на $m_1 T$, где $m_1 = m + (u - 1)N$ – задержка в элементах ШПС).

Поиск сигналов трёх опорных станций в «узком» интервале задержек

а) Производится поэлементная обработка принятого сигнала (в нашем примере - сумма сигналов ОС2 – ОС4) на интервале анализа $T_a = 10T_{\Pi}$. Время анализа $T_a = 10T_{\Pi}$ выбрано из условия обеспечения требуемого для достоверного поиска отношения сигнал/шум около 17дБ при пороговом отношении сигнал/шум -40 дБ в полосе ШПС [1]. Поэлементная обработка выполняется аналогично п. а) при поиске ОС1 за исключением стробирования (рисунок 2.8). Стробирование исключает влияние «сильного» сигнала на каналы приёма сигналов ОС2 – ОС4. Длительность строба ОС2 – ОС4 равна $T_{\Pi} - T_c - 3\text{мс} \approx 50T_{\Pi}$.

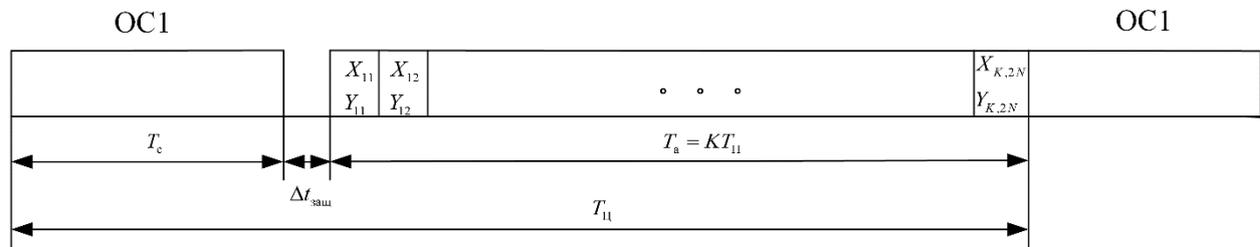


Рисунок 2.8 – Поиск сигналов ОС2 - ОС4

В течение времени анализа T_a формируются общие для 3-х ОС массивы $\{X_{ijk}\}$ и $\{Y_{ijk}\}$ наблюдений объема $4 \times K \times 2N$ каждый, где $k = 0, 1, \dots, 2N - 1$ – номер элемента на периоде ПСП; $j = 1, \dots, K$ – номер периода ПСП на цикле интервала анализа, $K = 50$ – число периодов ПСП на цикле, $i = 1, \dots, 4$ – номер цикла на интервале анализа.

б) Вычисляются квадратурные корреляции z_{1jl} и z_{2jl} (2.6) на каждом из K периодов каждого из 4-х циклов: $l = 0, 1, \dots, L - 1$ – номер канала поиска (задержка от 0 до 2 мс) по каждой из 3-х ОС. Опорные периодические бинарные кодовые последовательности $\{C_{jk}\}$ и $\{S_{jk}\}$ соответствуют выбранным ПСП по каждой опорной станции. Результатом корреляционной обработки являются массивы $\{z_{1jl}\}$ и $\{z_{2jl}\}$ наблюдений объема $4 \times K \times L$ (по каждой из 3-х ОС).

в) Производится когерентное накопление квадратурных корреляций $\{z_{1jl}\}$ и $\{z_{2jl}\}$ с учётом манипуляции ортогональным периодическим кодом $d_j = (1, 1, 1, -1, \dots)$ в пределах строба $T_c = 16T_n$ со сдвигом строба на T_n на каждом p -м шаге ($p = 0, 1, \dots, K - 1$):

$$z_{1l}(p) = \sum_{j=1+p}^{16+p} d_j z_{1jl}, \quad z_{2l}(p) = \sum_{j=1+p}^{16+p} d_j z_{2jl}. \quad (2.26)$$

Суммирование по j (16 значений) в (2.26) выполняется для каждого p -го сдвига строба l -го канала поиска (для каждого цикла отдельно). Результатом когерентного накопления являются массивы $\{z_{1l}(p)\}$ и $\{z_{2l}(p)\}$ наблюдений объема $K \times L$ по каждой из 3-х ОС.

г) Производится некогерентное накопление модулей корреляции по циклам:

$$Z_{li}(p) = \sqrt{z_{1li}^2(p) + z_{2li}^2(p)},$$

$$Z_l(p) = \sum_{i=1}^{10} Z_{li}(p) \quad (2.27)$$

Суммирование по i (10 значений) в (2.27) выполняется для каждого p -го сдвига строба l -го канала поиска (для каждого цикла отдельно).

д) Определение максимального значения ВКФ по каждой из 3-х ОС:

$$Z_{\max} = \max_{l,p} Z_l(p)$$

Максимум Z_{\max} определяется по всем значениям сдвигов строка интегрирования и всем каналам поиска (для каждой ОС отдельно). Значения

l и p определяют задержку опорной ПСП синхронного канала (точное и грубое значения соответственно).

е) Формирование стробов по ОС2-ОС4

Длительность строка по каждой ОС равна T_c . Задержки τ_2, τ_3, τ_4 определяются по номеру канала, в котором наблюдается максимум Z_{\max} (“синхронный” канал):

$$\tau_2 = p_2 T_{\Pi} + l_2 T, \quad \tau_3 = p_3 T_{\Pi} + l_3 T, \quad \tau_4 = p_4 T_{\Pi} + l_4 T,$$

где p_r и l_r - значения параметров l и p для каждой из 3-х ОС ($r=2,3,4$). Начало строка по каждой ОС соответствует началу опорной ПСП (рисунок 2.9).

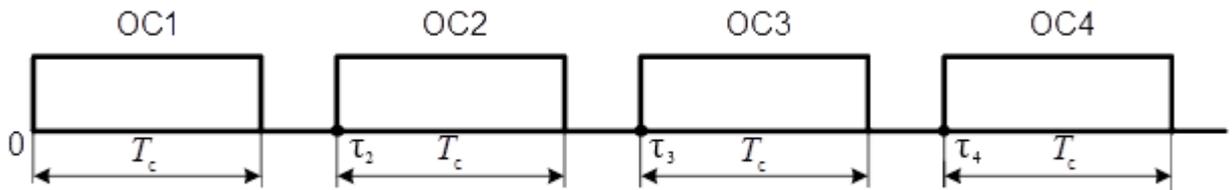


Рисунок 2.9. Формирование стробов сигналов ОС2 - ОС4

Поиск сигналов ОС1-ОС4 в «широком» интервале задержек

а) Производится поэлементная обработка принятого сигнала (сумма сигналов ОС1 – ОС4) на интервале анализа $T_a = 8T_{\Pi} + T_c$. Время анализа выбрано из условия обеспечения требуемого для достоверного поиска отношения сигнал/шум около 20дБ при пороговом отношении сигнал/шум -40 дБ в полосе ШПС [1]. Поэлементная обработка выполняется аналогично п. а) при поиске ближней ОС за исключением увеличения времени анализа с $T_a = T_{\Pi} + T_c$ до $T_a = 8T_{\Pi} + T_c$. В течение времени анализа T_a формируются общие для 4-х ОС массивы $\{X_{ijk}\}$ и $\{Y_{ijk}\}$ наблюдений объема $8 \times K \times 2N$ каждый, где $k = 0, 1, \dots, 2N - 1$ – номер элемента на периоде ПСП; $j = 1, \dots, K$ – номер периода ПСП на цикле интервала анализа,

$K = 50$ – число периодов ПСП на цикле, $i = 1, \dots, 8$ – номер цикла на интервале анализа.

б) Вычисляются квадратурные корреляции z_{1jl} и z_{2jl} (2.6) на каждом из K периодов каждого из 8 циклов: $l = 0, 1, \dots, 2N - 1$ – номер канала поиска по каждой из 4-х ОС. Опорные периодические бинарные кодовые последовательности $\{C_{jk}\}$ и $\{S_{jk}\}$ соответствуют выбранным ПСП по каждой опорной станции. Результатом корреляционной обработки являются массивы $\{z_{1jl}\}$ и $\{z_{2jl}\}$ наблюдений объема $8 \times K \times 2N$ (по каждой из 4-х ОС).

в) Производится когерентное накопление квадратурных корреляций $\{z_{1jl}\}$ и $\{z_{2jl}\}$ в соответствии с (2.26).

Результатом когерентного накопления являются массивы $\{z_{1l}(p)\}$ и $\{z_{2l}(p)\}$ наблюдений объема $K \times 2N$ по каждой из 4-х ОС.

г) Производится некогерентное накопление модулей корреляции по циклам в соответствии с (2.27).

д) Определение максимального значения ВКФ по каждой из 4-х ОС:

$$Z_{\max} = \max_{l,p} Z_l(p)$$

Максимум Z_{\max} определяется по всем значениям сдвигов строка интегрирования и всем каналам поиска (для каждой ОС отдельно). Значения l и p определяют задержку опорной ПСП синхронного канала (точное и грубое значения соответственно).

е) Формирование стробов по ОС1-ОС4

Длительность строка по каждой ОС равна T_c . Значения задержек определяются по номеру канала, в котором наблюдается максимум Z_{\max} (“синхронный” канал):

$$\tau_1 = p_1 T_{\Pi} + l_1 T, \quad \tau_2 = p_2 T_{\Pi} + l_2 T, \quad \tau_3 = p_3 T_{\Pi} + l_3 T, \quad \tau_4 = p_4 T_{\Pi} + l_4 T,$$

где p_r и l_r - значения параметров l и p для каждой из 4-х ОС ($r=1,2,3,4$). Положение переднего фронта строка по каждой ОС соответствует началу опорной ПСП

(рисунок 2.9). Расположение стробов должно соответствовать формату сигналов ОС с учетом неопределенности (~ 2 мс) относительно каждой пары ОС.

2.5. Слежение за задержкой шумоподобных *MSK*- сигналов

К числу основных задач, решаемых при приёме шумоподобных сигналов, относится осуществление точной ступени кодовой синхронизации, заключающейся в слежении за задержкой дальномерного кода. В случае, когда априорная неопределённость по времени запаздывания ШПС $\Delta\tau_{\text{апр}} \leq \Delta/2$ (при внешней синхронизации и априори известных приближенных координатах объекта), возможна *беспоисковая* синхронизация, существенно сокращающая время выдачи первого отсчёта радионавигационного параметра (РНП). При $\Delta\tau_{\text{апр}} > \Delta/2$ слежению за задержкой предшествует поиск ШПС по времени запаздывания с точностью, достаточной для захвата сигнала системой слежения за задержкой (ССЗ). К точности ССЗ предъявляются весьма жёсткие требования, так как она определяет достоверность фазовых измерений радионавигационных параметров (вероятность правильного устранения многозначности), а также достоверность приёма цифровой информации.

По завершении поиска на начальном этапе кодовой синхронизации реализуется алгоритм некогерентного слежения за задержкой (*некогерентная ССЗ*), а затем (после установления фазовой синхронизации) – алгоритм *когерентной ССЗ*.

2.5.1. Некогерентный временной дискриминатор *MSK*- сигнала

Дискриминатор системы слежения за задержкой сигнала является наиболее специфическим элементом, структура и параметры которого определяются видом модуляции и характеристиками ШПС.

В случае некогерентной ССЗ используется некогерентный временной дискриминатор *MSK*-сигнала, реализующий алгоритм [13]:

$$Z_d = Z(\Delta) - Z(-\Delta), \quad Z(\pm\Delta) = \sqrt{z_1^2(\pm\Delta) + z_2^2(\pm\Delta)},$$

$$z_1(\pm\Delta) = \sum_{i=1}^M [x_i I_i(\pm\Delta) - y_i Q_i(\pm\Delta)], \quad z_2(\pm\Delta) = \sum_{i=1}^M [x_i Q_i(\pm\Delta) + y_i I_i(\pm\Delta)], \quad (2.28)$$

где x_i и y_i – отсчеты наблюдений на выходах квадратурного преобразователя; $I_i(\pm\Delta) = I(t_i - \hat{\tau}_c \pm \Delta)$ и $Q_i(\pm\Delta) = Q(t_i - \hat{\tau}_c \pm \Delta)$ – отсчеты опорных квадратурных сигналов, соответственно опережающих на Δ (знак “+”) и отстающих на Δ (знак “-“); $I(t_i - \hat{\tau}_c)$ и $Q(t_i - \hat{\tau}_c)$ – «синхронные» опорные сигналы, $\hat{\tau}_c$ – оценка времени запаздывания; $M = T_k / T_d$ – число отсчётов на интервале когерентного накопления; $z_1(\pm\Delta)$ и $z_2(\pm\Delta)$ – квадратурные корреляции в «опережающем» и «задержанном» каналах дискриминатора.

Структура алгоритма (2.28) поясняется схемой рисунок 2.10 (подробно показана схема «опережающего» канала). В соответствии с (2.28) в каждом канале (Δ и $-\Delta$) отсчеты наблюдений x_i и y_i перемножаются с отсчетами I_i и Q_i опорных квадратурных сигналов. Затем синфазные составляющие компонент I и Q объединяются с последующим интегрированием на интервале когерентного накопления, образуя синфазную корреляцию z_1 . Аналогично обрабатываются наблюдения в квадратурном канале, образуя квадратурную корреляцию z_2 . Сигнал ошибки Z_d на выходе дискриминатора образуется путём сравнения модулей корреляции каналов Δ и $-\Delta$.

При малом временном сдвиге Δ возможна асимптотически точная реализация оптимального алгоритма некогерентного слежения за задержкой *MSK*-сигнала. На практике обычно выбирается $\Delta = T / 4$ [1].

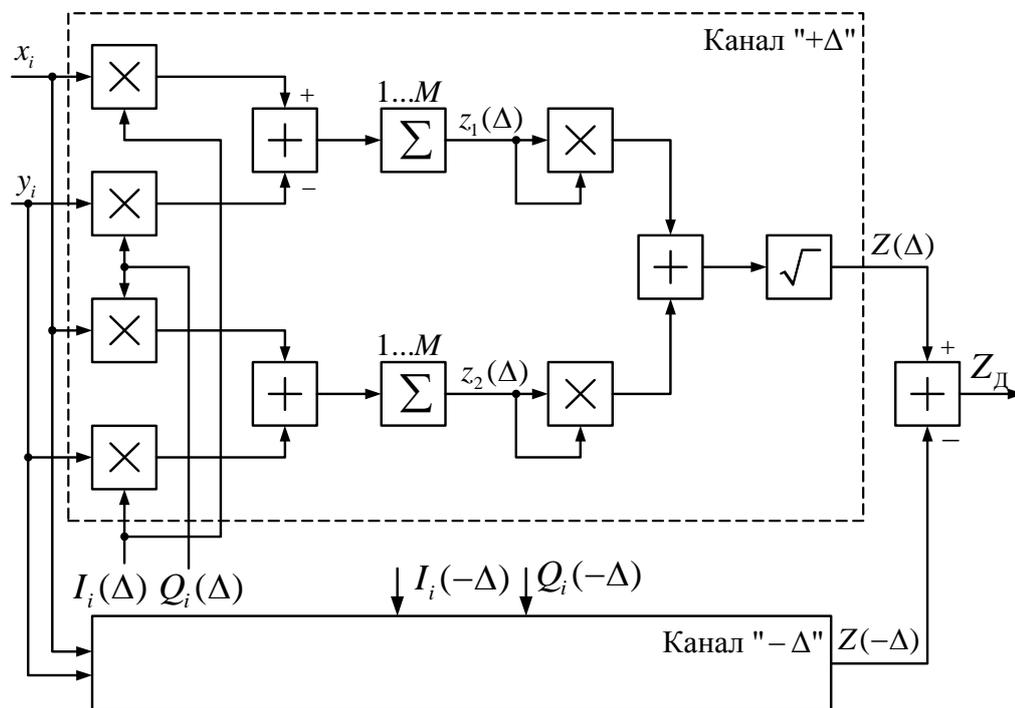


Рисунок 2.10 – Структура некогерентного временного дискриминатора *MSK*-сигнала

2.5.2. Некогерентный временной дискриминатор двухкомпонентного *MSK*- сигнала

Структура некогерентного временного дискриминатора двухкомпонентного *MSK*-сигнала (2.10) поясняется схемой на рисунке 2.11. Алгоритм (2.28) в этом случае преобразуется к виду:

$$Z_D = Z(\Delta) - Z(-\Delta), \quad Z(\pm\Delta) = \sqrt{z_1^2(\pm\Delta) + z_2^2(\pm\Delta)},$$

$$z_1(\pm\Delta) = u_1(\pm\Delta) - \hat{D}w_1(\pm\Delta), \quad u_1(\pm\Delta) = \sum_{i=1}^M x_i I_i(\pm\Delta), \quad w_1(\pm\Delta) = \sum_{i=1}^M y_i Q_i(\pm\Delta), \quad (2.29)$$

$$z_2(\pm\Delta) = u_2(\pm\Delta) + \hat{D}w_2(\pm\Delta), \quad u_2(\pm\Delta) = \sum_{i=1}^M y_i I_i(\pm\Delta), \quad w_2(\pm\Delta) = \sum_{i=1}^M x_i Q_i(\pm\Delta),$$

$$\hat{D} = \text{sign}[w_1(0)u_1(0) + w_2(0)u_2(0)]. \quad (2.30)$$

где $u_1(\tau)$, $u_2(\tau)$, $w_1(\tau)$, $w_2(\tau)$ – квадратурные корреляции в «опережающем» и «задержанном» каналах дискриминатора (при $\tau = \Delta$ и $\tau = -\Delta$), а также в «синхронном» канале ($\tau = 0$). Последний на схеме не показан, т.к. входит в состав фазового дискриминатора системы слежения за фазой [1].

В соответствии с (2.29) синфазные корреляции u_1 и w_1 компонент I и Q каждого канала (Δ и $-\Delta$) объединяются с использованием оценки \hat{D} (2.30) текущего бита данных. Аналогично объединяются квадратурные корреляции u_2 и w_2 компонент I и Q каналов Δ и $-\Delta$. В остальном алгоритм (2.29) не отличается от алгоритма (2.28).

Возможность формирования оценки \hat{D} обусловлена тем, что начальные фазы пилотной и информационной компонент сигнала отличаются на известную величину $\pi/2$. Благодаря этому корреляции u_1 и u_2 компоненты I используются в качестве опорных для демодуляции текущего бита данных: квазисинхронное детектирование компоненты Q .

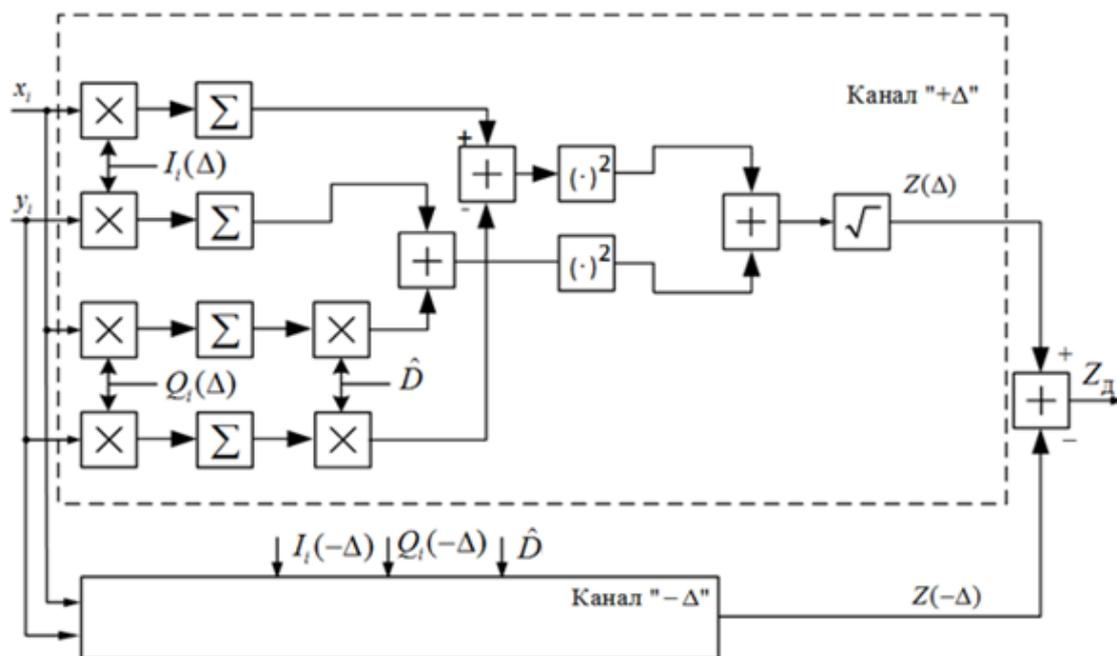


Рисунок 2.11 – Структура некогерентного временного дискриминатора двухкомпонентного MSK-сигнала

Структурная схема некогерентного временного дискриминатора на рисунке 2.11 применима как для двухкомпонентного *MSK*-сигнала, так и для сигнала формата *MSK-BOC(2l) /MSK(2l)*. В последнем случае временной сдвиг Δ выбирается из условия $\Delta \leq T / 8l$.

2.5.3. Когерентный временной дискриминатор *MSK*- сигнала, модулированного данными

В режиме слежения за фазой сигнала возможно когерентное (синхронное) детектирование, в результате которого выделяются квадратурные видеочастотные компоненты $I(t - \hat{\tau}_c)$ и $Q(t - \hat{\tau}_c)$. Систему слежения за указанными видеосигналами называют *когерентной*, как и временной дискриминатор, который в ней используется. В этом случае используется временной дискриминатор, реализующий алгоритм [13]:

$$Z_d = f(z_1)z_2, \quad z_1 = \sum_{i=1}^M (x_i I_i - y_i Q_i), \quad z_2 = \sum_{i=1}^M d_i (x_i Q_i + y_i I_i), \quad (2.31)$$

Структура оптимального алгоритма (2.31) поясняется схемой рисунок 2.13, где обозначение $f(\bullet)$ соответствует функциональному преобразователю с характеристикой $f(x)$, $d_i = d(t_i - \hat{\tau}_c)$, $I_i = I(t_i - \hat{\tau}_c)$ и $Q_i = Q(t_i - \hat{\tau}_c)$ – соответственно отсчеты опорной ПСП и опорных квадратурных сигналов. В отсутствие цифровой модуляции ШПС, когда $D(t) = \text{const}(t) = 1$, характеристика $f(x) \equiv 1$. Оптимальный когерентный дискриминатор в отсутствие цифровой модуляции – верхний канал схемы на рисунке 2.12.

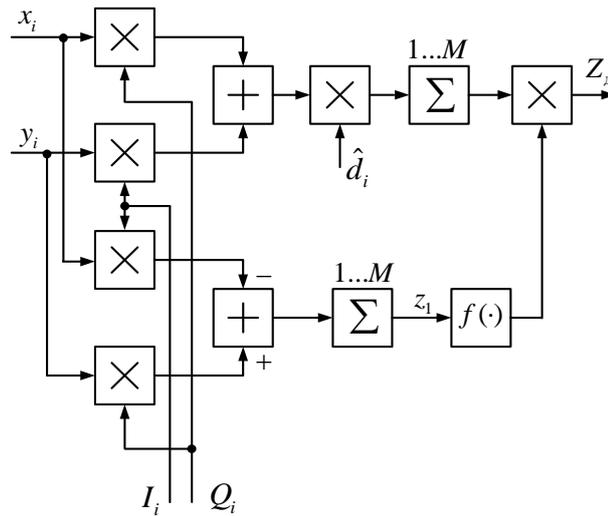


Рисунок 2.12 – Структура когерентного временного дискриминатора *MSK*-сигнала

Особенностью схемы когерентного временного дискриминатора является то, что синхронный детектор (на схеме не показан) содержит два квадратурных канала для выделения видеочастотных сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ с элементами вида *полуволны косинуса* длительностью T . В соответствии с (2.31) отсчеты наблюдений x_i и y_i с выходов синхронного детектора перемножаются с отсчетами I_i и Q_i опорных квадратурных сигналов. Затем синфазные составляющие компонент I и Q объединяются с последующим интегрированием на интервале когерентного накопления, образуя синфазную корреляцию z_1 (нижний канал схемы). Последняя предназначена для формирования оценки $\hat{D} = f(z_1)$ текущего информационного бита, которая используется для снятия инверсной модуляции с сигнала ошибки. Время интегрирования в когерентном дискриминаторе с обратной связью по решению определяется длительностью бита: $MT_d = T_B$.

Наблюдения в квадратурном канале обрабатываются аналогично, за исключением дополнительного умножения наблюдений на элементы d_i частотного кода. Сигнал ошибки Z_d на выходе дискриминатора образуется путём умножения квадратурной корреляции z_2 на оценку \hat{D} текущего информационного бита.

2.5.4. Когерентный временной дискриминатор двухкомпонентного MSK- сигнала

Структурная схема когерентного временного дискриминатора для шумоподобного MSK -сигнала с пилотной и информационной компонентами (1.23) приведена на рисунке 2.13 [25].

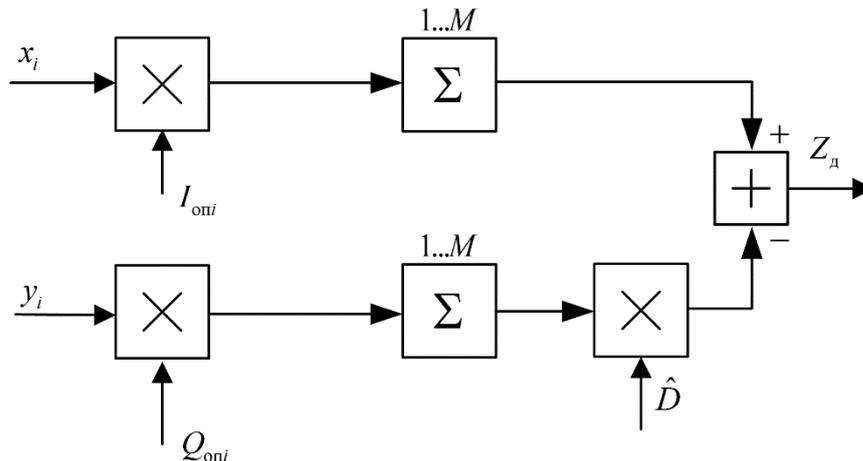


Рисунок 2.13 – Структурная схема временного дискриминатора сигналов MSK-BOC

Как и в схеме на рисунке 2.13, отсчеты наблюдений x_i и y_i поступают с выходов синхронного детектора. Квадратурные составляющие x_i и y_i перемножаются с отсчётами опорных сигналов $I_{опi}$ и $Q_{опi}$ соответственно. Верхний канал схемы представляет когерентный дискриминатор для пилотной компоненты, а нижний канал – когерентный дискриминатор для информационной компоненты. Результаты перемножения интегрируются на интервалах когерентного накопления, образуя сигнал ошибки на текущем цикле:

$$Z_{д1} = \sum_{i=1}^M x_i I_{опi}, \quad Z_{д2} = \sum_{i=1}^M y_i Q_{опi}, \quad Z_{д} = Z_{д1} - \hat{D} Z_{д2}. \quad (2.32)$$

Оценка \hat{D} текущего информационного бита формируется демодулятором системы слежения за фазой и используется для снятия инверсной модуляции с сигнала ошибки. Отсчёты сигнала ошибки (2.32) на выходе дискриминатора запоминаются на $T_{ц}$ и далее поступают на петлевой фильтр и формирователь

опорных сигналов ССЗ (на схеме не показаны). После считывания текущих отсчётов интеграторы сбрасываются на нуль и переходят к формированию следующих отсчётов.

Для оптимального когерентного дискриминатора опорные сигналы с точностью до амплитуды совпадают с производными от соответствующих квадратурных сигналов:

$$I_{\text{оп}}(t) = I'(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k S_0'(t - kT), \quad Q_{\text{оп}}(t) = Q'(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k S_0'(t - kT - T_m / 4), \quad (2.33)$$

$$S_0'(t) = \frac{2l\pi}{T} \cos\left(\frac{2l\pi}{T}t + l\pi\right), \quad S_0'(t - T_m / 4) = -\frac{2l\pi}{T} \sin\left(\frac{2l\pi}{T}t + l\pi\right),$$

где $S_0'(t)$ – производная от функции, описывающей элемент ШПС (1.20).

Для двухкомпонентного *MSK*-сигнала с пилотной и информационной компонентами (при $l = 0.5$) структурная схема когерентного временного дискриминатора (рисунок 2.13) совпадает со схемой, приведенной на рисунке 2.12. Для двухкомпонентного *MSK-BOC*-сигнала сложность реализации когерентного временного дискриминатора возрастает с ростом l . Сигналы формата *MSK-BOC(2)* (при $l = 1$) привлекательны тем, что позволяют максимально упростить реализацию когерентного временного дискриминатора. Хотя число локальных максимумов АКФ такого сигнала равно 3, характеристика временного дискриминатора не содержит «ложных» нулей [25].

2.5.5. Структурная схема когерентной системы слежения за задержкой двухкомпонентного *MSK*-сигнала

Структурная схема когерентной ССЗ двухкомпонентного *MSK*-сигнала представлена на рисунке 2.14.

Принятая реализация (отсчеты v_i) перемножается с опорными сигналами $\cos \omega_0 t$ и $\sin \omega_0 t$, синфазными с пилотной и информационной компонентами

принятого ШПС. Результат синхронного детектирования представляет собой аддитивную смесь квадратурных видеочастотных компонент $I(t)$ и $Q(t)$ и дискретного белого шума. Составляющая удвоенной частоты ω_0 устраняется в процессе последующего интегрирования.

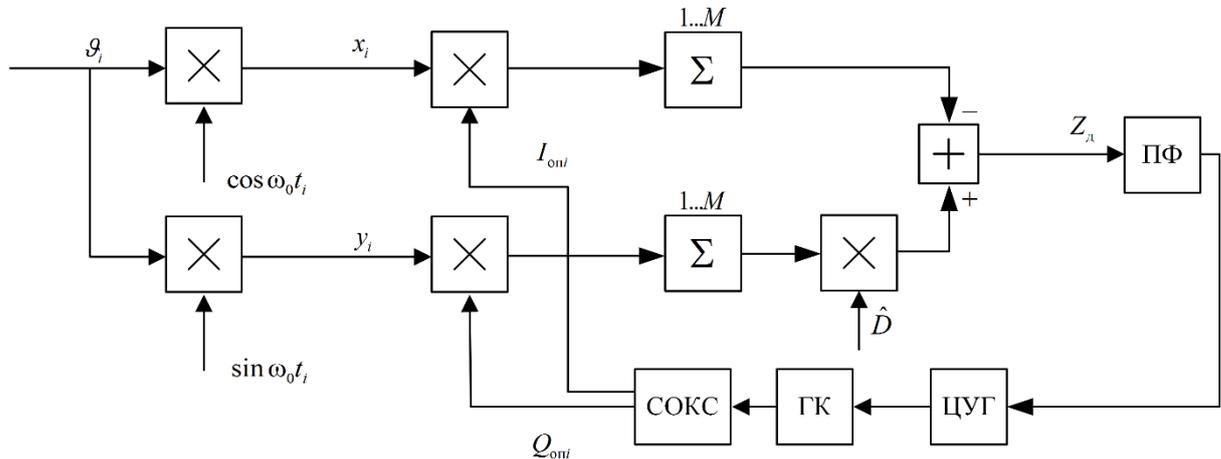


Рисунок 2.14 – Структурная схема когерентной ССЗ двухкомпонентного *MSK*-сигнала

Отсчеты наблюдений x_i и y_i с выходов синхронного детектора перемножаются с отсчётами опорных сигналов I_{opt} и Q_{opt} (2.33). Результаты перемножения интегрируются на интервалах когерентного накопления. Функции цифрового интегратора выполняет накапливающий сумматор со сбросом (цепи сброса на рисунке не показаны).

Верхний канал схемы представляет когерентный дискриминатор для пилотной компоненты, а нижний канал – когерентный дискриминатор для информационной компоненты.

В перемножителе дискриминатора для информационной компоненты полученный сигнал ошибки перемножается с оценкой \hat{D} текущего информационного бита, которая формируется демодулятором системы слежения за фазой. Благодаря этому исключается влияние модуляции сигнала данными на формирование сигнала ошибки.

Сигналы ошибки с выходов обоих каналов дискриминатора объединяются в соответствии с (2.32), образуя сигнал ошибки на текущем цикле,

пропорциональный временному рассогласованию принятого и опорных ШПС. Отсчеты Z_{dj} запоминаются на время $T_{ц}$, определяющее шаг фильтрации, и поступают на петлевой фильтр (ПФ), цифровой управляемый генератор (ЦУГ) тактовой частоты, генератор кода (ГК) и синтезатор опорных квадратурных сигналов (СОКС), представляющие собой сглаживающие цепи и исполнительное устройство ССЗ. В моменты $t = jT_{ц}$ ($j=1,2,\dots$) интеграторы сбрасываются и начинает формироваться последующий отсчёт сигнала ошибки.

Петлевой фильтр ПФ сглаживает флуктуации сигнала ошибки, формируя управляющий сигнал для цифрового управляемого генератора (ЦУГ). Сигнал тактовой частоты $f_{т} = 2/T$, формируемый ЦУГ поступает на вход генератора кода (ГК). Формируемая генератором кода кодовая последовательность $d(t)$ поступает на вход синтезатора опорных квадратурных сигналов (СОКС), определяя знак приращения фазы $\pi/2$ на интервалах, равных длительности $T/2$ элемента частотного кода.

С выходов синтезатора опорные квадратурные сигналы $I_{оп}(t)$ и $Q_{оп}(t)$ поступают на входы перемножителей когерентного временного дискриминатора, а сигналы $I(t)$ и $Q(t)$ - на входы перемножителей ФД системы слежения за фазой.

Выводы по главе 2

1. Автономная (внутрисистемная) синхронизация опорных станций широкополосной РНС обеспечивает возможность временного разделения сигналов, принимаемых бортовыми станциями, без ограничения рабочей зоны РНС.

2. В режиме автономной синхронизации неопределённость по времени запаздывания ШПС определяется длительностью цикла излучения опорных станций. Минимальное время поиска достигается при параллельном анализе области неопределенности с шагом, равным половине длительности элемента ПСП.

3. Алгоритмы параллельного поиска шумоподобных *MSK*-сигналов с равновесовой поэлементной обработкой обеспечивают существенные преимущества в реализации по сравнению с оптимальным алгоритмом, позволяя снизить требования к быстродействию элементной базы за счёт исключения операций умножения.

4. Время поиска для алгоритмов с равновесовой поэлементной обработкой *MSK*-сигналов всего лишь на одну посылку T_{Π} превышает время, требуемое для оптимальной процедуры параллельного (M -канального) поиска.

5. При наличии сильного сигнала близкой ОС время поиска может быть сокращено примерно на порядок за счёт поиска сигналов других ОС в «узком» интервале задержек.

6. По завершении поиска реализуется двухступенчатый алгоритм слежения за задержкой ШПС: некогерентная ССЗ на начальном этапе и когерентная ССЗ на втором этапе (основной режим кодовой синхронизации).

7. Сигналы формата *MSK-BOC(2)* позволяют максимально упростить реализацию когерентного временного дискриминатора, исключив «ложные» нули дискриминационной характеристики.

Глава 3. Помехоустойчивость алгоритмов поиска и слежения за задержкой шумоподобных *MSK*-сигналов

3.1. Помехоустойчивость алгоритмов поиска шумоподобных *MSK*-сигналов

3.1.1. Вероятность аномальных ошибок поиска

Качественные показатели рассмотренных в гл. 2 алгоритмов поиска характеризуются вероятностью $P_{\text{ош}}$ аномальных ошибок, превышающих по абсолютной величине половину шага поиска Δ , а также временем поиска $t_{\text{п}}$. Вместо вероятности $P_{\text{ош}}$ можно использовать вероятность правильного окончания поиска $P_{\text{пр}} = 1 - P_{\text{ош}}$. При длине кодовых последовательностей $N \gg 1$ уровень боковых лепестков АКФ сигнала пренебрежимо мал. В этом случае задачу поиска можно свести к задаче распознавания M ортогональных сигналов со случайной фазой.

Для алгоритмов, использующих только когерентное накопление, при высоких требованиях к достоверности поиска вероятность ошибки может быть определена по формуле [1]

$$P_{\text{ош}} = 1 - 2 \int_0^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + q^2}{2}\right) I_0(qx) Q(x, q) \left[1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\right]^{M-2} dx, \quad (3.1)$$

$$Q(x, v) = \int_0^x y \exp\left(-\frac{y^2 + v^2}{2}\right) I_0(vy) dy,$$

где $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка; $Q(x, v)$ – Q -функция Маркума (интегральное распределение Рэля-Райса);

$q = q_0 R(\Delta / 2)$, $q_0 = \sqrt{\frac{2\eta_p P_c}{N_0} T_k}$ – отношение сигнал/шум на интервале T_k

когерентного накопления в «синхронном» канале (ошибка синхронизации равна нулю); M – число ячеек поиска; η_p – потери из-за равновесовой обработки (0.9дБ);

$R(\Delta / 2)$ – значение нормированной автокорреляционной функции при $\tau = \Delta / 2$.

Формула (3.1) определяет вероятность ошибки в худшем случае (верхнюю границу), когда по завершении поиска погрешность кодовой синхронизации составляет половину от шага поиска.

В том случае, когда по завершении поиска с вероятностью $P_{\text{пр}} = 1 - P_{\text{ош}}$ устанавливается идеальная кодовая синхронизация (наиболее благоприятный случай) формула для вероятности ошибки преобразуется к виду [4]

$$P_{\text{ош}} = 1 - \int_0^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + q^2}{2}\right) I_0(qx) \left[1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\right]^{M-1} dx, \quad (3.2)$$

где q – отношение сигнал/шум в «синхронном» канале ($R(0) = 1$).

Для алгоритмов, использующих смешанное когерентно-некогерентное накопление, при высоких требованиях к достоверности поиска вероятность ошибки может быть определена по формулам [4]

$$P_{\text{ош}} \cong 1 - \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \Phi(x) \Phi^{M-2}(x+q) dx, \quad (3.3)$$

$$P_{\text{ош}} \cong 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \Phi^{M-1}(x+q) dx, \quad (3.4)$$

где $\Phi(x)$ – интеграл вероятности; $q = \eta_n \sqrt{n} q_0 R(\Delta/2)$, $q_0 = \sqrt{\frac{2\eta_p P_c}{N_0}} T_k$ – отношение сигнал/шум на интервале T_k когерентного накопления в «синхронном» канале (ошибка синхронизации равна нулю); n – число некогерентно суммируемых корреляций; η_n – проигрыш в отношении сигнал/шум из-за некогерентного накопления.

Формулы (3.3), (3.4) определяют вероятность ошибки для случаев $\tau = \Delta/2$ и $\tau = 0$ соответственно (во втором случае q – отношение сигнал/шум в «синхронном» канале: $R(0) = 1$).

Формулы (3.1)–(3.4) записаны в предположении, что число «сигнальных» ячеек равно либо 2 (формулы (3.1),(3.3)), либо 1 (формулы (3.2),(3.4)). Оправданность такого допущения обусловлена тем, что боковые лепестки нормированной АКФ не превышают значения $1/\sqrt{N}$ по модулю, а общее число ячеек $M \gg 1$.

Ограничение интервала когерентного накопления обусловлено модуляцией сигнала данными. Максимально возможный интервал когерентного накопления равен длительности бита данных: $T_k = T_D = LT_n$, где L – число периодов кода на интервале T_D . В отсутствие модуляции сигнала данными интервал T_k ограничен лишь потерями из-за неидеальности когерентного накопления вследствие доплеровского сдвига частоты.

При отношении сигнал/шум на интервале когерентного накопления $q_0 \geq 10$ дБ проигрыш η_n не превышает 3 дБ и определяется выражением [1]:

$$\eta_n \approx 1 + \frac{1}{4q_0^2} - \frac{\sqrt{\pi/2}}{q_0}. \quad (3.5)$$

Для сигнала с модуляцией данными время когерентного накопления T_k выбирается исходя из требования малых потерь из-за некогерентности накопления – с одной стороны, и малых потерь из-за влияния доплеровского сдвига частоты – с другой стороны. Так при значении параметра $2P_c/N_0 = 19$ дБГц, определяющего энергопотенциал приёмного канала при пороговом отношении сигнал/шум на входе -40 дБ, и времени интегрирования $T_k = 122$ мс отношение сигнал/шум равно 10 дБ. При этом потери η_n из-за некогерентного накопления составят около 0,5 дБ. В этом случае необходимая достоверность поиска достигается за счет дополнительного некогерентного накопления, т.е. время анализа $T_a = nT_k$.

3.1.2. Помехоустойчивость алгоритма поиска *MSK*-сигнала, модулированного данными

Оценим вероятность $P_{\text{ош}}$ аномальных ошибок для рассмотренного в п. 2.4.4 алгоритма поиска *MSK*-сигнала, модулированного данными. В этом случае число ячеек поиска составляет $M = 2T_{\text{ц}}/T$ (поиск на интервале $T_{\text{ц}}$ с шагом $T/2$).

При прямоугольной аппроксимации косинусного чипа *MSK*-сигнала нормированная автокорреляционная функция определяется выражением [1]

$$R(\tau) = \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\pi}{2T}\tau\right), & |\tau| \leq T, \\ 0, & |\tau| > T. \end{cases} \quad (3.6)$$

Значение АКФ при $\tau = \Delta/2$ равно $R(\Delta/2) \approx 0.8$.

На рисунке 3.1 представлены графики зависимостей вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ от отношения сигнал/шум на интервале когерентного накопления q_0 , рассчитанных по формулам (3.3), (3.4) (кривые 1 и 2 соответственно). Приведенные зависимости соответствуют условиям: число ячеек поиска $M = 266110$ ($N = 2047$, $K = 65$), число циклов некогерентного накопления $n = 10$.

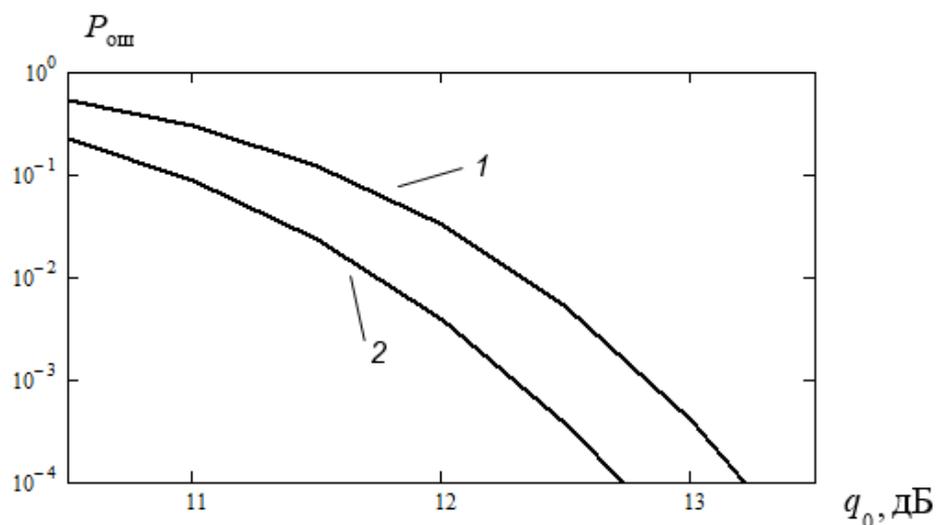


Рисунок 3.1 – Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

Как видно из рисунка (кривая 1), для обеспечения приемлемых значений вероятности $P_{\text{ош}} < 10^{-3}$ требуемое отношение сигнал/шум q_0 составляет около 13 дБ. При полосе приёмного тракта 0.5 МГц это соответствует отношению сигнал/шум на входе минус 40 дБ.

Время поиска для рассмотренной процедуры минимально возможное и равно $t_{\text{п}} = nT_{\text{ц}}$, где n – число суммируемых не когерентно результатов интегрирования, полученных на каждом цикле. В рассмотренном примере длительность цикла $T_{\text{ц}} = 0.5$ с, а время поиска $t_{\text{п}} = 5$ с.

На рисунке 3.2 представлены графики зависимостей вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ от отношения сигнал/шум q_0 , рассчитанных по формулам (3.3), (3.4) (кривые 1 и 2 соответственно) для условий: число ячеек поиска $M = 820$ (поиск в узком интервале задержек, равном 2мс) число циклов некогерентного накопления $n = 4$.

Символами \bullet , \blacksquare (для соответствующих кривых 1 и 2) обозначены результаты статистического моделирования при числе испытаний 10^4 .

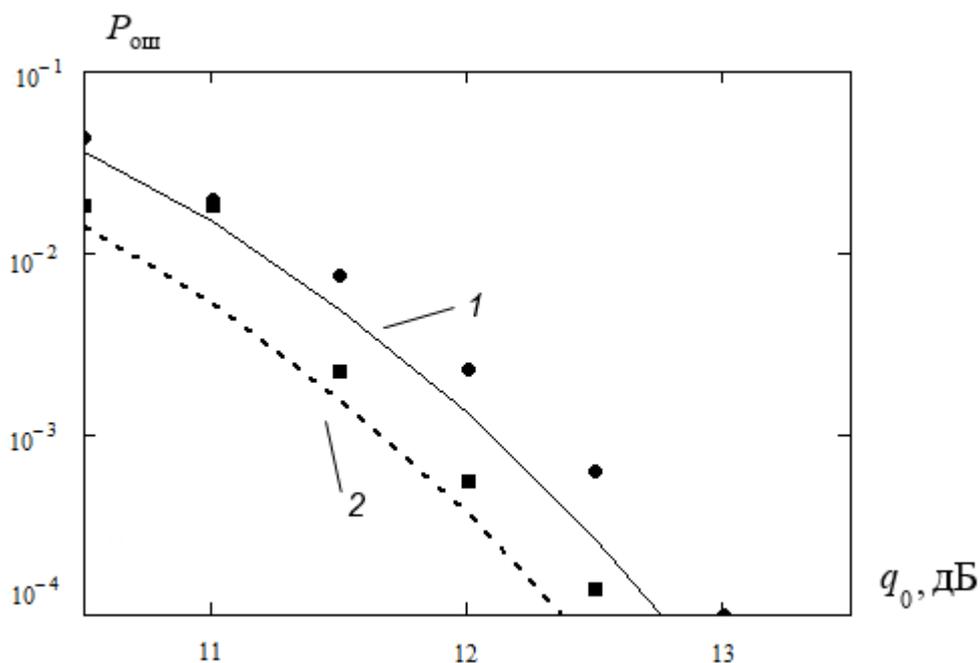


Рисунок 3.2 – Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

Как видно из рисунка, результаты статистического моделирования с достаточной точностью совпадают с аналитическими результатами. Для

обеспечения приемлемых значений вероятности $P_{\text{ош}} < 10^{-3}$ (кривая 1) требуемое отношение сигнал/шум q_0 составляет не менее 12 дБ. При полосе приёмного тракта 0.5 МГц это соответствует отношению сигнал/шум на входе минус 40 дБ. Время поиска для рассмотренной процедуры минимально возможное и равно $4T_{\text{ц}} = 2$ с.

При незначительном проигрыше в помехоустойчивости (0.9дБ) рассмотренный алгоритм параллельного поиска шумоподобного *MSK*-сигнала обеспечивает существенные преимущества в реализации по сравнению с оптимальным алгоритмом, позволяя снизить требования к быстродействию элементной базы за счёт исключения операций умножения.

3.1.3. Помехоустойчивость алгоритма поиска двухкомпонентного *MSK*-сигнала

Оценим вероятность $P_{\text{ош}}$ аномальных ошибок для рассмотренного в п. 2.4.5 алгоритма поиска *MSK*-сигнала с пилотной и информационной компонентами. Как и для *MSK*-сигнала без пилотной компоненты число ячеек поиска составляет $M = 2T_{\text{ц}}/T$ (поиск на интервале $T_{\text{ц}}$ с шагом $T/2$).

Оптимальным межцикловым накопителем для *I*-компоненты является когерентный накопитель, а для *Q*-компоненты – квазикогерентный накопитель с обратной связью по решению [2].

Используя (2.13), (2.14), для отношения сигнал/шум на выходе межциклового накопителя синхронного канала запишем:

$$q = \frac{\sqrt{(\overline{z_1})^2 + (\overline{z_2})^2}}{\sigma_z} \quad (3.7)$$

где $\overline{z_1}$ и $\overline{z_2}$ – средние значения (математические ожидания) квадратурных корреляций $z_1 = u_1 - w_1$ и $z_2 = u_2 + w_2$ при $\tau = \tau_c$; σ_z – среднеквадратическое отклонение каждой из указанных статистик.

Для средних значений статистик z_1 и z_2 запишем

$$\begin{aligned}\bar{z}_1 &= \bar{u}_1 + \bar{w}_1 = \frac{nE}{2} \left(1 + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \overline{\hat{D}_i D_i} \right) \cos \varphi, \\ \bar{z}_2 &= \bar{u}_2 + \bar{w}_2 = \frac{nE}{2} \left(1 + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \overline{\hat{D}_i D_i} \right) \sin \varphi,\end{aligned}\tag{3.8}$$

где $E/2$ – энергия каждой из компонент сигнала (пилотной и информационной) на интервале $T_k = LT_n$ когерентного накопления; D_i – истинное значение текущего бита (неизвестное на приёмной стороне), \hat{D}_i – его оценка, определяемая в соответствии с (2.14).

Произведение $\hat{D}_i D_i = -1$ в (3.8) лишь в том случае, если оценка \hat{D}_i неверна, т.е. с вероятностью ошибки P_i в оценке текущего бита. С учётом равной вероятности значений 1 и -1 информационного символа среднее значение

$$\overline{\hat{D}_i D_i} = 1 - 2P_i = 2F(b_i) - 1,\tag{3.9}$$

$$b_i = \frac{\bar{v}_i}{\sigma_{v_i}}, \quad v_i = I_{2i} I_1(i) - Q_{2i} Q_1(i),$$

где v_i – статистика, определяющая аргумент знаковой функции в (2.14); \bar{v}_i и $\sigma_{v_i}^2$ – среднее значение и дисперсия указанной статистики; $F(x) = \int_{-\infty}^x w(v) dv$ – интегральное распределение случайной величины $v_i = v$.

В общем случае нахождение распределения $w(v_i)$ представляет весьма сложную задачу. Для практических приложений можно воспользоваться нормальной аппроксимацией распределения $w(v_i)$. В этом случае для среднего значения (3.9) можем записать

$$\overline{\hat{D}_i D_i} = 1 - 2P_i \approx 2\Phi(b_i) - 1,$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$ – табулированный интеграл вероятности. Точное

равенство имеет место в асимптотическом случае, когда отношение сигнал/шум на

выходе пилотного канала накопителя $q_1 \rightarrow \infty$, а в информационном канале используется алгоритм накопления с постобработкой, при котором оценка информационного символа формируется на основе результатов когерентного накопления в пилотном канале на всём интервале наблюдения $nT_{ц}$.

Используя последнее соотношение для среднего значения произведения $\hat{D}_i D$, перепишем (3.8) в виде

$$\begin{aligned}\bar{z}_1 &= E \cos \varphi \sum_{i=1}^n \Phi(b_i), \\ \bar{z}_2 &= E \sin \varphi \sum_{i=1}^n \Phi(b_i),\end{aligned}\tag{3.10}$$

Учитывая, что умножение шумовой составляющей на $\hat{D}_i = \pm 1$ не влияет на её статистические характеристики, для дисперсий статистик z_1 и z_2 запишем

$$\sigma_z^2 = \frac{nEN_0}{2},\tag{3.11}$$

где $N_0 / 2$ – спектральная плотность белого шума.

Подставив (3.10), (3.11) в формулу (3.7) для параметра q (отношения сигнал/шум на выходе синхронного канала), находим

$$q \approx q_0 \sqrt{\sum_{i=1}^n \Phi(b_i)},\tag{3.12}$$

где $q_0 = \sqrt{2E / N_0}$ – отношение сигнал/шум в «синхронном» канале (ошибка синхронизации равна нулю) по обеим компонентам (пилотной и информационной). Точное равенство в (3.12) имеет место в асимптотическом случае, когда отношение сигнал/шум $q_0 \rightarrow \infty$.

Для нахождения параметра b_i (3.9) воспользуемся известными соотношениями для основных числовых характеристик произведения и суммы некоррелированных случайных величин. Некоррелированность статистик обусловлена ортогональностью опорных сигналов.

Тогда для среднего значения и дисперсии статистики v_i запишем[4]

$$\begin{aligned}\bar{v}_i &= m_1 M_{1i} - m_2 M_{2i} = i(E/2)^2, \\ \sigma_{vi}^2 &= \sigma^2 \sigma_i^2 + m_1^2 \sigma_i^2 + M_{1i}^2 \sigma^2 + \sigma^2 \sigma_i^2 + m_2^2 \sigma_i^2 + M_{2i}^2 \sigma^2 = \\ &= i\sigma^4 + i\sigma^2 E^2 / 4 + i^2 E^2 \sigma^2 / 4 = i(E\sigma/2)^2 \left(1 + i + \frac{4\sigma^2}{E^2} \right),\end{aligned}\quad (3.13)$$

где $m_1 = \bar{I}_{2i} = (E \cos \varphi)/2$, $M_{1i} = \bar{I}_1(i) = (iE \cos \varphi)/2$, $m_2 = \bar{Q}_{2i} = (E \sin \varphi)/2$,

$$M_{2i} = \bar{Q}_1(i) = (iE \sin \varphi)/2, \quad \sigma^2 = \text{var}(I_{2i}) = \text{var}(Q_{2i}) = \frac{EN_0}{4},$$

$\sigma_i^2 = \text{var}\{I_1(i)\} = \text{var}\{Q_1(i)\} = i\sigma^2 = \frac{iEN_0}{4}$ – числовые характеристики

соответствующих статистик (без индекса i для информационного канала и с индексом - для пилотного канала).

Используя (3.9), (3.13), находим параметр

$$b_i = \sqrt{\frac{i}{2}} q_0 \frac{1}{\sqrt{1 + i + 2/q_0^2}}. \quad (3.14)$$

На рисунке 3.3 представлены результаты расчёта с использованием формул (3.10): зависимости отношения q сигнал/шум на выходе синхронного канала от числа n циклов квазикогерентного накопления при отношении сигнал/шум $q_0 = 5$ дБ и $q_0 = 10$ дБ. Кривые 1 соответствуют использованию только пилотной компоненты сигнала, а кривые 2 – использованию обеих компонент. Там же приведены зависимости $q(n)$ для алгоритма накопления с постобработкой (кривые 3), использующего результаты когерентного накопления на всём интервале наблюдения $nT_{\text{ц}}$. Символами Δ отмечены результаты статистического моделирования рассмотренного алгоритма накопления при числе испытаний 10^4 (кривая 2).

Как видно из рисунков, оба алгоритма (с накоплением в реальном времени и с постобработкой) практически равноценны по помехоустойчивости (проигрыш первого алгоритма не превышает 0.2 дБ при отношении сигнал/шум $q_0 = 5$ дБ). Эффективность рассмотренного алгоритма межпериодного накопления с использованием обеих сигнальных компонент возрастает по мере увеличения

отношения сигнал/шум q_0 : при $n = 10$ и значениях $q_0 = 5$ дБ и $q_0 = 10$ дБ проигрыш в помехоустойчивости по сравнению с оптимальным алгоритмом составляет около 0,5 дБ и 0,1 дБ соответственно. Алгоритм накопления с использованием только пилотной компоненты заметно проигрывает в помехоустойчивости алгоритму накопления с использованием обеих компонент сигнала: при $n \geq 10$ проигрыш составляет около 3 дБ.

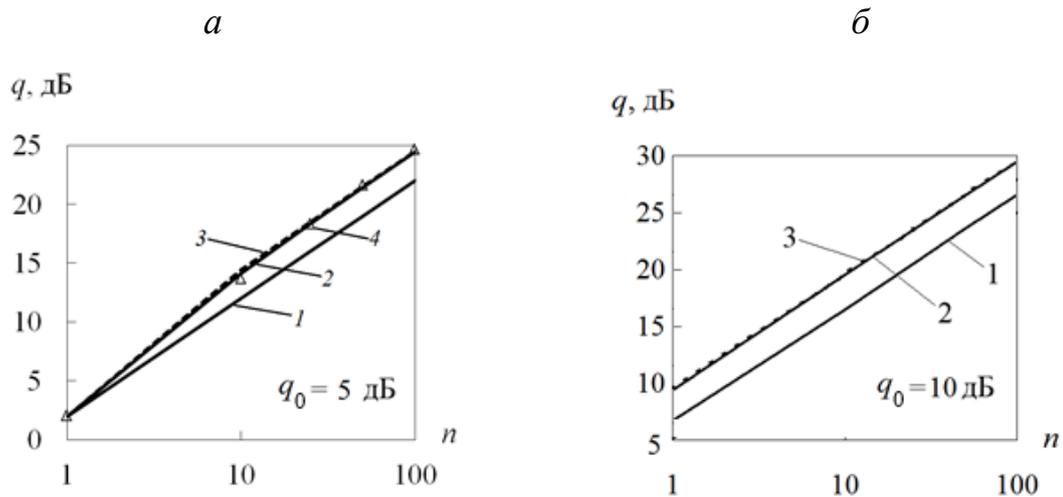


Рисунок 3.3 – Зависимости отношения сигнал/шум на выходе синхронного канала от числа циклов накопления.

На рисунке 3.4 представлены графики зависимостей вероятности $P_{\text{ош}}$ от отношения сигнал/шум на интервале когерентного накопления q_0 , рассчитанных по формулам (3.12), (3.14) (кривые 1 и 2 соответственно) с использованием соотношений (11). Приведенные зависимости соответствуют условиям: число ячеек поиска $M = 266110$ ($N = 2047$, $K = 65$), число циклов некогерентного накопления $n = 10$. Как свидетельствуют результаты анализа, для достижения значений вероятности $P_{\text{ош}} \leq 10^{-3}$ требуемое отношение сигнал/шум $q_0 \geq 10$ дБ (кривая 1).

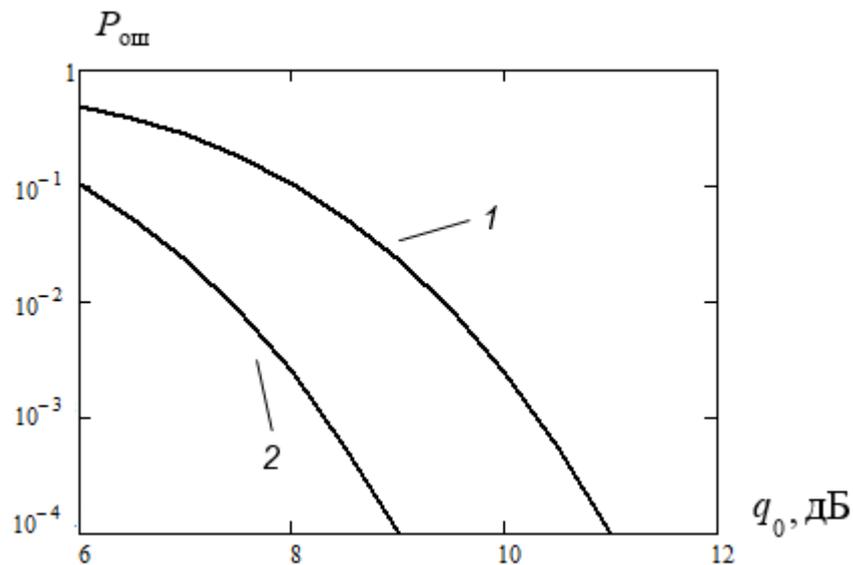


Рисунок 3.4 – Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

Эффективность рассмотренного алгоритма поиска с использованием обеих сигнальных компонент возрастает по мере увеличения отношения сигнал/шум и числа периодов накопления. При значениях указанных параметров, представляющих практический интерес, рассмотренный алгоритм обеспечивает помехоустойчивость, близкую к потенциально достижимой в отсутствие модуляции данными (проигрыш менее 0.2 дБ). Алгоритм поиска с использованием только пилотной компоненты сигнала заметно проигрывает в помехоустойчивости алгоритму с использованием обеих компонент сигнала (при равной мощности сигнальных компонент проигрыш составляет около 3 дБ).

На рисунке 3.5 представлены графики зависимостей вероятности $P_{ош}$ от отношения сигнал/шум q_0 , рассчитанных по формулам (3.3), (3.4) (кривые 1 и 2 соответственно). Приведенные зависимости соответствуют тем же условиям, что и кривые на рисунке 3.4, за исключением применения некогерентного межциклового накопителя для обеих компонент сигнала (см. п.2.4.4).

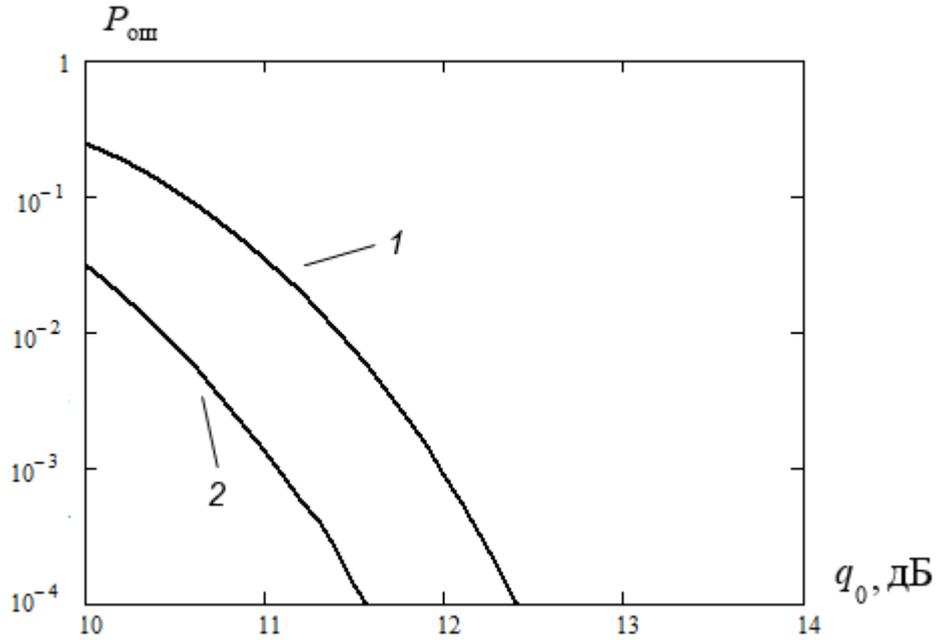


Рисунок 3.5– Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

Как свидетельствуют результаты анализа, для достижения значений вероятности $P_{ош} \leq 10^{-3}$ требуемое отношение сигнал/шум в этом случае составляет около 12 дБ (кривая 1), что соответствует проигрышу около 2 дБ по сравнению с предыдущим случаем (рис 3.4).

3.1.4. Помехоустойчивость алгоритма поиска двухкомпонентного сигнала формата *MSK-BOC(2)/MSK(2)*

Оценим вероятность $P_{ош}$ аномальных ошибок для рассмотренного в п. 2.4.5 алгоритма поиска *MSK*-сигнала с пилотной компонентой *MSK-BOC(2)* и информационной компонентой *MSK(2)*. В этом случае АКФ полного сигнала, полученная сложением АКФ компонент *MSK(2)* и *MSK-BOC(2)* однопиковая (см. рисунок 1.9). Это позволяет осуществить поиск с шагом $T/4$ без риска попадания на провалы АКФ. Число ячеек поиска составляет $M = 4T_{ц}/T$ (поиск на интервале $T_{ц}$ с шагом $T/4$).

При прямоугольной аппроксимации синусных чипов пилотной и информационной компонент *MSK*-сигнала нормированная автокорреляционная функция определяется выражением [4]

$$R(\tau) = \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\pi}{4T}\tau\right), & |\tau| \leq T/2, \\ 0, & |\tau| > T/2. \end{cases} \quad (3.15)$$

Значение АКФ при $\tau = \Delta/2$ равно $R(\Delta/2) \approx 0.8$.

На рисунке 3.6 представлены графики зависимостей вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ от отношения сигнал/шум на интервале когерентного накопления q_0 , рассчитанных по формулам (3.1), (3.2) с использованием (3.13), (3.14) (кривые 1 и 2 соответственно). Приведенные зависимости соответствуют условиям: число ячеек поиска $M = 532220$ ($N = 2047$, $K = 65$), число циклов некогерентного накопления $n = 10$.

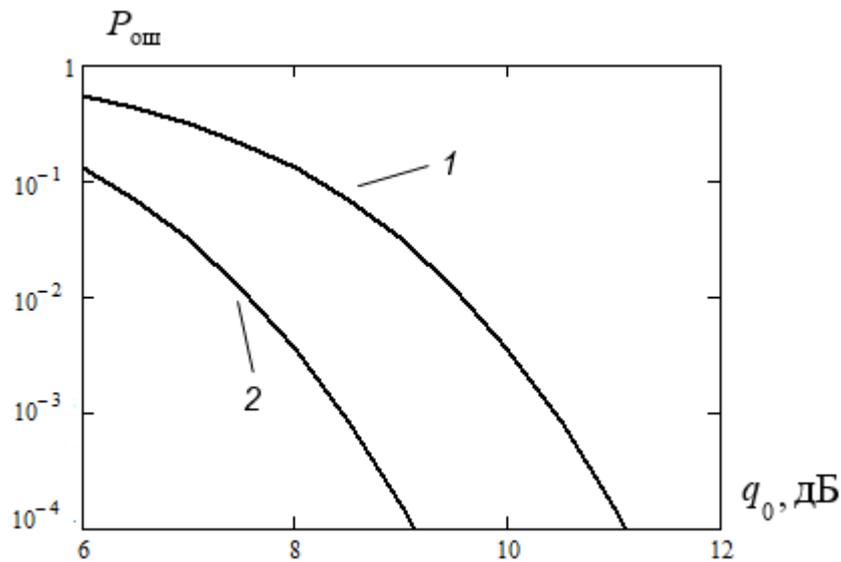


Рисунок 3.6 – Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

Как видно из рисунка (кривая 1), для обеспечения приемлемых значений вероятности $P_{\text{ош}} < 10^{-3}$ требуемое отношение сигнал/шум q_0 составляет не менее 10 дБ.

На рисунке 3.7 представлены графики зависимостей вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ от отношения сигнал/шум q_0 , рассчитанных по формулам (3.1), (3.2) (кривые 1 и 2 соответственно) для условий: число ячеек поиска $M = 820$ (поиск в узком интервале задержек, равном 2мс) число циклов некогерентного накопления $n = 4$.

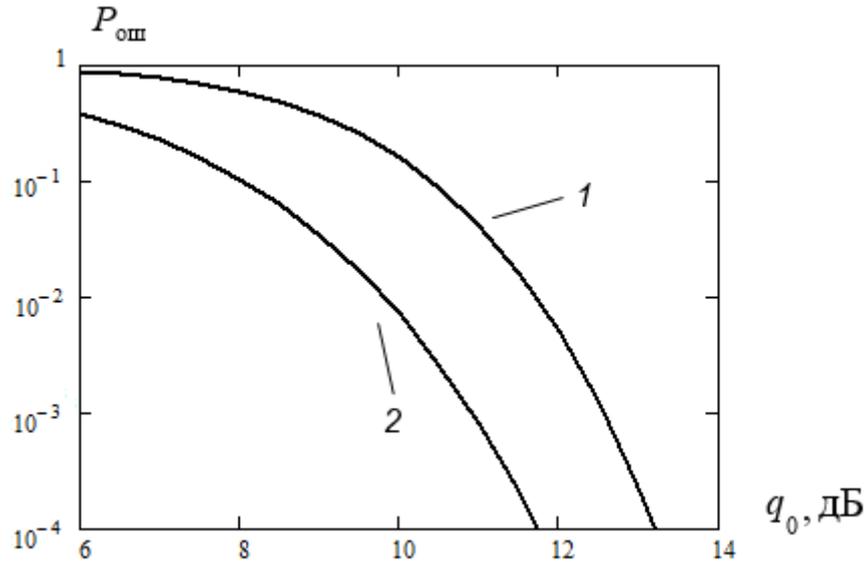


Рисунок 3.7 – Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

Для обеспечения приемлемых значений вероятности $P_{\text{ош}} < 10^{-3}$ (кривая 1) требуемое отношение сигнал/шум q_0 составляет не менее 12 дБ. Время поиска для рассмотренной процедуры минимально возможное и равно длительности цикла $4T_{\text{ц}} = 2$ с.

При незначительном проигрыше в помехоустойчивости (0.9дБ) рассмотренный алгоритм параллельного поиска двухкомпонентного сигнала формата *MSK-BOC(2)/MSK(2)* обеспечивает существенные преимущества в реализации по сравнению с оптимальным алгоритмом, позволяя снизить требования к быстродействию элементной базы за счёт исключения операций умножения.

3.2. Помехоустойчивость алгоритмов слежения за задержкой шумоподобных *MSK*-сигналов

Дисперсия ошибки слежения в установившемся режиме может быть рассчитана по формуле [4]

$$\sigma_{\tau}^2 = 2\sigma_{\tau}^2 F_{\text{ш}} T_{\text{ц}}. \quad (3.16)$$

Здесь σ_{τ}^2 – дисперсия эквивалентных временных флуктуаций; $F_{\text{ш}}$ – шумовая полоса эквивалентной линейной непрерывной системы; $T_{\text{ц}}$ – интервал дискретизации.

При отношении сигнал/шум на интервале когерентного накопления $q_0 \gg 1$ дисперсия эквивалентных временных флуктуаций

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{\sigma_{\text{д}}^2}{k_{\text{д}}^2}, \quad (3.17)$$

где $\sigma_{\text{д}}^2 = \sigma_{\text{д}}^2(0)$ – значение флуктуационной характеристики $\sigma_{\text{д}}^2(\tau)$ при временной расстройке $\tau = 0$, $k_{\text{д}} = \left(\frac{\partial \overline{Z_{\text{д}}(\tau)}}{\partial \tau} \right)_{\tau=0}$ – крутизна дискриминационной характеристики $\overline{Z_{\text{д}}(\tau)}$.

3.2.1. Помехоустойчивость временных дискриминаторов *MSK*-сигнала

Оптимальный когерентный дискриминатор. В общем случае алгоритм формирования сигнала ошибки когерентным дискриминатором можно представить в виде

$$Z_{\text{д}}(\tau) = f[z_1(\tau)]z(\tau), \quad (3.18)$$

где $z_1(\tau)$ и $z(\tau)$ – корреляции, соответствующие синфазным каналам систем фазовой и кодовой синхронизации соответственно; $f(x)$ – функция, определяющая вид характеристики функционального преобразователя, используемого для снятия модуляции данными.

Для ШПС без цифровой модуляции функция $f(z_1) = 1$, и дискриминационная характеристика (ДХ) оптимального алгоритма [4]

$$\overline{Z_{д.опт}}(\tau) = -mLN \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \sin\left(\frac{\pi}{T}\tau\right), \quad |\tau| \leq T. \quad (3.19)$$

где $m = T/T_d$ – число отсчётов квадратурных составляющих наблюдаемой реализации на интервале, равном длительности элемента ШПС.

Дискриминационная характеристика (3.19), нормированная по значению mLN , приведена на рисунке 3.8.

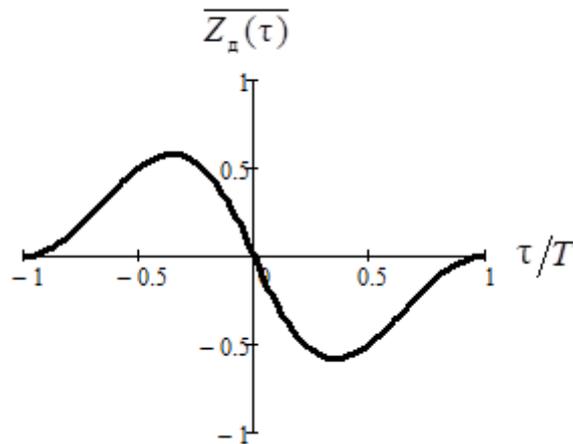


Рисунок 3.8 – Характеристика когерентного временного дискриминатора

Крутизна дискриминационной характеристики определяется как

$$k_{д.опт} = mLN \frac{T}{\pi} R''(0) = -mLN \frac{\pi}{T}, \quad (3.20)$$

где $R''(0) = R''(\tau)|_{\tau=0} = -\left(\frac{\pi}{T}\right)^2$ – значение второй производной функции $R(\tau)$ в точке $\tau = 0$.

Для дисперсии флуктуаций сигнала ошибки (3.19) при $\tau = 0$ можем записать [1]

$$\sigma_{д.опт}^2 = mLN \frac{N_0}{2T_d}. \quad (3.21)$$

Используя (3.17), (3.20), находим дисперсию эквивалентных временных флуктуаций

$$\sigma_{\varepsilon, \text{опт}}^2 = \frac{\sigma_{\text{д.опт}}^2}{k_{\text{д.опт}}^2} = \left(\frac{T}{\pi q_0} \right)^2, \quad (3.22)$$

где $q_0 = \sqrt{mLN}/\sigma = \sqrt{LN}q_s$ – отношение сигнал / шум на интервале когерентного накопления, $q_s = \sqrt{n}/\sigma$ – отношение сигнал / шум в полосе ШПС (с учётом равенства единице амплитуды сигнала); $\sigma^2 = N_0/2T_d$ – дисперсия дискретного белого шума.

Формула (3.22) совпадает с известным результатом для дисперсии оценки $\hat{\tau}_c$ максимального правдоподобия, если учесть, что эффективная ширина спектра комплексной огибающей *MSK*-сигнала $F_s = 1/2T$ (см. п. 1.2).

Когерентный дискриминатор с обратной связью по решению. При модуляции ШПС данными структура когерентного дискриминатора определяется алгоритмом (2.31). Оценим помехоустойчивость указанного алгоритма при характеристике $f(z_1) = \text{sign}(z_1)$ функционального преобразователя. Для дисперсии эквивалентных временных флуктуаций (3.17) запишем [4]

$$\sigma_{\varepsilon \tau}^2 = \frac{\sigma_{\varepsilon, \text{опт}}^2}{[2\Phi(q_0) - 1]^2}, \quad (3.23)$$

где $\eta = \frac{1}{[2\Phi(q_0) - 1]^2}$, – множитель, определяющий проигрыш в помехоустойчивости алгоритма (3.18) по сравнению с оптимальным алгоритмом (без модуляции данными). При $q_0 \geq 5$ дБ. проигрыш $\eta < 0.65$ дБ [4].

Когерентный временной дискриминатор сигнала формата *MSK-BOC*

В случае алгоритма (2.32) для сигнала ошибки на текущем цикле можно записать:

$$Z_d = \int_0^{T_k} [Y_c(t)I_{\text{оп}}(t - \hat{\tau}_c) + Y_s(t)Q_{\text{оп}}(t - \hat{\tau}_c)] dt. \quad (3.24)$$

Дискриминационная характеристика когерентного временного дискриминатора определяется полезной составляющей сигнала ошибки (3.24):

$$\begin{aligned} \overline{Z_d(\tau)} &= \int_0^{T_k} [I(t - \tau_c) I_{\text{оп}}(t - \hat{\tau}_c) + Q(t - \tau_c) Q_{\text{оп}}(t - \hat{\tau}_c)] dt = \\ &= \sqrt{EE_{\text{оп}}} B(\tau), \end{aligned} \quad (3.25)$$

где E и $E_{\text{оп}}$ – энергии принятого и опорного сигналов на интервале $T_{\text{п}}$;

$$B(\tau) = \frac{1}{\sqrt{EE_{\text{оп}}}} \int_0^{T_k} [I(t) I_{\text{оп}}(t - \tau) + Q(t) Q_{\text{оп}}(t - \tau)] dt -$$

нормированная взаимная корреляционная функция принятого и опорного сигналов; $\tau = \tau_c - \hat{\tau}_c$ – временное рассогласование, постоянное на интервале $T_{\text{п}}$.

Крутизна дискриминационной характеристики (3.25)

$$k_d = \left. \frac{dZ(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=0} = \sqrt{EE_{\text{оп}}} B'(0), \quad (3.26)$$

где $B'(\tau)$ – производная от функции $B(\tau)$.

Шумовая составляющая сигнала ошибки (3.24)

$$Z_{\text{ш}} = \int_0^{T_k} [N_c(t) I_{\text{оп}}(t - \hat{\tau}_c) + N_s(t) Q_{\text{оп}}(t - \hat{\tau}_c)] dt \quad (3.27)$$

Дисперсия флуктуаций (3.27) на выходе дискриминатора определяется как

$$\begin{aligned} \sigma_d^2 &= \int_0^{T_k} dt \int_0^{T_k} dt' [\overline{N_c(t) N_c(t') I_{\text{оп}}(t) I_{\text{оп}}(t')} + \overline{N_s(t) N_s(t') Q_{\text{оп}}(t) Q_{\text{оп}}(t')}] dt' = \\ &= N_0 \int_0^{T_k} [I_{\text{оп}}^2(t) + Q_{\text{оп}}^2(t)] dt = N_0 E_{\text{оп}}, \end{aligned} \quad (3.28)$$

где N_0 – спектральная плотность квадратурных компонент видео шума.

Формула (3.28) записана в предположении стационарности и *дельта-коррелированности* квадратурных составляющих шума. При записи (3.28) также учтено, что дисперсия флуктуаций не зависит от временного сдвига опорных сигналов, а сами сигналы $I_{\text{оп}}(t)$ и $Q_{\text{оп}}(t)$ ортогональны на интервале $[0, T_k]$.

Используя (3.26), (3.28), находим дисперсию эквивалентных временных флуктуаций, приведённых к входу дискриминатора линеаризованной модели следящей системы:

$$\sigma_3^2 = \frac{\sigma_d^2}{k_d^2} = \frac{1}{q^2 [B'(0)]^2}, \quad (3.29)$$

где $q^2 = E / N_0$ – отношение сигнал / шум.

При заданной структуре сглаживающего фильтра и шумовой полосе ССЗ формула (3.29) полностью характеризует дисперсию ошибки слежения в установившемся режиме.

Для оптимального когерентного дискриминатора опорные сигналы с точностью до амплитудного множителя совпадают с производными от соответствующих квадратурных сигналов (2.28):

$$I_{\text{оп}}(t) = I'(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k S_0'(t - kT), \quad Q_{\text{оп}}(t) = Q'(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k S_0'(t - kT - T_m / 4), \quad (3.30)$$

$$S_0'(t) = \frac{2l\pi}{T} \cos\left(\frac{2l\pi}{T}t + l\pi\right), \quad S_0'(t - T_m / 4) = -\frac{2l\pi}{T} \sin\left(\frac{2l\pi}{T}t + l\pi\right),$$

где $S_0'(t)$ – производная от функции, описывающей элемент ШПС.

Используя (3.30) в предположении, что амплитуда опорных сигналов равна единице, из (3.25) находим:

$$\overline{Z_d(\tau)} = \int_0^{\tau_k} [I(t - \tau_c)I'(t - \hat{\tau}_c) + Q(t - \tau_c)Q'(t - \hat{\tau}_c)] dt = \frac{T}{2l\pi} ER'(\tau), \quad (3.31)$$

$$R'(\tau) = -\frac{2l\pi}{T} \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \sin\left(\frac{2l\pi}{T}\tau\right), \quad |\tau| \leq T,$$

где $R'(\tau)$ – производная от нормированной автокорреляционной функции сигнала.

Дискриминационные характеристики (3.31), нормированные по значению E , приведены на рисунке 3.9 (кривые 1 и 2 для сигналов *MSK* и *MSK-BOC* соответственно).

Крутизна дискриминационной характеристики (3.31) и дисперсия эквивалентных временных флуктуаций определяются как

$$k_{\mu} = E \frac{T}{2l\pi} R''(0) = -E \frac{2l\pi}{T},$$

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{q^2 \left[\frac{T}{2l\pi} R''(0) \right]^2} = \frac{T^2}{(2l\pi)^2 q^2}, \quad (3.32)$$

где $R''(0) = -(2l\pi/T)^2$ – значение 2-й производной АКФ сигнала при $\tau = 0$.

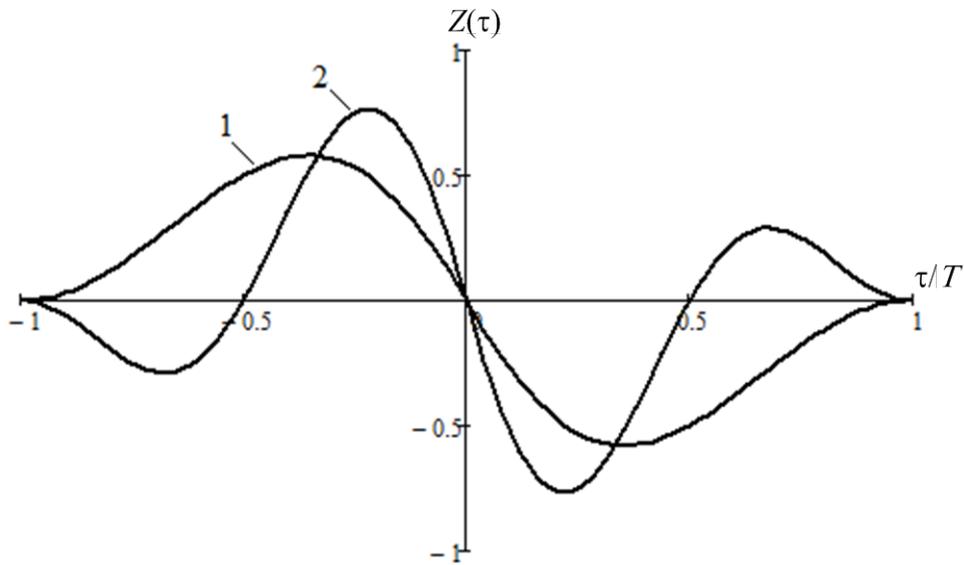


Рисунок 3.9 – Дискриминационные характеристики когерентного ВД

Формула (3.32) совпадает с известной формулой для дисперсии максимально правдоподобной оценки запаздывания сигнала:

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{q^2 (2\pi F_s)^2}, \quad F_s = \frac{1}{2\pi} [-R''(0)]^{1/2},$$

где F_s – эффективная ширина спектра сигнала, равная $1/(2T)$ и l/T для сигналов *MSK* и *MSK-BOC* соответственно.

Как видно из (3.32), при равной тактовой частоте сигнал *MSK-BOC* обеспечивает в $2l$ раз меньшую ошибку σ_{τ} измерения задержки по сравнению с сигналом *MSK*, что соответствует эквивалентному энергетическому выигрышу $(20l \lg l + 6)$ дБ. В частности, для сигнала формата *MSK-BOC* (n, n) выигрыш

составляет 6 дБ. Достигается это за счёт расширения спектра сигнала с $2.8f_T$ до $4f_T$ (при определении ширины спектра по основному лепестку или двум основным лепесткам для сигналов *MSK* и *MSK-BOC* соответственно).

Некогерентный временной дискриминатор *MSK* сигнала. При произвольных значениях q получение аналитических результатов для дисперсии σ_{τ}^2 наталкивается на серьёзные трудности вследствие нелинейности алгоритма и зависимости параметров k_d и σ_d^2 от отношения q сигнал / шум.

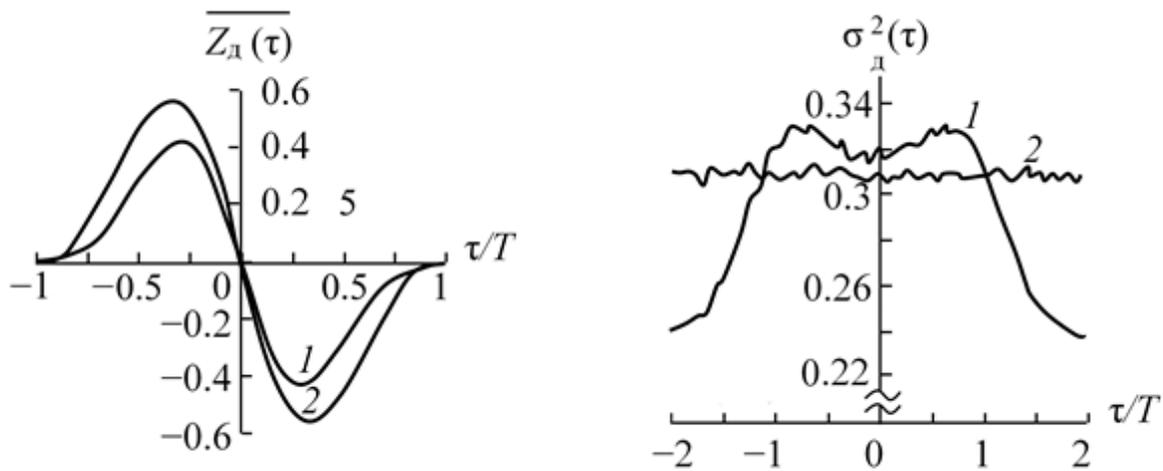


Рисунок 3.10 – Характеристики временного дискриминатора:
1 – некогерентного ВД; 2 – оптимального ВД;

На рисунке 3.10 представлены характеристики некогерентного дискриминатора (кривые 1), полученные методом статистического моделирования при усреднении по 10^5 реализациям при $\Delta = T/2$ и $q = 5$ дБ. Там же приведены характеристики оптимального (когерентного) дискриминатора (кривые 2). Предельное значение проигрыша в помехоустойчивости некогерентного дискриминатора при пороговом отношении сигнал/шум $q_{\min} = 5$ дБ составляет около 2.4 дБ по сравнению с оптимальным алгоритмом (при отсутствии модуляции данными).

3.2.2. Помехоустойчивость системы слежения за задержкой *MSK*-сигнала

Выбор структуры и параметров петлевого фильтра, определяемых передаточной функцией $K_\phi(p)$, производится в соответствии с критериями, используемыми при синтезе оптимальных линейных следящих систем. Наиболее общим из них, как является критерий минимума среднеквадратической ошибки при заданной интегральной оценке переходного процесса [60],

В силу специфики задачи кодовой синхронизации основным показателем качества ССЗ является точность слежения за задержкой ШПС в установившемся режиме при ограничении на время синхронизации. К качеству переходного процесса предъявляются самые общие требования (допустимое перерегулирование). В связи с этим критерий оптимизации может быть видоизменен[1]: вместо интегральной квадратичной ошибки $\tau_{\text{ди}}^2$ используется динамическая ошибка в установившемся режиме $\tau_{\text{д}} = \lim_{t \rightarrow \infty} \tau_{\text{д}}(t)$, которая весьма просто рассчитывается для типовых задающих воздействий.

Так для линейной модели изменения задержки $\tau_c(t) = v_1 t$ оптимальным по критерию минимума среднего квадрата ошибки слежения в установившемся режиме является следящий фильтр с передаточной функцией [4]

$$K_3(p) = \frac{1 + Tp}{p^2 + K(1 + Tp)}, \quad (3.33)$$

соответствующей следящей системе с астатизмом 2-го порядка. Параметры системы K и T ($K = k_{\text{и}} k_{\text{д}}$ – добротность системы по ускорению). Передаточной функции (3.33) соответствует оптимальный фильтр с передаточной функцией $K_\phi(p) = (1 + Tp)/p$ (астатический фильтр).

Шумовая полоса системы с передаточной функцией (3.33)

$$F_{\text{ш}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} K_3^2(\omega) d\omega = \frac{KT^2 + 1}{4T}, \quad (3.34)$$

В отсутствие ускорения ($v_2 = 0$) критерием выбора шумовой полосы (и параметров K, T) является допустимое время установления синхронизации t_{cx} . Для линеаризованной системы с передаточной функцией (3.33) время переходного процесса можно оценить как $t_{\pi} \approx (2.5 \dots 4) / F_{\text{ш}}$ [61]. Следовательно, шумовая полоса может быть определена из условия обеспечения требуемого времени t_{cx} : $F_{\text{ш}} \approx 4 / t_{cx}$, ограничивающего минимально достижимую дисперсию шумовой ошибки σ_{τ}^2 (при нулевой динамической ошибке) в установившемся режиме.

Для удовлетворительного качества переходного процесса значение параметра $\gamma = KT^2$ необходимо выбирать из условия $1 < \gamma \leq 4$, гарантирующего допустимое перерегулирование $\varepsilon \leq 30\%$. При $\gamma > 4$ переходной процесс *апериодический* (без перерегулирования).

На рисунке 3.11 приведены временные диаграммы ошибок слежения за кодовой задержкой. Представленные зависимости соответствуют начальной ошибке $\tau_0 = 0.5T$, отношению сигнал/шум $q = 5\text{дБ}$, скорости объекта $V = 100\text{км/час}$ (доплеровский сдвиг $0,2$ Гц), шумовой полосе линеаризованной системы $F_{\text{ш}} = 0.1$ Гц. Время установления синхронизации $t_{cx} = 30$ с, перерегулирование составляет около $1,5\%$, динамическая ошибка $\tau_d = \bar{\tau} \rightarrow 0$.

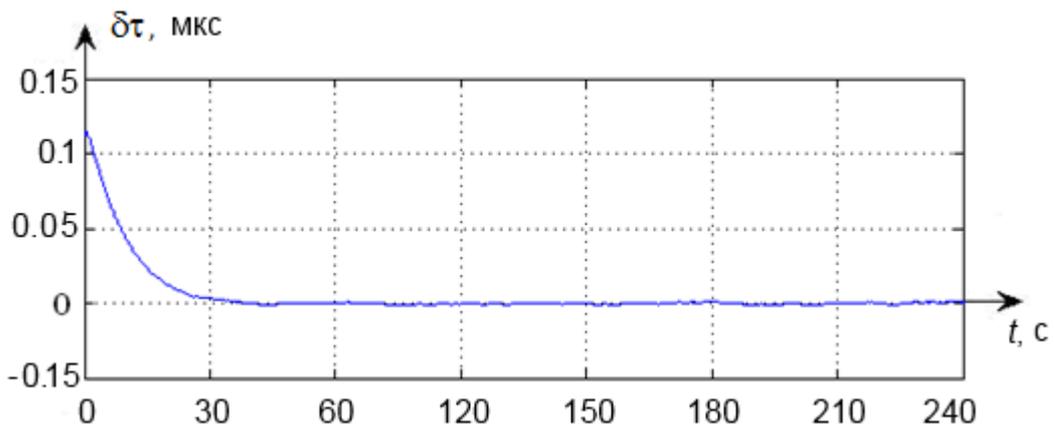


Рисунок 3.11 – Временные диаграммы ошибки слежения за кодовой задержкой

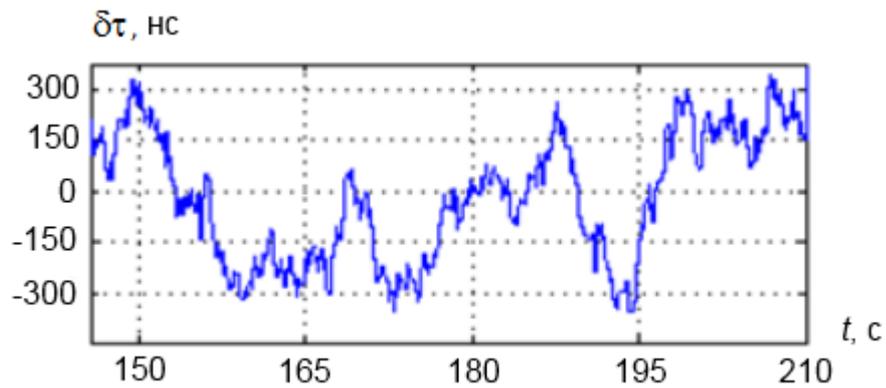


Рисунок 3.12 – Временные диаграммы ошибки слежения за кодовой задержкой

Как видно из рисунка 3.12, требуемая точность слежения при заданных условиях обеспечивается: СКО ошибки слежения в установившемся режиме составляет менее 100 нс.

На рисунке 3.13 приведены результаты статистического моделирования некогерентной ССЗ первого порядка астатизма при доплеровском частотном сдвиге $F = 0$, энергопотенциале 19 дБГц, времени интегрирования $T_k = 122$ мс, шумовой полосе $F_{ш} = 0.1$ Гц: для составного ШПС формата $MSK-BOC(2)/MSK(2)$ (см.п. 1.3) – сплошные кривые, и $MSK-BOC(2)$ (P -компонента) – пунктирные кривые. Как свидетельствуют результаты моделирования, при равных энергетических и частотных ограничениях (полоса 20 МГц) составной ШПС имеет преимущества по точности слежения за задержкой в установившемся режиме: СКО ошибки в 1,4 раза меньше, чем для сигнала $MSK-BOC(2)$.

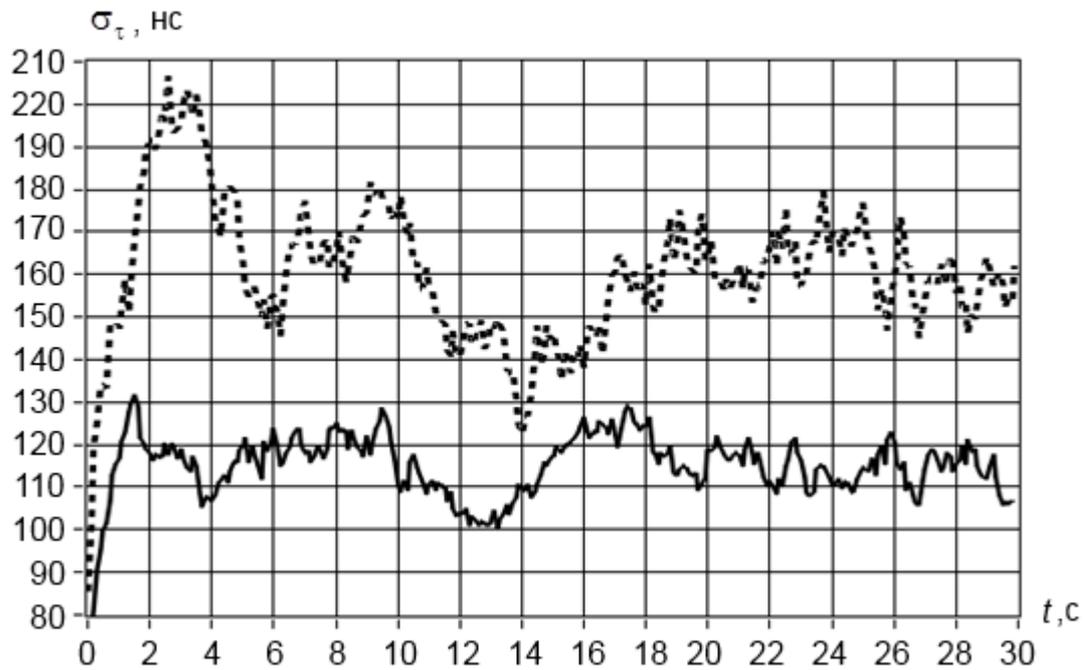


Рисунок 3.13 – Зависимости СКО ошибки слежения за задержкой от времени (некогерентная ССЗ 1-го порядка)

Выводы по главе 3

1. Потенциальная помехоустойчивость предложенных алгоритмов параллельного поиска *MSK*-сигналов характеризуется пороговым отношением сигнал/шум на входе минус 40 дБ, требуемым для достижения приемлемого значения вероятности $P_{\text{ош}} \leq 10^{-3}$ при времени поиска менее 5с.

2. Результаты расчетов вероятности ошибки при поиске *MSK*-сигналов, полученные с использованием предложенных формул, с приемлемой для приложений точностью совпадают с результатами статистического моделирования.

3. При незначительном проигрыше в помехоустойчивости (0.9дБ) алгоритмы параллельного поиска шумоподобных *MSK*-сигналов с равновесовой поэлементной обработкой обеспечивают существенные преимущества в реализации по сравнению с оптимальным алгоритмом, позволяя снизить требования к быстродействию элементной базы за счёт исключения операций умножения.

4. При равной тактовой частоте сигнал *MSK-BOC* (2) обеспечивает в 2 раза меньшую ошибку слежения за задержкой по сравнению с сигналом *MSK*, что соответствует эквивалентному энергетическому выигрышу 6 дБ.

5. Проведенный анализ системы слежения за задержкой *MSK*-сигнала позволил определить потенциальные показатели помехоустойчивости и точности при воздействии флуктуационной помехи для типовых условий. При нулевой динамической ошибке СКО ошибки слежения в установившемся режиме составляет $\sigma_{\tau} \approx 0.027T$ и $\sigma_{\tau} \approx 0.023T$ для некогерентной и когерентной ССЗ соответственно при среднем времени синхронизации $\overline{t_{\text{сх}}} \approx 80\text{с}$.

Глава 4. Синхронизация наземных широкополосных РНС с использованием спутниковых систем радионавигации

Возможны несколько способов внешней синхронизации опорных станций наземных РНС, отличающихся видом используемых эталонов времени и частоты (ЭВЧ), а также методом доставки информации о точном времени. Это применение мобильных (транспортируемых) ЭВЧ, применение навигационной аппаратуры потребителей (НАП) спутниковых РНС, использование каналов связи через геостационарные спутники-ретрансляторы и пр.

В данной главе рассматриваются вопросы, связанные с выбором и теоретическим обоснованием предложенных способов синхронизации опорных станций наземных широкополосных РНС с шумоподобными сигналами с использованием НАП спутниковых систем (СРНС).

4.1. Дифференциальный метод сличения пространственно разнесенных ЭВЧ

В настоящее время основным методом сличения пространственно разнесенных эталонов времени и частоты (ЭВЧ) является дифференциальный метод с использованием многоканальной НАП спутниковых РНС *GPS* и *ГЛОНАСС* (в перспективе и ГНСС *GALILEO*). На основе этого метода формируются шкалы Международного атомного времени – *TAI* и Всемирного координированного времени – *UTC*.

Этот метод, известный за рубежом как метод *common view* [], позволяет оценивать расхождения шкал времени и характеристики долговременной нестабильности частоты синхронизируемых ЭВЧ.

Благодаря измерению временных сдвигов пространственно разнесенных ШВ относительно шкалы времени спутниковой РНС в значительной мере компенсируются погрешности, являющиеся общими для обоих пунктов приема сигналов навигационных космических аппаратов (НКА). К числу таких

коррелированных погрешностей относятся составляющие, обусловленные неточным знанием эфемерид НКА, погрешностью синхронизации бортовых шкал времени НКА относительно системной шкалы ГНСС, задержкой сигналов НКА в ионосфере и тропосфере.

Минимальное влияние указанных составляющих на точность синхронизации достигается при приеме сигналов от НКА, наблюдаемых на углах места $\beta \approx 90^\circ$, при минимальном различии этих углов для всех опорных станций. Так при базовых расстояниях $d \leq 400$ км (РНС «Спрут») и угле места $\beta \geq 60^\circ$ (для центральной станции при трех-четырех ОС) различие углов места для любой пары ОС не превышает 5° . При этом коэффициент пространственной корреляции указанных погрешностей составляет не менее 0.9 [1].

Для специализированных ГЛОНАСС/*GPS*-приемников (типа ТТР6, К161В и др.) случайная погрешность дифференциальных сличений шкал времени составляет 3–5 нс на базах до 1000 – 3000 км [7]. В то же время точность синхронизации ШВ каждого комплекта пространственно разнесенных НАП относительно системной шкалы времени СРНС значительно хуже (значение СКО ошибки составляет 30 нс и более).

Синхронизация опорных станций наземных РНС по сигналам спутниковых РНС, т.е. привязка ШВ опорных станций к системной шкале времени СРНС, является важной составной частью *концепции интеграции РНС наземного и космического базирования*. Целью её является создание на территории России единой системы координатно-временного обеспечения [6]. В рамках этой концепции предполагается размещение на опорных станциях наземных РНС контрольно-корректирующих станций (ККС), сопрягаемых с аппаратурой управления и синхронизации ОС. Каждая ККС принимает сигналы НКА, измеряет радионавигационные параметры (задержку дальномерного кода и фазу несущей) и вычисляет дифференциальные поправки для потребителей СРНС.

С целью сокращения аппаратурных затрат целесообразно включать аппаратуру ККС непосредственно в состав опорных станций (примером являются опорные станции РНС «Спрут» []). Помимо основной функции (формирование и

передача данных о дифференциальных поправках для потребителей спутниковых РНС) контрольно-корректирующие станции осуществляют извлечение из принятых сигналов НКА информации о точном времени и передачу ее в опорную станцию для использования при решении задачи синхронизации (привязки ШВ). Благодаря этой информации осуществляется синхронизация излучения опорных станций относительно шкал времени систем ГЛОНАСС и *GPS*, а, следовательно, и относительно собственной системной шкалы времени.

Для определения расхождения $\Delta\tau$ шкал времени опорных станций относительно системной шкалы времени ГЛОНАСС или *GPS* используется выходной сигнал частоты 1 Гц аппаратуры привязки ККС, который сравнивается с сигналом «1 Гц» ШВ опорной станции. Повышение точности определения расхождения $\Delta\tau$ достигается путем усреднения (сглаживания) результатов единичных измерений за достаточно большой интервал $T_{\text{изм}}$ (стандартная длительность сеанса измерений – 13 минут [1]).

4.2. Требования к стабильности частоты опорных генераторов

Использование фазовых методов измерения навигационных параметров возможно лишь при условии синхронизации излучения опорных станций с точностью до фазы несущей частоты. Погрешность синхронизации не должна превышать значений порядка 0.01 фазового цикла. Идеальная фазовая синхронизация возможна лишь при условии когерентности излучаемых сигналов и точном равенстве частот опорных генераторов. В действительности же равенство частот опорных генераторов достигается с конечной точностью, зависящей от стабильности частоты используемых генераторов.

Допустим, что в момент $t = 0$ синхронизация временных шкал опорных станций осуществлена идеально (расхождение ШВ $\Delta\tau \rightarrow 0$). При этом относительный частотный сдвиг Δf опорных генераторов двух ОС постоянен на интервале $T_{\text{изм}}$ измерения (интервале сличения ШВ). Тогда для разности фаз колебаний опорных генераторов можем записать $\varphi(t) = 2\pi\Delta f t$. Для эквивалентного

временного сдвига имеем $\Delta\tau(t) = v_{\tau} t$, где $v_{\tau} = \Delta f / f$ – скорость изменения временного сдвига ШВ одной ОС относительно другой, определяемая относительным частотным сдвигом (f – номинальное значение частоты опорного генератора). Задавшись допустимой погрешностью синхронизации $\Delta\tau \leq 1.5$ нс (или 0.003 фазового цикла на частоте $f_0 \approx 2$ МГц), что соответствует погрешности измерения расстояния $\Delta D \approx 0.45$ м, находим требуемый период $T_{\text{кор}}$ коррекции ШВ (интервал между двумя последовательными привязками временных шкал):

$$T_{\text{кор}} \leq \begin{cases} 1.5 \cdot 10^3 \text{ с} \approx 0.4 \text{ часа при } \Delta f / f = 10^{-12}, \\ 1.5 \cdot 10^5 \text{ с} \approx 1.7 \text{ суток при } \Delta f / f = 10^{-14}. \end{cases}$$

Значение $T_{\text{кор}} < 0.4$ часа соответствует использованию рубидиевого эталона времени и частоты (ЭВЧ), а $T_{\text{кор}} < 1.7$ суток – водородному ЭВЧ пассивного типа (например, Ч1–76А [34]).

Требования к стабильности частоты опорного генератора бортовых станций менее жесткие, чем для опорных станций. Так при относительной нестабильности частоты $\Delta f / f = 10^{-12}$ (рубидиевый ЭВЧ) требуемый период коррекции $T_{\text{кор}} \approx 20$ мин и менее. Это позволяет реализовать квазидальномерный и пассивный дальномерный способы местоопределения при условии высокой точности синхронизации (привязки бортовой ШВ к системной временной шкале).

Для квазидальномерных измерений можно полагать приемлемой относительную нестабильность порядка 10^{-11} при условии коррекции бортовой ШВ и подстройки частоты опорного генератора с периодом $T_{\text{кор}} \approx 2$ мин и менее.

При разностно-дальномерном методе местоопределения требуемая стабильность частоты опорного генератора бортовых станций определяется из условия обеспечения постоянства значения РНП (разности фаз сигналов) на интервале, равном длительности $T_{\text{ц}}$ цикла (интервал измерения). При $T_{\text{ц}} = 1$ с и допустимой погрешности $\Delta\tau = 10$ нс (погрешность по дальности $\Delta D \approx 3$ м) требуемая относительная нестабильность $\Delta f / f \approx 10^{-8}$. Привязка бортовой ШВ к

системной временной шкале в этом случае не производится. Коррекция частоты опорного генератора (частотная автоподстройка по сигналам опорных станций) позволяет повысить стабильность частоты бортового опорного генератора, а, следовательно, уменьшить погрешность измерения РНП.

4.3. Оценивание расхождения шкал времени и характеристик нестабильности частоты ЭВЧ

Начальная синхронизация каждой ОС широкополосной РНС производится по сигналам навигационных космических аппаратов ГЛОНАСС и GPS путем привязки собственной шкалы времени к системной шкале ГЛОНАСС/GPS. Расхождение шкал времени определяется в результате решения системы навигационных уравнений

$$D_j = \left[(X_j - X)^2 + (Y_j - Y)^2 + (Z_j - Z)^2 \right]^{\frac{1}{2}} + c\Delta\tau, \quad j=1, 2, \dots, K, \quad (4.1)$$

где D_j – результат измерения псевдодальности по j -му НКА; K – число радиовидимых НКА; (X, Y, Z) – координаты опорной станции, (X_j, Y_j, Z_j) – координаты j -го НКА, $\Delta\tau$ – погрешность синхронизации ШВ опорной станции относительно ШВ ГНСС (погрешностью синхронизации бортовых шкал НКА относительно системной шкалы времени можно пренебречь), c – скорость распространения радиоволн.

Подстановка известных координат опорных станций и НКА в уравнение (4.1) позволяет определить погрешность синхронизации

$$\Delta\tau_j = (D_j - D_0) / c, \quad j=1, 2, \dots, K, \quad (4.2)$$

где D_0 – так называемая *геометрическая дальность* (определяется первым слагаемым в (4.1) при условии известных координат (X, Y, Z) и (X_j, Y_j, Z_j)). Данный подход может быть назван *программным*, поскольку расхождение шкал времени определяется в процессе решения навигационной задачи.

При аппаратном способе для определения расхождения $\Delta\tau$ шкал времени опорных станций относительно системной шкалы времени ГЛОНАСС или GPS

используется выходной сигнал частоты 1 Гц аппаратуры привязки ККС – сигнал *аппаратной метки времени* (МВ), синхронизированный с моментами времени выбранной опорной ШВ. Указанный сигнал сравнивается с сигналом МВ опорной станции. Для этого в аппаратуре сопряжения опорной станции предусмотрен вход внешнего сигнала аппаратной метки времени, а также возможность измерения интервала времени между сигналом внешней МВ и моментами времени опорной ШВ. Для частотной синхронизации опорной станции и определения характеристик нестабильности частоты ЭВЧ используется выход ККС сигнала высокостабильной опорной частоты.

Результаты измерения навигационных параметров, синхронизированные к внешней МВ, могут выдаваться как параллельно с набором данных, рассчитанных на моменты времени опорной ШВ, так и вместо него – по выбору оператора.

При обоих подходах (программном и аппаратном) повышение точности определения расхождения $\Delta\tau$ достигается путем усреднения (сглаживания) результатов единичных измерений за достаточно большой интервал $T_{\text{изм}}$ (стандартная длительность сеанса измерений – 13 минут [7]).

4.3.1. Математические модели нестабильности частоты ЭВЧ

В практике частотно-временной синхронизации применяются математические модели нестабильности частоты и фазы различной степени сложности:

- простейшие модели, предполагающие постоянство частоты на интервалах оценивания;
- модели в виде степенных полиномов, учитывающие отклонение и дрейф частоты;
- модели авторегрессии;
- модели в виде формирующих фильтров (в классе динамических звеньев).

Модели полиномиального типа достаточно хорошо описывают долговременную составляющую нестабильности частоты, в то время как модели в

виде динамических звеньев лучше представляют компоненты кратковременной неустойчивости.

В случае применения указанных математических моделей неустойчивости частоты для целей прогнозирования ухода ШВ и частоты, рассматривают интервал времени $[0, t_0]$, на котором происходит «обучение» модели или идентификация ее параметров, и интервал прогнозирования $[t_0, t_n]$

Модели полиномиального типа достаточно хорошо идентифицируются на интервалах «обучения» конечной длительности и обеспечивают долговременное прогнозирование на интервале $[t_0, t_n]$.

Модели неустойчивости в классе динамических звеньев основываются на разложении отклонений шкалы времени и частоты ЭВЧ в ряд Тейлора. Остаточные члены разложения трактуются как реализации гауссовского белого шума [9]. Коэффициенты разложений, имеющие смысл производных, при идентификации вычисляются в точке $t = 0$, соответствующей началу интервала обучения. Применительно к задаче прогнозирования требуется их постоянство на всем интервале $[0, t_n]$. Это не позволяет применять данные математические модели для прогнозов на интервалах $[t_0, t_n]$ большой протяженности. Кроме того, представление остаточных членов разложения на интервалах времени $[t_0, t_n]$ в виде центрированного случайного процесса малой интенсивности нельзя считать достаточно обоснованным [9].

С учетом сказанного для адекватного описания долговременной и кратковременной неустойчивостей часов и прогнозирования состояния ЭВЧ представляется целесообразным использовать комплексную математическую модель неустойчивости. Эта модель содержит полиномиальную компоненту с постоянными на интервале обучения $[0, t_0]$ коэффициентами для описания долговременной неустойчивости и динамическую компоненту для описания кратковременной неустойчивости ЭВЧ. Эти соображения положены в основу построения интервальной математической модели неустойчивости ЭВЧ.

Детерминированная модель часов. Для обработки результатов (4.2) измерений $\Delta\tau_k$ ($k=1,2,\dots$) в работе [4] предложена линейная модель:

$$\Delta\tau_k = \Delta\tau_0 + k\Delta_\tau + \delta\tau_k, \quad (4.3)$$

где $\Delta\tau_0$ – начальное значение временного сдвига на момент $t = 0$ (условно нулевая секунда), $\Delta_\tau = \nu_\tau T_\tau$ – коэффициент регрессии; $\nu_\tau = (\Delta f / f) 10^9$ нс/с – скорость изменения параметра Δ_τ , определяемая относительным частотным сдвигом $\Delta f / f$ (одинаковым для колебаний частоты 1Гц и частоты f опорного генератора); $T_\tau = 1$ с – длительность цикла измерения; $\delta\tau_k$ – ошибка единичного измерения (нормальная случайная величина с нулевым средним значением и среднеквадратическим отклонением σ_τ).

Модель (4.3) соответствует детерминированной модели часов, учитывающей лишь две составляющих: начальное значение $\Delta\tau_0$ расхождения ШВ и линейную компоненту, обусловленную средним значением отклонения $\Delta f / f$ частоты ЭВЧ от номинала на интервале измерений.

Максимально правдоподобные оценки параметров $\Delta\tau_0$ и Δ_τ модели (4.3) определяются по формулам [4]:

$$\hat{\Delta}_\tau = \hat{\nu}_\tau = \frac{\Delta \hat{f}}{f} = \frac{\sum_{k=1}^n k \Delta\tau_k - \frac{1}{2} n(n+1) \overline{\Delta\tau}}{n(n^2-1)/12}, \quad (4.4)$$

$$\Delta \hat{\tau}_0 = \overline{\Delta\tau} - \frac{n+1}{2} \hat{\Delta}_\tau, \quad \overline{\Delta\tau} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \Delta\tau_k,$$

где $\overline{\Delta\tau}$ и $\hat{\Delta}_\tau$ – выборочное среднее значение и выборочный коэффициент регрессии, $n = T_{\text{изм}} / T_\tau$ – число отсчетов $\Delta\tau_k$ временного сдвига на интервале $T_{\text{изм}}$ (равное числу секундных интервалов).

Оценки (4.4) являются несмещёнными (математические ожидания равны ν_τ и $\Delta\tau_0$ соответственно) и имеют дисперсии соответственно [4]

$$\sigma_v^2 \cong (12/n^3) \sigma_\tau^2 \quad \text{и} \quad \sigma_0^2 = \sigma_\tau^2 / n. \quad (4.5)$$

Случайная модель часов. Другой подход основан на использовании случайной модели процесса $\Delta\tau(t)$, связывающей уход часов с характеристиками нестабильности частоты ЭВЧ:

$$\Delta\tau_k = \Delta\tau_0 + k\nu_\tau T_{\text{ц}} + \frac{1}{2} \dot{\nu}_\tau (kT_{\text{ц}})^2 + \delta\tau'_k + \delta\tau_k, \quad k=1,2,\dots \quad (4.6)$$

где $\nu_\tau = \Delta f / f$ и $\dot{\nu}_\tau = \dot{\Delta f} / f$ – характеристики долговременной нестабильности частоты ЭВЧ: среднее значение отклонения частоты ЭВЧ от номинального значения f и дрейфа частоты (скорости изменения) соответственно; $\delta\tau'_k$ – случайная составляющая отклонения ШВ, обусловленная кратковременной нестабильностью частоты ЭВЧ.

В соответствии с (4.6) составляющая ухода часов из-за долговременной нестабильности частоты представлена на интервале измерения полиномом 2-го порядка с неизвестными параметрами $\Delta\tau_0$, ν_τ и $\dot{\nu}_\tau$. Составляющая $\delta f(t) / f$ кратковременной нестабильности частоты ЭВЧ трактуется как выходной сигнал формирующего фильтра (*Марковский процесс*), описывающийся линейным дифференциальным уравнением

$$\delta \dot{f}(t) / f = \xi(t), \quad \delta f(t_0) / f = 0, \quad (4.7)$$

где $\delta \dot{f}(t)$ – производная функции, определяющей кратковременную нестабильность частоты ЭВЧ (более полная модель (4.7) определяется дифференциальным уравнением 2-го порядка [9]).

На входе формирующего фильтра действует порождающий случайный процесс $\xi(t) \in N(0, \sigma_\xi^2)$ типа «белый шум» с ограниченной дисперсией σ_ξ^2 . Составляющая $\delta\tau'(t)$ в (4.6) связана с относительной нестабильностью $\delta f(t) / f$ уравнением:

$$\delta\tau'(t) = \int_{t_0}^t \frac{\delta f(\varepsilon)}{f} d\varepsilon$$

и представляет гауссовский случайный процесс с нулевым средним значением и дисперсией $\sigma_{\delta\tau}^2$.

Для оценки параметров $\nu_\tau, \dot{\nu}_\tau$ может быть использован разомкнутый измеритель на основе максимально правдоподобных оценок или следящий фильтр с астатизмом 3-го порядка.

Частным случаем математической модели (4.6) нестабильности часов, применимой для интервалов синхронизации $[t_0, t_n]$ небольшой длительности, является дифференциальное уравнение

$$\dot{\Delta\tau}(t) = \eta(t), \quad \Delta\tau(t_0) = \Delta\tau_0, \quad t \in [t_0, t_n]. \quad (4.8)$$

Это уравнение является условием квазистационарности ухода часов и применяется при одномоментном оценивании процесса $\Delta\tau(t)$. В (4.8) $\eta(t) \in N(0, \sigma_\eta^2)$ - гауссовский случайный процесс с нулевым средним значением и дисперсией σ_η^2 .

4.3.2. Оценивание характеристик нестабильности частоты ЭВЧ

Решение задачи высокоточного сличения частот пространственно-разнесенных ЭВЧ на основе измерения *кодовых псевдодальностей* на интервалах приемлемой продолжительности практически неосуществимо. Например, при шумах измерений со стандартным отклонением $\sigma_\tau = 10$ нс (3м по дальности) и интервале $T_{\text{изм}} = 100$ с СКО оценки относительной нестабильности в соответствии с (4.5) составит около $3,5 \cdot 10^{-11}$. Это позволяет говорить о возможности сличения частот опорных генераторов с нестабильностью порядка 10^{-10} и ниже. По этой причине представляется целесообразным проводить сличение частот на основе фазовых измерений псевдодальности, имеющих гораздо более высокую точность по сравнению с кодовыми измерениями. При этом из-за ограниченности интервала времени наблюдения спутника дрейф частоты в рассматриваемой задаче синхронизации ОС не подлежит оцениванию. Оценивание начальных расхождений

момента шкалы времени по результатам фазовых измерений также невозможно по причине неоднозначности фазовых измерений.

Алгоритм оценивания отклонения частоты ЭВЧ на основе результатов фазовых измерений псевдодальности может быть получен путем дифференцирования (4.2) с учетом (4.1) в предположении линейной модели (4.3) часов:

$$\frac{\Delta f_j}{f_0} = \frac{\dot{D}_j - \dot{D}_{0j}}{c} = \frac{\Delta D_j - \Delta D_{0j}}{cT_{\text{ц}}} = \frac{\Delta \varphi_j}{2\pi f_0 T_{\text{ц}}}, \quad j=1, 2, \dots, K, \quad (4.9)$$

$$\dot{D}_{0j} = \frac{\Delta X_j}{D_{0j}} \dot{X}_j + \frac{\Delta Y_j}{D_{0j}} \dot{Y}_j + \frac{\Delta Z_j}{D_{0j}} \dot{Z}_j,$$

где $\Delta f_j / f_0$ – относительный частотный сдвиг, определенный по j -му НКА; $\dot{D}_j = \Delta D_j / T_{\text{ц}}$ – скорость изменения псевдодальности, ΔD_j – приращение псевдодальности на интервале длительностью $T_{\text{ц}}$; $\dot{D}_{0j} = \Delta D_{0j} / T_{\text{ц}}$ – расчетное значение приращения псевдодальности на интервале $T_{\text{ц}}$, полученное по известному вектору скорости $(\dot{X}_j, \dot{Y}_j, \dot{Z}_j)$ j -го НКА и известному (нулевому) вектору скорости ($\dot{X} = 0, \dot{Y} = 0, \dot{Z} = 0$) опорной станции; $\Delta X_j = X_j - X$, $\Delta Y_j = Y_j - Y$, $\Delta Z_j = Z_j - Z$ – разности координат j -го НКА и ОС; $\Delta \varphi_j = 2\pi \cdot \Delta D_j / \lambda_j$ – результат измерения приращения фазовой псевдодальности на интервале $T_{\text{ц}}$ (за вычетом известной доплеровской составляющей $\Delta \varphi_{0j} = 2\pi \cdot \Delta D_{0j} / \lambda_j$).

В качестве оптимальной по критерию максимального правдоподобия (МП) оценки отклонения частоты ЭВЧ от эталона (ЭВЧ j -го НКА) используется выборочное среднее значение

$$\overline{\frac{\Delta f_j}{f_0}} = \frac{n \overline{\Delta \varphi_j}}{2\pi f_0 T_{\text{изм}}}, \quad \overline{\Delta \varphi_j} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \Delta \varphi_{jk}, \quad (4.10)$$

где $n = T_{\text{изм}} / T_{\text{ц}}$ – число фазовых измерений приращения псевдодальности на интервале $T_{\text{изм}}$.

Использование фазовых измерений, выполняемых одновременно на всех опорных станциях (три или четыре ОС), позволяет оценить разность частот

установленных на станциях ЭВЧ (для каждой пары ОС) с погрешностью на уровне $10^{-14} \dots 10^{-13}$ на интервале порядка 1000 секунд []. Так, например, при шумах измерений фазовой псевдодальности со стандартным отклонением $\sigma_D = 3 \text{ мм}$ и интервале $T_{\text{изм}} = 1000 \text{ с}$ СКО оценки относительной нестабильности в соответствии с (4.5) составит 10^{-13} . Это позволяет проводить сличение частот рубидиевых ЭВЧ с нестабильностью порядка 10^{-12} . В этом случае достигается стабилизация рассогласования их шкал времени на уровне $0,1 \text{ нс}$ на интервале 1000 секунд. При условии, что начальное рассогласование шкал времени устранено с высокой точностью.

Таким образом, прогнозы расхождения шкал времени целесообразно строить на основе оценок параметров долговременной нестабильности, полученных по результатам как временных, так и частотных сличений. Для этих прогнозов следует использовать математические модели долговременной нестабильности частот с параметрами, полученными в результате идентификации указанных моделей на предыдущих интервалах сличений шкал времени и частот.

Длительность интервала измерений $T_{\text{изм}}$ выбирается с учётом противоречивых требований. С одной стороны, она должна быть достаточно большой, чтобы могли проявиться дрейфы частоты ЭВЧ и был достигнут эффект усреднения шумов измерений. Необходимо отметить, что максимальное время нахождения НКА ГЛОНАСС в зоне радиовидимости потребителя составляет от 4 до 4,5 часов при зенитном прохождении НКА над пунктом приема навигационных сигналов.

С другой стороны, при низких углах места НКА ($\beta \leq 15^\circ$), что соответствует начальному и конечному участкам интервала наблюдения, в максимальной степени проявляется действие не скомпенсированных погрешностей (в первую очередь тропосферной и ионосферной задержек).

Выбор НКА должен производиться с учетом взаимного расположения синхронизируемых ОС и созвездия радиовидимых НКА. Для сеанса синхронизации с оцениванием полного вектора состояний часов целесообразно

применять псевдодальномерные измерения, полученные при углах места $15^{\circ} \leq \beta \leq 165^{\circ}$. Желательно такое взаимное расположение пунктов синхронизации и НКА, чтобы на интервале времени $[t_0, t_n]$ траверсная плоскость по возможности совпадала с плоскостью орбиты. При этом для оценивания расхождений моментов шкал времени следует использовать результаты кодовых измерений псевдодальности, а для оценивания составляющих долговременной нестабильности применять результаты фазовых измерений псевдодальности.

4.4. Коррекция расхождения шкал времени и подстройка частоты опорного генератора

Коррекция расхождения (на момент $t = T_{\text{изм}}$) ШВ каждой опорной станции относительно шкалы времени ГНСС

$$\Delta \hat{\tau} = \Delta \hat{\tau}_0 + n\mathcal{G} \quad (4.11)$$

может осуществляться путем скачкообразного изменения частоты опорного генератора на величину

$$\Delta f_{\text{кор}} / f = -\Delta \hat{\tau} / \Delta t_{\text{кор}}, \quad (4.12)$$

постоянную на интервале $\Delta t_{\text{кор}}$ (например $\Delta t_{\text{кор}} = 1\text{с}$) [4]. При этом уменьшение (по модулю) временного сдвига от значения $\Delta \hat{\tau}$ до нуля происходит с постоянной скоростью (*принцип плавного фазовращателя*):

$$v_{\text{кор}} = (\Delta f_{\text{кор}} / f) \cdot 10^9. \quad (4.13)$$

Максимальная скорость изменения временного сдвига $\Delta \hat{\tau}$ определяется диапазоном перестройки частоты опорного генератора $\pm \Delta f_{\text{max}} / f$, который для эталонов времени и частоты обычно не превышает значения порядка $\pm 10^{-7}$, что соответствует $v_{\text{кор}} = \pm 100\text{нс/с}$. Если неопределенность относительно расхождения ШВ опорной станции и шкалы времени ГНСС значительна, то для сокращения требуемого интервала $\Delta t_{\text{кор}}$ следует предварительно использовать грубую ступень

синхронизации (уменьшение $\Delta\hat{\tau}$ с дискретом, равным длительности элемента кодовой последовательности).

Подстройка частоты опорного генератора выполняется с использованием оценки (4.10) относительного частотного сдвига путем скачкообразного изменения частоты на величину

$$(\Delta f / f) = -\Delta\hat{f} / f \quad (4.14)$$

которая сохраняется неизменной в течение следующего интервала сличения.

При наличии в аппаратуре привязки ШВ выходного сигнала частоты, равной частоте опорного генератора, можно осуществлять фазовые измерения для определения частотного сдвига $\Delta f / f$, что существенно повышает точность подстройки частоты опорного генератора.

В этом случае коррекция частоты опорного генератора (первая коррекция) производится в момент $t = T_{\text{изм}} + \Delta t_{\text{кор}}$ также скачкообразным изменением частоты:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{\Delta\hat{f}}{f_0} = \frac{n\Delta\hat{\varphi}_{\text{п}}}{2\pi f_0 T_{\text{изм}}}, \quad t \in [T_{\text{изм}} + \Delta t_{\text{кор}}, 2T_{\text{изм}}], \quad (4.15)$$

где $(\Delta\hat{f} / f_0)$ – оценка относительного частотного сдвига, сформированная на интервале $[0, T_{\text{изм}}]$ первого сличения частот опорных генераторов и экстраполированная на второй интервал сличения ШВ и частот. Последующие коррекции выполняются аналогично первой: в момент $t = 2T_{\text{изм}} + \Delta t_{\text{кор}}$ и т. д.

Максимальная скорость изменения фазового сдвига $\Delta\hat{\varphi}$ или эквивалентного временного сдвига $\Delta\tau = \Delta\hat{\varphi} / 2\pi f_0$ определяется максимально возможным значением относительной расстройки частоты опорного генератора $v_{\tau\text{max}} = (\Delta f_{\text{max}} / f_0) 10^9 \text{ нс/с}$. При использовании в качестве опорного генератора рубидиевого ЭВЧ с нестабильностью 10^{-12} за сутки и диапазоном перестройки $\pm 10^{-7}$ максимальная скорость изменения временного сдвига $v_{\tau\text{max}} = \pm 100 \text{ нс/с}$. Так при

$\Delta t_{\text{кор}} = T_{\text{ц}} = 1\text{с}$ максимально возможный сдвиг за коррекцию составит $\pm 100\text{нс}$ (приблизительно 0.2 фазового цикла при $f_0 \approx 2\text{МГц}$).

Достижимая на сегодняшний день погрешность синхронизации опорных станций $\sigma_{\Delta\tau} \approx 4 - 5\text{нс}$ [7] соответствует СКО ошибки по дальности $\sigma_D \approx (1.2 - 1.5)\text{м}$, что в известной мере приемлемо для широкополосных РНС средневолнового диапазона с дальностью действия $D_{\text{max}} \geq 600\text{км}$..

Существенное снижение случайной погрешности сличения ШВ (до значений в сотни пикосекунд) может быть достигнуто при использовании фазовых измерений на несущих частотах в диапазонах L_1 и L_2 (в перспективе и L_3) с помощью многоканальных ГЛОНАСС/GPS приемников (24 канала и более).

Трудности при этом связаны, прежде всего, с устранением многозначности фазовых измерений, а также учетом трассовых задержек и систематических погрешностей на более высоком уровне точности, чем при временных измерениях (по дальномерному коду). В связи с переходом НКУ ГЛОНАСС на беззапросные технологии формирования эфемеридно-временного обеспечения (ЭВО) системы, создается сеть беззапросных измерительных станций (БИС), оснащенных высокостабильными часами и прецизионными измерителями геометрических дальностей от навигационных спутников до БИС.

Указанные меры позволят достичь точности синхронизации порядка $0,1 \dots 0,5\text{нс}$ [] (значение СКО), что соответствует значению СКО по дальности из-за неидеальной синхронизации $0,03 \dots 0,15\text{м}$.

4.5. Методы повышения точности синхронизации опорных станций

Точность решения навигационно-временной задачи (НВЗ), может быть повышена путем введения компенсирующих поправок $\hat{\Delta}D(t)$ к результатам измерения псевдодальности $D(t)$. В общем случае процедуры введения поправок $\hat{\Delta}D(t)$ достаточно громоздки, особенно для большого радиовидимого созвездия НКА. Их применение может быть оправдано лишь по отношению к

доминирующим составляющим погрешности измерения псевдодальности. Например, для снижения влияния ионосферной и тропосферной задержек навигационных сигналов применяются ионосферная $\hat{\Delta}D_{\text{и}}(t)$ и тропосферная $\hat{\Delta}D_{\text{т}}(t)$ поправки, которые рассчитываются с помощью соответствующих согласующих математических моделей. Поправки на смещения фазовых центров передающей и приемной антенн формируются посредством калибровки антенных модулей НКА и НАП.

4.5.1. Дифференциальный метод навигационных определений

Эффективный способ повышения точности решения НВЗ в пунктах A и B основан на привлечении измерительной информации из пункта A в виде дифференциальных поправок к измерениям псевдодальности $D_{Ai}(t)$, полученным в пункте A с известными координатами и известными отклонениями моментов шкалы времени $\Delta\tau_{Ai}(t)$ от шкалы времени i -го НКА [9]. Рассчитанные в пункте A поправки $\hat{\Delta}D_{Ai}(t)$ должны быть переданы по каналам связи в пункт B .

Непрерывными условиями применения таких поправок являются использование общего созвездия НКА в пунктах A и B и однотипность применяемой аппаратуры псевдодальномерных измерений.

Дифференциальные поправки по каждому НКА вычисляются на основе равенств

$$\hat{\Delta}D_{Ai}(t) = D_{Ai}(t) - D_{0Ai}(t) = c \cdot \Delta\tau_{Ai}(t) + \sum_{j=1}^m \Delta D_{Aij}(t), \quad i = 1, \dots, n. \quad (4.16)$$

В (4.16) геометрические дальности $D_{0Ai}(t)$ являются расчетными. Такой расчет выполняется в соответствии с известной методикой [66] с привлечением бортовых эфемерид каждого НКА из радиовидимого созвездия и координат пункта A . Для описания ухода момента шкалы времени $\Delta\tau_{Ai}(t)$ от шкалы времени i -го НКА используется представление (4.2).

Введение дифференциальных поправок $\hat{\Delta D}_{Ai}(t)$ в правую часть уравнения псевдодальномерных измерений (4.16) для пункта B приводит к системе алгебраических уравнений

$$D_{Bi}(t) = D_{0Bi}(t) + c(\Delta\tau_{Bi}(t) - \Delta\tau_{Ai}(t)) + \sum_{j=1}^m (\Delta D_{Bij}(t) - \Delta D_{Aij}(t)), \quad i = 1, \dots, n, \quad (4.17)$$

которая является базовой для решения задач синхронизации пространственно-разнесенных ЭВЧ с привлечением дифференциальных поправок $\hat{\Delta D}_{Ai}(t)$.

Введение дифференциальных поправок $\hat{\Delta D}_{Ai}(t)$ в уравнения измерений снижает влияние квазистационарных составляющих погрешности $\Delta D_{Bij}(t)$ на точность координатно-временных определений в пункте B . В частности, полностью исключается влияние бортовых часов НКА. Существенно уменьшаются составляющие погрешности из-за нестабильности наземных часов (исключается долговременная составляющая нестабильностей наземных часов), погрешности из-за ионосферной и тропосферной задержек (остаточные погрешности зависят только от различий ионосферной и тропосферной обстановок на радиотрассах НКА_i-А и НКА_i-В), погрешность из-за неточных эфемерид спутников (для расстояний между пунктами A и B менее 100 км можно считать ее пренебрежимо малой [9]).

Для случайных некоррелированных составляющих погрешности в разностях $\Delta D_{Bij}(t) - \Delta D_{Aij}(t)$ следует ожидать двукратное увеличение дисперсии, которое может быть скомпенсировано применением фильтрации единичных измерений псевдодальности.

4.5.2. Расчет ионосферных поправок к радионавигационным параметрам

Исследованиям погрешности навигационных измерений, связанной с задержкой навигационного сигнала в ионосферном слое, посвящено большое число работ (например, [71 - 75]). Ионосферная задержка $\Delta D_{и}(t)$ связана с изменением скорости распространения навигационного сигнала на участке, где радиотрасса

пересекает ионосферные слои. Величина ионосферной задержки зависит главным образом от полной электронной концентрации TEC (Total Electron Content) на трассе, а также от других факторов: координат потребителя, угла места и азимута на радиовидимый НКА, местного времени и номера месяца в году, среднего количества солнечных пятен и индекса магнитной активности. Для оценочных расчетов можно использовать формулу [79]

$$\Delta D_{и}(t) = \frac{4.04 \cdot 10^7 \cdot c}{f^2 [1 - 0.91 \cdot \cos^2 \beta(t)]^{\frac{1}{2}}} \int_l N(l) \cdot dl, \quad (4.18)$$

где $\Delta D_{и}(t)$ - ионосферная задержка, выраженная в единицах длины, f - несущая частота навигационного сигнала (Гц), $\beta(t)$ - текущий угол места НКА (град.), l - длина радиотрассы (м), $N = TEC$ - (эл/м²).

Выражение (4.18) может быть использовано в качестве согласующей математической модели ионосферной задержки:

$$\Delta \tilde{D}_{и}(t) = \gamma(t) \cdot b_{и}, \quad \gamma(t) = \frac{4.04 \cdot 10^7 \cdot c}{f^2 [1 - 0.91 \cdot \cos^2 \beta(t)]^{\frac{1}{2}}}, \quad (4.19)$$

где $b_{и} = \int_l N(l) \cdot dl$ - параметр, подлежащий оцениванию в составе расширенного вектора состояния.

Для расчета поправок, компенсирующих ионосферные задержки, используются различные подходы.

1. Ионосферная поправка может быть рассчитана с помощью глобальной модели IRI 2000 (International Reference Ionosphere) [78], дающей общую картину распределения TEC для заданного времени и заданных координат подионосферной точки.

Довольно трудоемкая процедура расчета компенсирующей поправки $\Delta \tilde{D}_{и}(t)$ по каждой радиотрассе включает в себя:

- расчет координат подионосферной точки по известным координатам потребителя и измеренным углу места и азимуту каждого радиовидимого НКА;

- определение в текущем режиме TEC с помощью IRI 2000;
- расчет по формуле (4.19) поправки $\Delta\tilde{D}_и(t)$ в предположении постоянства толщины ионосферного слоя в зоне радиовидимости потребителя.

Глобальная модель IRI 2000 достаточно хорошо представляет распределение TEC в периоды «спокойного Солнца». В периоды солнечной активности относительные погрешности представления TEC могут превышать 100%.

Согласно ИКД GPS [80], применение модели ионосферы GPS позволяет уменьшить, как минимум, на 50% влияние ионосферы на среднеквадратическую погрешность определения координат НАП. Погрешность модели ионосферы GPS составляет $9.8 \div 19.6$ м (95%) [78], по другим оценкам $1.3 \div 14.4$ м (СКП) [74].

Недостатками использования модели ионосферы GPS для компенсации ионосферной задержки являются:

- недостаточно частое обновление коэффициентов модели приводит к существенному расхождению текущего состояния ионосферы от предсказанного, особенно в периоды геомагнитных возмущений;
- постоянство ночных значений ионосферной задержки не соответствует реальному поведению ионосферы, поскольку известно, что после захода Солнца интегральная концентрация электронов в ионосфере плавно уменьшается в течение ночи, достигая перед восходом Солнца минимального значения;
- максимум ионосферной погрешности не всегда приходится на 14 часов местного времени, а может передвигаться в диапазоне от одного до двух часов в окрестности местного полудня.

При достаточно простой реализации метод компенсации ионосферной погрешности с использованием модели ионосферы является достаточно эффективным. Имеются и потенциальные направления повышения эффективности данного метода, связанные с более оперативной и достоверной оценкой коэффициентов модели ионосферы. Это делает целесообразным его применение в ГНСС ГЛОНАСС, предусматривая формирование и передачу в навигационном кадре соответствующей информации.

2. Региональные модели ионосферы [71], воспроизводящие распределение TEC в области с радиусом 1,5 – 2 тыс. км от места расположения ионосферной измерительной станции, обеспечивают расчет более точных компенсирующих поправок $\Delta\tilde{D}_и(t)$ для одночастотных спутниковых траекторных измерений типа С1. Погрешности расчета $\Delta\tilde{D}_и(t)$ определяется главным образом погрешностями оценивания зенитных TEC по результатам одночастотных траекторных измерений и в относительных единицах составляет 50% от максимальных значений TEC .

Региональные модели ионосферы требуют калибровки для зенитных TEC по данным двухчастотных или одночастотных кодово-фазовых спутниковых измерений.

3. Применение точечных ионосферных моделей типа модели *Клобухара* [72] заключается в представлении зенитной задержки в виде функции

$$\tau_и(t) = \Delta D_и(t) / c = \begin{cases} A_1 + A_2 \cdot \cos^{-1} \frac{2\pi(t - A_3)}{A_4} & \text{при } t - A_3 \leq A_4 / 4, \\ A_1 & \text{при } t - A_3 > A_4 / 4. \end{cases}, \quad (4.20)$$

где A_1 - значение зенитной ионосферной задержки в ночное время ($A_1 \cong 5$ нс), $A_2 = 50400$ с соответствует 14-00 часам местного времени, A_3 и A_4 рассчитываются по формулам [72] с учетом координат пользователя и постоянных коэффициентов, передаваемых в составе навигационного GPS сигнала [71].

Модель *Клобухара* обеспечивает компенсацию до 50% ионосферной задержки $\Delta D_и(t)$ в кодовых измерениях для потребителя, находящегося в средних широтах.

4.5.3. Использование двухчастотных измерений для коррекции ионосферной погрешности псевдодальности

Современная НАП обеспечивает определение ионосферных поправок по результатам двухчастотных измерений в диапазонах L1 и L2 (в перспективе и L3).

Двухчастотная коррекция погрешности псевдодальности основана на том факте, что задержка сигнала в ионосфере зависит от частоты:

$$\Delta D_{и1} = \frac{40.3}{f_1^2} \cdot TEC, \quad \Delta D_{и2} = \frac{40.3}{f_2^2} \cdot TEC, \quad \Delta D_{и1} = \frac{f_1^2}{f_2^2} \cdot \Delta D_{и2} = \gamma \Delta D_{и2}, \quad (4.21)$$

где $\Delta D_{и1}$ – ионосферная погрешность измерений на частоте f_1 ;

$\Delta D_{и2}$ – ионосферная погрешность измерений на частоте f_2 ;

TEC – интегральная электронная концентрация вдоль пути сигнала;

γ – квадрат отношения рабочих частот.

На сегодняшний день в ГЛОНАСС и GPS существует возможность компенсации влияния ионосферы с помощью работы по сигналам двух частотных поддиапазонов L1 и L2. Для каждого НКА рабочие частоты поддиапазонов L1 и L2 когерентны и формируются от общего стандарта частоты.

Измерения в диапазоне L2 доступны для аппаратуры, способной обрабатывать код ВТ для ГЛОНАСС и P(Y)-код для GPS. В настоящее время в обеих ГНСС вводится трансляция открытого кода на частоте L2, что обеспечит доступ к двухчастотным измерениям широкого круга гражданских пользователей. Двухчастотная аппаратура GPS, использующая P-код и доступная гражданским потребителям, может быть в любое время отключена от частоты L2 путем смены P-кода на Y-код на второй частоте (режим «Anti-Spoofing») [25].

Псевдодальности, измеренные по дальномерному коду НКА на L1 и L2 соответственно:

$$\begin{aligned} D_1 &= D + \Delta D_{и} + \Delta D_{т} + c \cdot \Delta \tau + c \cdot \Delta \tau_{a1} + c \cdot \Delta \tau_{\delta}, \\ D_2 &= D + \gamma \cdot \Delta D_{и} + \Delta D_{т} + c \cdot \Delta \tau + c \cdot \Delta \tau_{a2} + c \gamma \cdot \Delta \tau_{\delta}, \end{aligned} \quad (4.22)$$

где D – псевдодальность без ионосферной составляющей погрешности;

$\Delta D_{и}$ – ионосферная погрешность измерений ПД на частоте f_1 ;

$\Delta \tau_{a1}$ – задержка сигнала в канале L1 аппаратуры;

$\Delta \tau_{a2}$ – задержка сигнала в канале L2 аппаратуры;

$\Delta \tau_{\delta}$ – задержка сигнала в бортовой аппаратуре НКА;

$\Delta\tau$ – расхождение шкалы времени НАП относительно шкалы времени систем ГЛОНАСС или GPS;

Квадрат отношения рабочих частот L1 и L2 составляет:

$$\gamma = \frac{f_1^2}{f_2^2} = \left(\frac{77}{60}\right)^2 \quad \text{и} \quad \gamma = \frac{f_1^2}{f_2^2} = \left(\frac{9}{7}\right)^2. \quad (4.23)$$

для НКА GPS и ГЛОНАСС соответственно.

Ионосферную составляющую погрешности измерений псевдодальностей можно исключить с помощью выражения:

$$D = \frac{\gamma D_1 - D_2}{\gamma - 1} - \Delta D_T - c\Delta\tau + \frac{c}{\gamma - 1}(\Delta\tau_{a2} - \gamma \cdot \Delta\tau_{a1}) \quad (4.24)$$

Выражение (4.24) можно записать в виде

$$D = 2.55D_1 - 1.55D_2 - \Delta D_T - c\Delta\tau + c(1.55\Delta\tau_{a2} - 2.55\Delta\tau_{a1}), \quad (4.25)$$

$$D = 2.53D_1 - 1.53D_2 - \Delta D_T - c\Delta\tau + c(1.53\Delta\tau_{a2} - 2.53\Delta\tau_{a1})$$

для GPS и ГЛОНАСС соответственно.

В выражениях (4.15) последнее слагаемое определяет дополнительную погрешность, вызванную разностью аппаратных задержек сигнала в каналах L1 и L2. При исключении ионосферной погрешности с помощью двухчастотного метода вносятся дополнительные аппаратные погрешности НКА и аппаратуры потребителя. Присутствие этих погрешностей вызвано тем, что сигналы на частотах L1 и L2 имеют неодинаковые задержки при прохождении в аппаратуре НКА и аппаратуре потребителя ГЛОНАСС и GPS. Например, для двухчастотной аппаратуры NovAtel разность задержек в каналах составляет 2 нс (0.6 м) [2], что приводит к погрешности исключения ионосферной задержки сигнала равной 1.53 м. В двухчастотной аппаратуре, работающей по сигналам GPS, которой оснащены станции наблюдения сети IGS, разность групповых задержек сигнала между каналами L1 и L2 составляет ± 30 нс (± 9 м) [1].

В случае, когда ионосферная погрешность измерений сначала определяется по двухчастотным измерениям, а потом вычитается из псевдодальности, в

измерения вносится дополнительная систематическая погрешность, пропорциональная задержке сигнала $\Delta\tau_{\text{г}}$ в НКА

$$\Delta D_{\text{и}} = \frac{D_1 - D_2}{1 - \gamma} - \frac{c(\Delta\tau_{\text{а1}} - \Delta\tau_{\text{а2}})}{1 - \gamma} - c\Delta\tau_{\text{г}}. \quad (4.26)$$

Для GPS выражение принимает вид

$$\Delta D_{\text{и}} = 1.55(D_2 - D_1) + 1.55c(\Delta\tau_{\text{а1}} - \Delta\tau_{\text{а2}}) - c\Delta\tau_{\text{г}},$$

а для ГЛОНАСС:

$$\Delta D_{\text{и}} = 1.53(D_2 - D_1) + 1.53c(\Delta\tau_{\text{а1}} - \Delta\tau_{\text{а2}}) - c\Delta\tau_{\text{г}}.$$

Максимальное значение недетерминированной составляющей групповой задержки $\Delta\tau_{\text{г}}$ сигнала в бортовой аппаратуре НКА ГЛОНАСС не превышает ± 8 нс (± 2.4 м) [24]. Для GPS это значение составляет порядка 1.5 нс (0.45 м) [25].

Суммарная величина аппаратурных погрешностей при вычислении задержки сигнала в ионосфере может достигать 10 нс (3 м), что является недостатком двухчастотного метода определения ионосферной задержки.

Дополнительным недостатком двухчастотного метода оценки ионосферной задержки является большая случайная составляющая погрешности оценки задержки, обусловленная использованием результатов измерения псевдодальности по дальномерному коду. Если ионосферная задержка велика, то положительный эффект от ее компенсации превосходит вносимую дополнительную случайную погрешность. В том же случае, когда задержка незначительна, дополнительная случайная погрешность будет отрицательно сказываться на качестве навигационных определений.

В настоящее время в ГНСС ГЛОНАСС и GPS вводится дополнительная частота в поддиапазоне L3 для ГЛОНАСС и L5 для GPS. Для GPS соотношение

рабочих частот будет равно $\gamma = \frac{f_1^2}{f_5^2} = \left(\frac{1575.42}{1176.45}\right)^2 = 1.79$, тогда выражение для

исключения ионосферной составляющей погрешности измерений будет иметь вид:

$$D = 2.26D_1 - 1.26D_2 - \Delta D_{\text{т}} - c\Delta\tau + c \cdot (1.26\Delta\tau_{\text{а2}} - 2.26\Delta\tau_{\text{а1}}),$$

$$\text{для ГЛОНАСС } \gamma = \frac{f_1^2}{f_3^2} = \left(\frac{1602}{1176.45} \right)^2 = 1.65,$$

$$D = 2.17D_1 - 1.17D_2 - \Delta D_T - c\Delta\tau + c(1.17\Delta\tau_{a2} - 2.17\Delta\tau_{a1}).$$

Необходимо отметить, что с точки зрения компенсации ионосферной погрешности наличие третьей частоты не дает существенных преимуществ. Проблемы, связанные с разностью задержек на разных частотах в каналах НКА и приемной аппаратуры, а также с значительной случайной составляющей погрешности оценки, вызванной использованием кодовых измерений, также будут иметь место.

Ионосферная составляющая погрешности измерения псевдодальности с учетом компенсации по результатам многочастотных измерений может быть оценена с погрешностью (СКП) 0,5 м (остаточная погрешность).

4.5.4. Расчёт тропосферных поправок

Тропосферная составляющая погрешности измерений обусловлена наличием тропосферной рефракции. Задержка сигнала в тропосфере может достигать от 8 до 80 нс [22], что соответствует погрешности измерения псевдодальности от 2.4 до 24 м. В связи с этим НАП должна обеспечивать определение тропосферных поправок к измерениям псевдодальности.

Поскольку значение тропосферной рефракции достигает максимума при малых углах места НКА, поэтому для уменьшения влияния атмосферных погрешностей можно рекомендовать исключать из навигационных расчетов результаты измерений по сигналам НКА, угол места которых меньше 10° . Понятно, что такой подход приведет к уменьшению числа НКА, доступных для проведения измерений, и не может быть рекомендован для любой аппаратуры.

В связи с тем, что для диапазона волн, в котором работают системы ГЛОНАСС и GPS, тропосфера не является диспергирующей средой (тропосферная рефракция не зависит от частоты сигнала), устранение этой задержки

двухчастотным способом невозможно. Однако значение тропосферной погрешности зависит от факторов, которые достаточно точно можно определить. Это метеоданные: атмосферное давление, температура и влажность воздуха, а также угол места НКА (угол возвышения над горизонтом).

Для компенсации тропосферной погрешности измерения псевдодальностей применяют различные модели [25]:

- модель Саастмоинена (Saastamoinen);
- модель Хопфилда (Hopfield);
- модели, использующие информацию о профилях атмосферы.

Входными параметрами данных моделей являются атмосферное давление, температура и влажность воздуха, а также угол места НКА.

Тропосферная составляющая погрешности измерений псевдодальности состоит из двух компонент. Первая определяется влиянием сухой атмосферы, вторая зависит от содержания водяных паров в атмосфере

$$\Delta D_T = \Delta D'_T + \Delta D''_T \quad (4.27)$$

где ΔD_T - тропосферная составляющая погрешности измерения псевдодальности;

$\Delta D'_T$ - погрешность за счет влияния сухой атмосферы;

$\Delta D''_T$ - погрешность за счет наличия водяного пара в атмосфере.

Модель Саастмоинена

Модель тропосферы Саастмоинена представляет собой следующую зависимость [25]:

$$\Delta D_T = \frac{0.002277}{\cos z} \left(p + \left(\frac{1255}{t} + 0.05 \right) e - tg^2 z \right), \quad (4.28)$$

где ΔD_T - задержка сигнала в тропосфере в м; z – зенитный угол в град; p – атмосферное давление в мб; t – температура в °K; e – парциальное давление в мб.

Модель Хопфилда

Согласно модели Хопфилда погрешность измерения псевдодальностей за счет влияния сухой атмосферы определяется следующей формулой [25]:

$$\Delta D'_T = \frac{10^{-6}}{5} \frac{N_{d,0} \cdot h_d}{\sin \sqrt{\beta^2 + 6.25}}, \quad (4.29)$$

где $N_{d,0} = 77.64 \frac{P}{t}$;

$$h_d = 40136 + 148.72(t - 273.16);$$

β - угол места НКА.

Погрешность измерения псевдодальностей за счет наличия водяного пара в атмосфере определяется следующей формулой:

$$\Delta D''_T = \frac{10^{-6}}{5} \frac{N_{w,0} \cdot h_w}{\sin \sqrt{\beta^2 + 2.25}}, \quad (4.30)$$

где $N_{w,0} = -12.96 \frac{e}{t} + 3.718 \cdot 10^5 \frac{e}{t^2}$; $h_w = 11000$.

В итоге, формулы для вычисления тропосферных составляющих погрешности можно записать следующим образом:

$$\Delta D'_T = \frac{10^{-6}}{5} \frac{77.64 \frac{P}{t}}{\sin \sqrt{\beta^2 + 6.25}} [40136 + 148.72(t - 273.16)], \quad (4.31)$$

$$\Delta D''_T = \frac{10^{-6}}{5} \frac{-12.96t + 3.718 \cdot 10^5}{\sin \sqrt{\beta^2 + 2.25}} \frac{e}{t^2} 11000, \quad (4.32)$$

Как показывают расчеты, при одинаковых входных параметрах модели Саастмоинена и Хопфилда дают одинаковые величины тропосферной составляющей погрешности измерения псевдодальностей при условии равных погрешностей измерения метеопараметров (не превышающих значений $\Delta p = \pm 2$ кПа; $\Delta e = \pm 2\%$; $\Delta t = \pm 2^\circ C$).

Согласно (4.4) при использовании разностных измерений псевдодальностей $\Delta D_{AB}(t)$ тропосферные задержки по трассам НКА–А и НКА–В будут частично

компенсироваться. Степень компенсации зависит от различий в атмосферных условиях пунктов А и В. Наибольшее влияние на степень компенсации в этом случае оказывает разность высот приемных антенн потребителей.

Тропосферная погрешность измерения псевдодальности с использованием коррекции на основе метеоданных и информации о значении угла места НКА оценивается с погрешностью (СКП) в 0,3 м.

Для нахождения более точных значений тропосферной задержки необходимо иметь реальные сведения о состоянии тропосферы на различных высотах. Эти сведения могут быть получены с помощью технологии восстановления вертикальных профилей температуры и влажности по данным дистанционного зондирования спутниковым комплексом AVTOS [см. СПП-2013]. Разбив тропосферу на слои по высоте и определив показатель преломления среды для каждого слоя, можно рассчитать время прохождения радиоволны через тропосферу и, соответственно, тропосферную задержку. Согласно результатам экспериментов, модели Хопфилда и Саастмойнена дают отклонения от результатов, полученных данным методом, от 1 до 3 нс. [58].

4.6. Бюджет погрешностей координатно-временных определений

Погрешность решения навигационно-временной задачи в основном определяется погрешностью измерения радионавигационных параметров и геометрией созвездия НКА, по которому проводятся определения. С достаточной для оценочных инженерных расчетов точностью взаимосвязь этих параметров определяется следующими выражениями [5]:

$$\sigma_k \approx \Gamma_k \cdot \sigma_D, \quad \sigma_\tau = \Gamma_b \cdot \sigma_D,$$

где σ_k и σ_D – погрешности определения координат и псевдодальности (СКО, м); σ_τ – погрешность определения поправки к временной шкале (СКО, нс);

Γ_k и Γ_b – значения пространственного геометрического фактора по координатам и времени.

При заданных требованиях по погрешности определения координат и времени можно оценить допустимые погрешности измерения РНП, полагая значение геометрического фактора равным 4 (предельное значение). Так при СКО $\sigma_k \leq 5m$ допустимая погрешность измерения псевдодальности составляет $\sigma_D \approx 1,25 m$, что соответствует погрешности определения поправки к временной шкале $\sigma_\tau \approx 4нс$.

Результаты анализа влияния составляющих погрешности измерения псевдодальности на точность навигационных определений представлены в таблице 4.1 (с учётом рассмотренных в п. 4.6. способов повышения точности). В скобках указаны погрешности навигационных определений, которые могут быть обеспечены при успешном выполнении программы мероприятий по повышению конкурентоспособности ГНСС ГЛОНАСС (к концу 2015г.) [10].

Таблица 4.1.

Режим КВО	Составляющие погрешности измерения псевдодальности	СКП, м	
		Сигнал ВТ	Сигнал СТ
Автономный	Аппаратурная	0,1	0,3
	Ионосферная	0,5	0,8
	Тропосферная	0,3	0,3
	Эфемеридная	1,5(0,25*)	1,5(0,25*)
	Бортовых часов	2,4(0,6*)	2,4(0,6*)
	Многолучевость	0,1	0,1
	Результирующая	2,9(0,9*)	3,0(1,1*)
Дифференциальный	Аппаратурная	0,1	0,3
	Ионосферная	0,1	0,1
	Тропосферная	0,1	0,1
	Эфемеридная	0,2	0,2
	Бортовых часов	0,2	0,2
	Многолучевость	0,1	0,1
	Результирующая	0,35	0,4

Следует отметить, что полученные оценки подтверждаются результатами экспериментов. Так, например, в аппаратуре МРК-33, предназначенной для использования в наземном комплексе контроля и управления ГНСС ГЛОНАСС для

решения задач эфемеридно-временного обеспечения, обеспечивается случайная аппаратурная составляющая погрешности измерения псевдодальности в (2...3) см.

Некомпенсированная систематическая погрешность псевдодальности может быть ориентировочно оценена в 1 нс (0,3 м), что является допустимым для значения предельной погрешности относительной привязки шкал времени опорных станций в 5 нс.

4.7. Экспериментальное исследование алгоритмов синхронизации опорных станций с использованием СРНС

Результаты экспериментального исследования способов частотно-временной синхронизации с использованием НАП (МРК-33) с водородным ЭВЧ представлены на рисунке 4.2 – 4.7. В ходе эксперимента синхронизация ШВ НАП относительно водородного ЭВЧ (Ч1-1006) контролировалась измерителем интервалов времени CNT-90 (рисунок 4.1). Благодаря высокой стабильности ЭВЧ ($2 \cdot 10^{-14}$ за сутки) расхождение ШВ НАП относительно ШВ ГНСС в среднем составило не более 2 нс на суточном интервале.

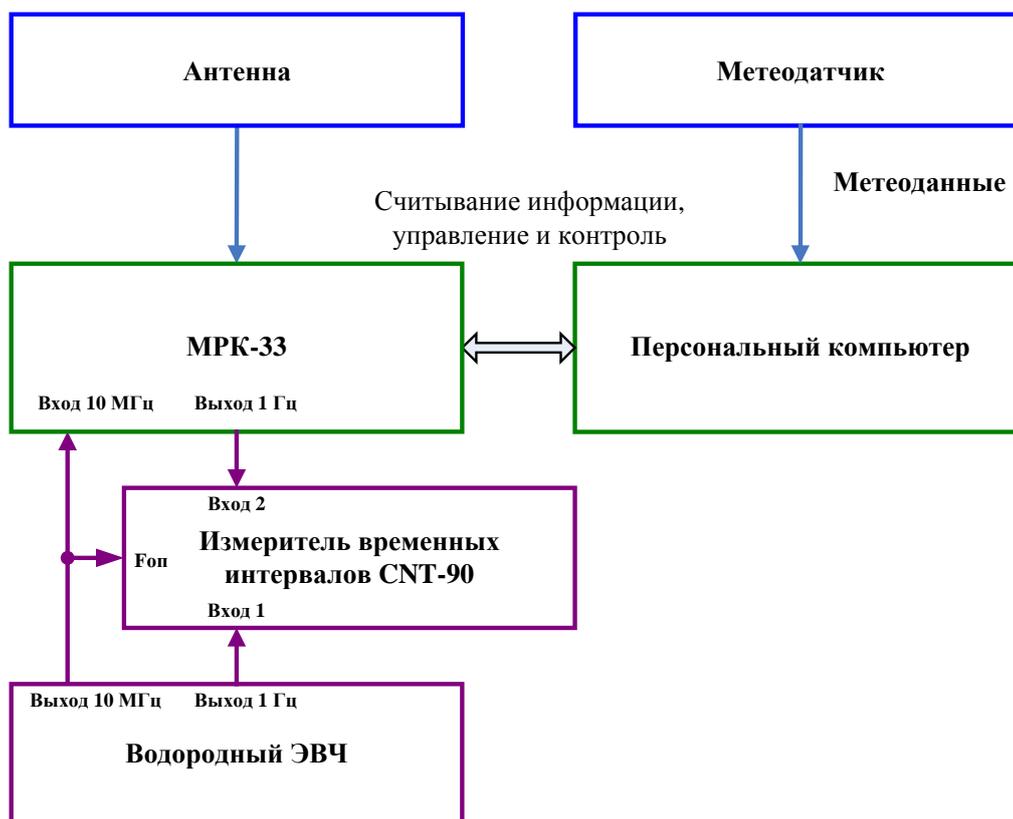
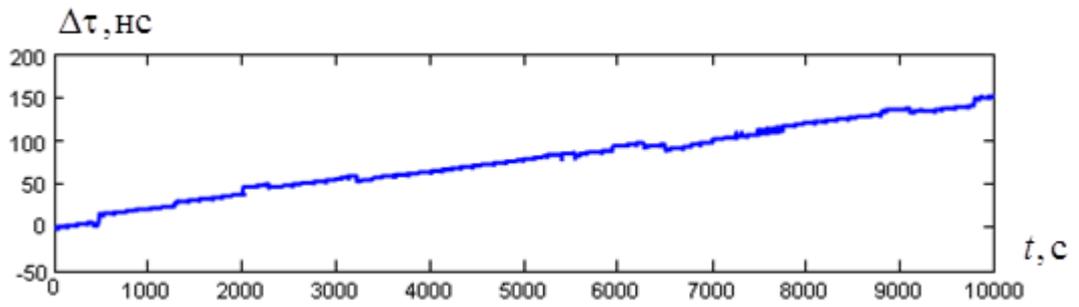


Рисунок 4.1 – Структурная схема экспериментальной установки

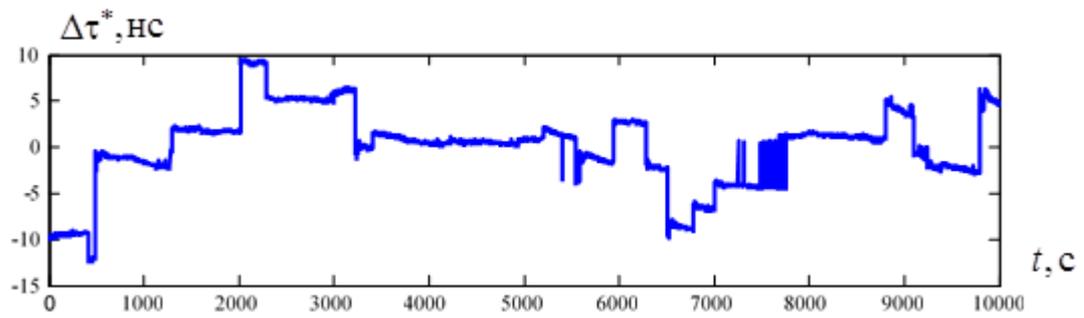
На рисунке 4.2 приведены результаты определения расхождения шкал времени НАП и ГНСС, полученные на интервале измерения 10^4 секунд: а) исходные наблюдения - результаты $\Delta\tau_k$ решения НВЗ на интервалах 1с; б) результаты коррекции расхождения ШВ с использованием оценок параметров модели; в) флуктуационная составляющая погрешности определения расхождения ШВ.

На рисунке 4.3, 4.4 приведены аналогичные зависимости, полученные на интервалах измерения 500с в начале и конце указанного интервала наблюдения 10^4 секунд (нулевая секунда на рисунке 4.13 соответствует $t=9500$ с). Графики на рисунке 4.12в, 4.12в определяют оценку коррелированной компоненты погрешности синхронизации, полученной путем дополнительной фильтрации результатов обработки наблюдений.

а)



б)



в)

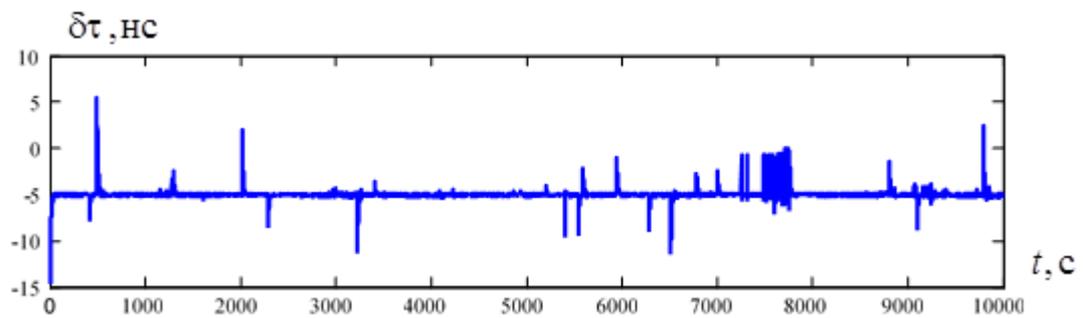
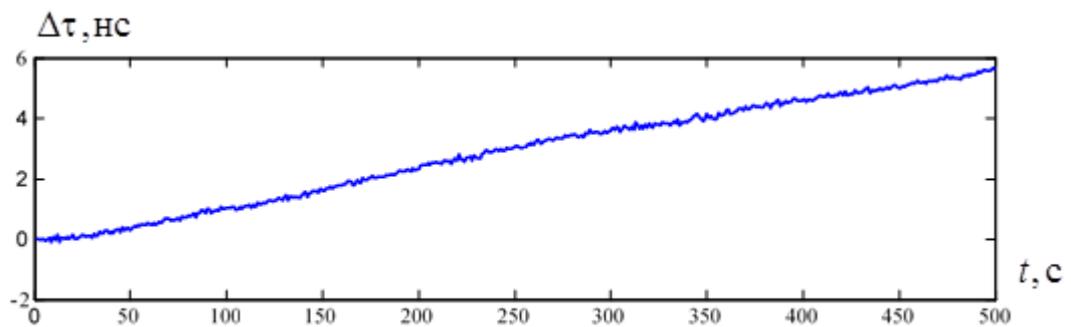
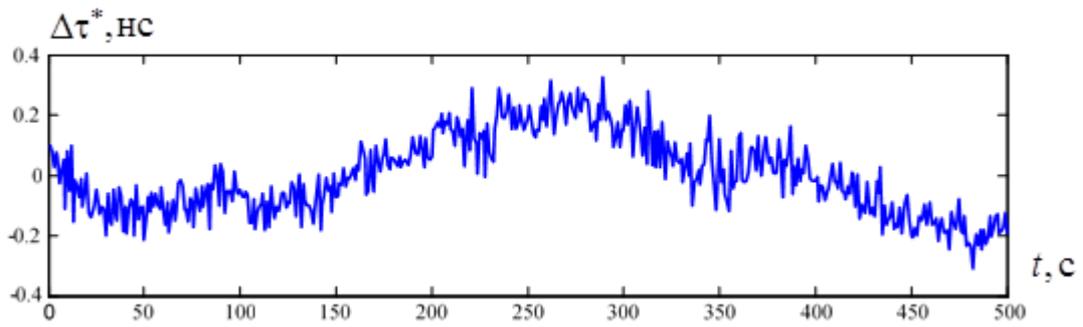


Рисунок 4.2 – Определение расхождения шкал времени НАП и ГНСС

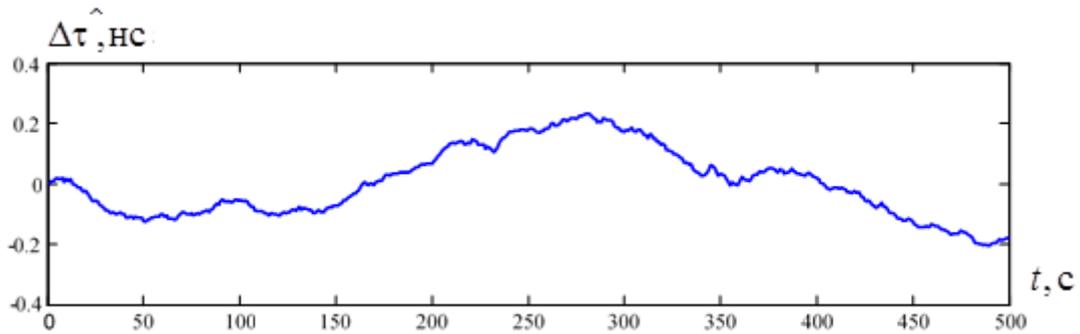
а)



б)



в)



г)

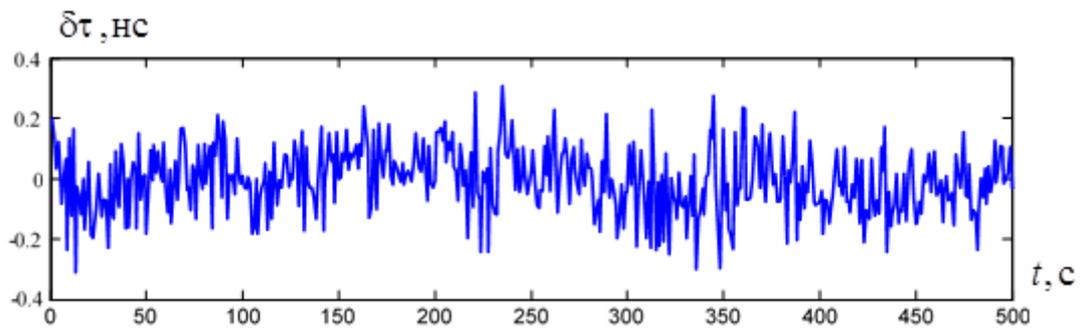
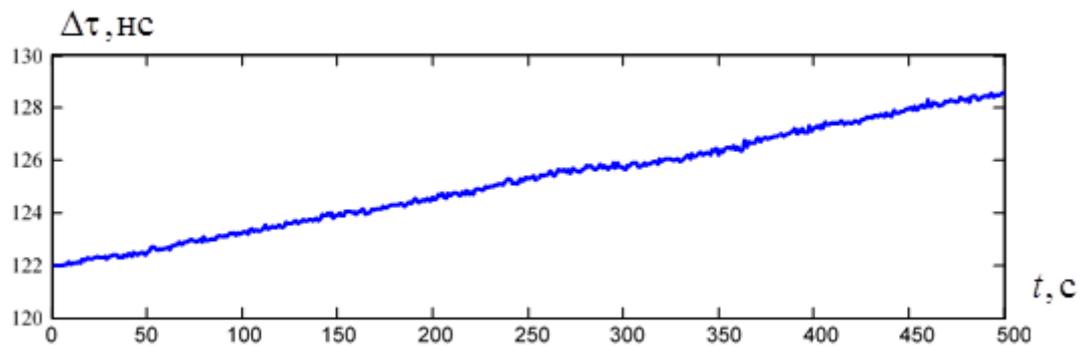
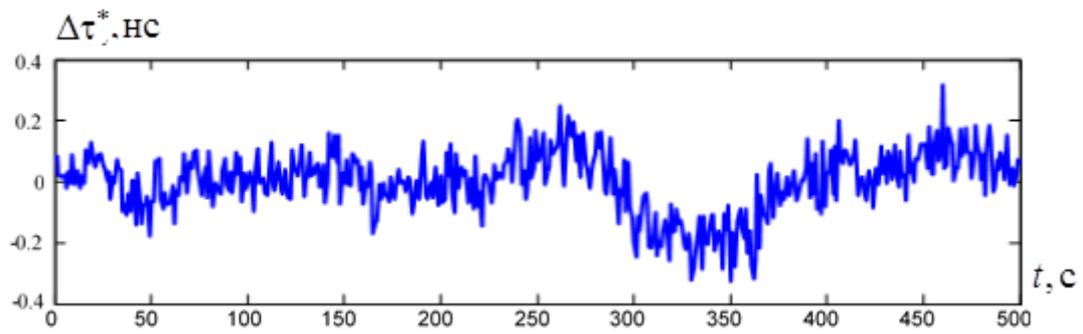


Рисунок 4.3 – Определение расхождения шкал времени аппаратуры МРК-33 и ГНСС

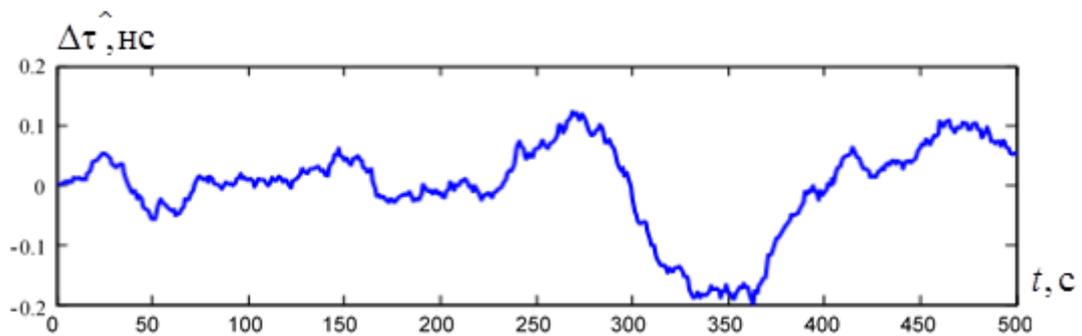
а)



б)



в)



г)

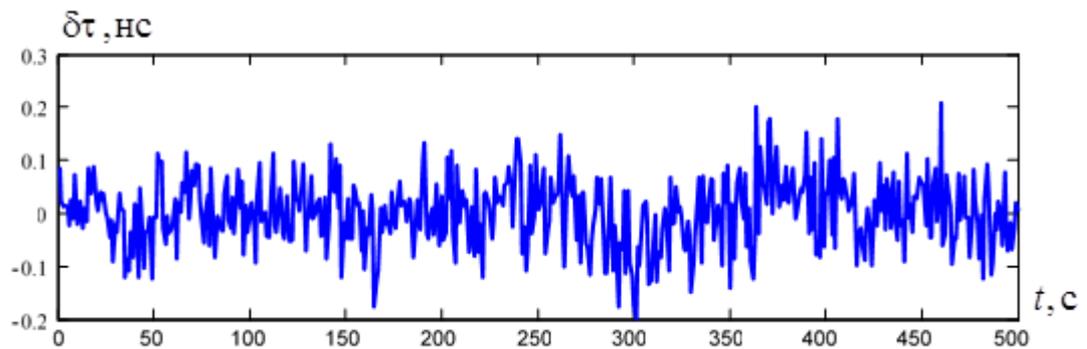


Рисунок 4.4 – Определение расхождения шкал времени НАП и ГНСС

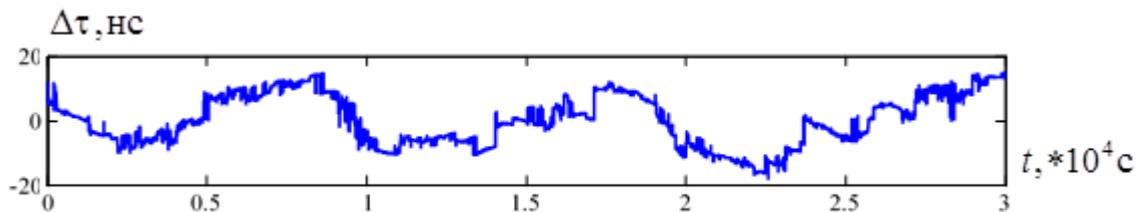
Результаты статистической обработки экспериментальных данных приведены в таблице 4.2

Таблица 4.2

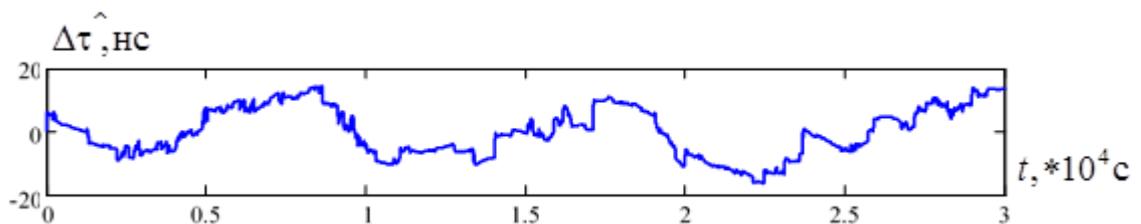
Параметры долговременной нестабильности	$T_{\text{изм}} = 10^4 \text{ с}$	$T'_{\text{изм}} = 500 \text{ с}$	$T''_{\text{изм}} = 500 \text{ с}$
Оценка начального расхождения ШВ $\Delta\tau_0$, нс	10,000	-0,112	-0,100
Оценка отклонения частоты, (относительные значения $\hat{\vartheta} = \hat{F} / f_0$)	0,014	0,012	0,014
Среднеквадратическая погрешность оценки начального расхождения ШВ σ_τ , нс	0,571	0,054	0,064
Среднеквадратическая погрешность оценки отклонения частоты σ_ν , нс ² /с	$6 \cdot 10^{-6}$	0,006	0,005

Для оценки точности относительной частотно-временной синхронизации двух разнесенных комплектов НАП с водородным ЭВЧ были проведены экспериментальные исследования (04.03.2011г.), результаты которых представлены на рисунке 4.5 - 4.7.

а)



б)



в)

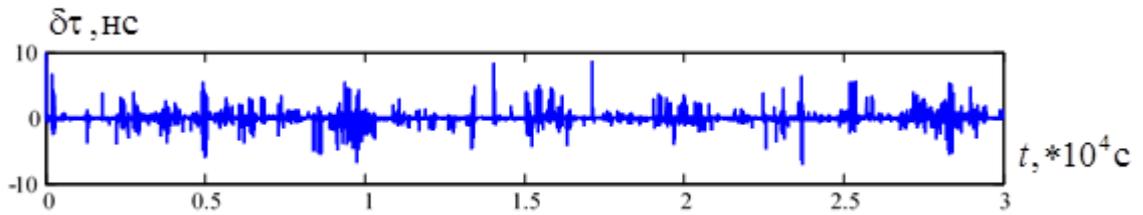
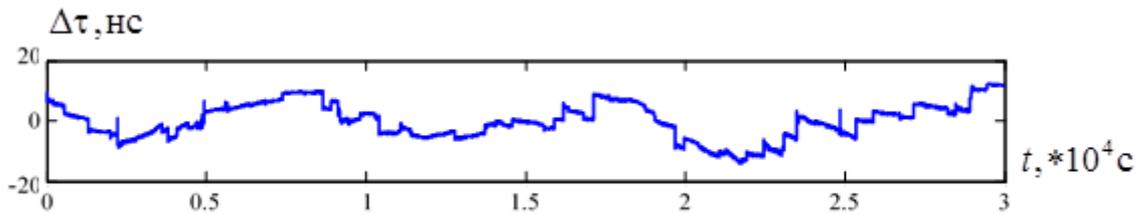
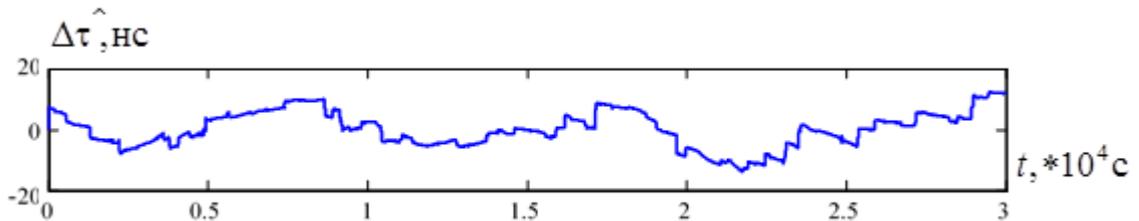


Рисунок 4.5 – Определение расхождения шкал времени НАП1 и ГНСС

а)



б)



в)

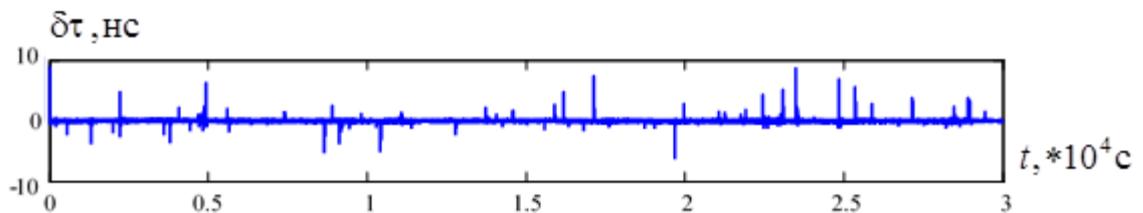
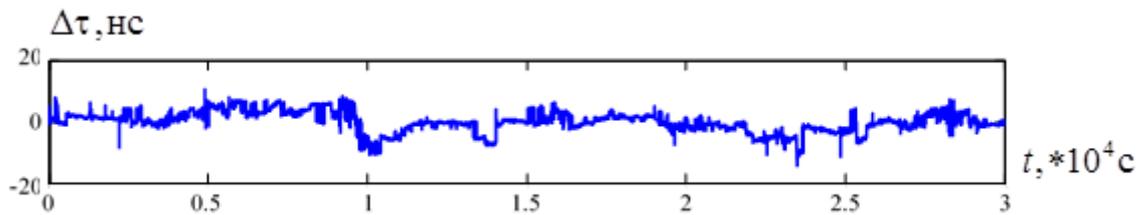


Рисунок 4.6 – Определение расхождения шкал времени аппаратуры МРК-33 (второй комплект) и ГНСС

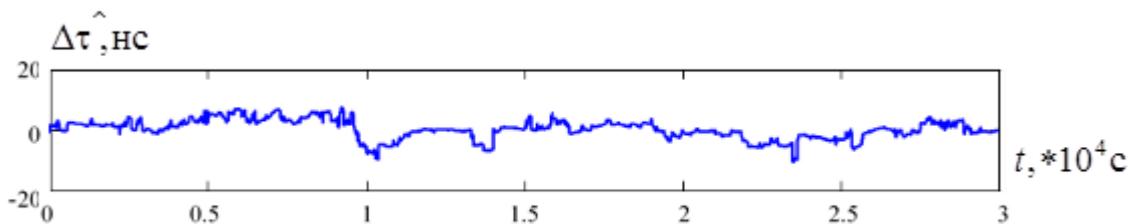
Результаты одномоментных (без дополнительной фильтрации) определений расхождения шкал времени каждого комплекта аппаратуры МРК-33 и ГНСС, полученные по синхронным результатам решения НВЗ на общем интервале измерения $4 \cdot 10^4$ секунд с последующей коррекцией ШВ обоих комплектов МРК-

33, приведены на рисунке 4.5, 4.6. На рисунке 4.5а, 4.6а приведены результаты коррекции расхождения ШВ с использованием оценок параметров модели (4.4). Графики на рисунке 4.5б, 4.6б определяют оценку коррелированной компоненты погрешности синхронизации, полученной путем дополнительной фильтрации результатов обработки наблюдений. На рисунке 4.5в, 4.6в приведены зависимости для флуктуационных составляющих погрешности определения расхождения ШВ.

а)



б)



в)

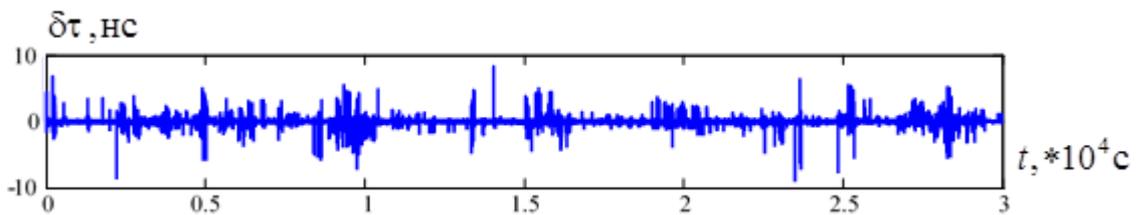


Рисунок 4.7 – Относительное расхождение шкал времени двух комплектов аппаратуры МРК-33

Зависимости на рисунке 4.7 определяют погрешность относительной синхронизации двух разнесенных комплектов НАП, полученную путем сравнения результатов обработки наблюдений каждым комплектом НАП.

Результаты статистической обработки экспериментальных данных приведены в таблице 4.3.

Таблица 4.3

Интервал измерения, с	Среднее значение $\Delta\tau$, нс	СКО σ_τ , нс	СКО флуктуационной составляющей δ_τ , нс
НАП 1			
$1 - 10^4$	-3,5	5,6	0,7
$10^4 - 2 \cdot 10^4$	3,9	4,8	0,6
$2 \cdot 10^4 - 3 \cdot 10^4$	4,7	7,6	0,6
НАП 2			
$1 - 10^4$	-8	4,8	0,3
$10^4 - 2 \cdot 10^4$	-3,7	2,3	0,3
$2 \cdot 10^4 - 3 \cdot 10^4$	3,6	6,1	0,4
НАП1/НАП2 Относительный метод			
$1 - 10^4$	4,5	3,2	0,7
$10^4 - 2 \cdot 10^4$	8	3,2	0,5
$2 \cdot 10^4 - 3 \cdot 10^4$	0,1	2,6	0,6

Результаты экспериментальных исследований (табл. 4.2, 4.3) свидетельствуют о возможности воспроизведения шкалы времени ГНСС каждым комплектом НАП с погрешностью не более 10 нс. При этом достижимая точность определения относительного расхождения шкал времени пространственно разнесенных комплектов НАП составляет не хуже 5 нс (СКО) на базе до 400 км.

4.8. Комбинированный способ синхронизации

Данный способ используется в тех случаях, когда возможность внешней синхронизации сохраняется, однако требуемая точность синхронизации ШВ опорных станций (СКО менее 5нс) в режиме внешней синхронизации не может быть достигнута (геомагнитные возмущения, высокий уровень помех в ГНСС и пр.). В этом случае организуется двухэтапная процедура синхронизации: на первом этапе осуществляется внешняя синхронизация опорных станций с погрешностью $\sigma_\tau < \sigma_{\text{доп}}$, а затем – внутрисистемная (автономная) синхронизация, позволяющая

уменьшить погрешность σ_τ до требуемого значения (порядка 5нс). В зависимости от величины $\sigma_{\text{доп}}$, определяющей точность первой ступени синхронизации, возможны два варианта организации второй (точной) ступени.

При внешней синхронизации опорных станций с точностью не хуже ± 120 нс ($\sigma_{\text{доп}} \approx 40$ нс) неопределенность по задержке сигнала ведущей ОС1, принимаемого ведомыми опорными станциями, не превышает значения $T_0/4 \approx 125$ нс (РНС «Спрут» [15]). Это позволяет осуществить с высокой достоверностью (вероятность $P_{\text{пр}} > 0.999$) устранение многозначности фазовых измерений без непосредственного использования системы кодовой синхронизации. При этом на втором этапе осуществляется только автономная фазовая синхронизация (СКС может использоваться для контроля синхронизации или в качестве резервной системы).

Если $\sigma_{\text{доп}} > 40$ нс, но не превышает предельно допустимого значения (порядка 250 нс), при котором еще возможна беспойсковая синхронизация, то дополнительно к фазовой требуется еще и точная ступень кодовой синхронизации (в автономном режиме).

В обоих случаях необходимость в поиске сигнала ОС1 ведомыми опорными станциями отпадает, что весьма существенно сокращает общее время синхронизации по сравнению с полностью автономной синхронизацией (с 5 до 1.5 минут в РНС «Спрут» [16]).

Благодаря применению внешней синхронизации опорных и бортовых станций наземной РНС по сигналам НКА, рассмотренный способ позволяет весьма существенно сократить общее время синхронизации, так как отпадает необходимость поиска сигналов (*беспойсковая синхронизация*). Время, затрачиваемое на поиск сигналов, составляет более 50% от общего времени синхронизации. Так при поиске с использованием многоканального устройства с числом каналов $M = 100$ и априорном интервале задержек ШПС $\tau \in [0, T_n]$, пороговом отношении сигнал/шум в полосе ШПС $q_{\text{min}} = -40$ дБ и вероятности аномальных ошибок $P_{\text{ош}} < 10^{-3}$ время поиска составит более 3 минут [9].

Даже в тех случаях, когда неопределенность в синхронизации бортовой и системной ШВ достаточно велика и поиск сигналов необходим, комбинированный способ синхронизации имеет значительные преимущества перед способом автономной синхронизации. Так при неопределенности около 2мс (общая неопределенность относительно координат КС и времени) процедура поиска сигнала при числе каналов $M = 100$ требует менее 10 шагов (общее время поиска менее 10 с против 3 минут при полностью автономной синхронизации) [10а].

Кроме того, благодаря применению ШПС с большой базой ($N \gg 1$) практически исключается влияние пространственных сигналов на точность синхронизации при условии, что уровень мешающих сигналов составляет не более 40дБ по отношению к полезному сигналу. Это соответствует условиям приема практически во всей рабочей зоне РНС.

Выводы по четвёртой главе

1. Требуемая точность относительной синхронизации временных шкал опорных станций - не более 5нс (значение СКО) для широкополосных РНС диапазона СЧ, может быть достигнута при выполнении условий:

- координаты опорных станций известны с сантиметровой точностью,
- синхронизация осуществляется по навигационным сигналам одного выбранного определенным образом навигационного спутника,
- имеется возможность вычислять геометрические дальности от НКА до приемной антенны НАП по бортовым эфемеридам с погрешностью не превышающей 1 м и по уточненным эфемеридам в режиме постобработки с погрешностями 10-20 см,
- для измерений псевдодальностей применяется двухчастотная помехоустойчивая аппаратура в режимах кодовых и фазовых измерений.

2. Для оценивания параметров нестабильности ЭВЧ опорных станций следует применять фазовые измерения, имеющие низкий уровень шумов по сравнению с кодовыми измерениями. При этом дрейф частоты из-за

ограниченности интервала наблюдения спутника не подлежит оцениванию. Оценивание действительных начальных расхождений момента шкалы времени по результатам фазовых измерений также невозможно по причине неоднозначности фазовых измерений.

3. Применение дифференциального метода сличения ЭВЧ опорных станций позволяет исключить погрешности из-за ухода шкал бортовых часов, в значительной степени компенсирует погрешности из-за задержки навигационного сигнала в ионосферном и тропосферном слоях, а также погрешностей эфемерид НКА.

4. Погрешность, обусловленная задержкой навигационного сигнала в тропосферном слое, является наиболее существенной для задачи синхронизации ЭВЧ опорных станций. Уровень тропосферной составляющей погрешности зависит от разницы метеоусловий в пунктах размещения опорных станций и от разности высот расположения антенных модулей НАП в этих пунктах. Минимальные значения тропосферной погрешности наблюдаются при *квазизенитном* положении НКА относительно синхронизируемых ОС (при углах места $\beta \approx 90^\circ$).

Заключение

Основные результаты диссертационной работы:

1. Сравнительный анализ спектрально-эффективных шумоподобных сигналов свидетельствует о преимуществах *MSK-BOC*-сигналов перед сигналами с традиционной модуляцией *MSK* в точности измерения задержки (СКО потенциальной ошибки уменьшается в $2l$ раз).

2. Применение сигналов *MSK-BOC(2)* в широкополосных РНС большой дальности наиболее целесообразно с учётом технических ограничений, связанных с реализацией аппаратуры формирования, приёма и обработки сигналов. Сигналы формата *MSK-BOC(2)* позволяют максимально упростить реализацию когерентного временного дискриминатора, исключив «ложные» нули дискриминационной характеристики.

3. Составной сигнал с компонентами *MSK-BOC(2)* и *MSK(2)* соответствует сигналу с традиционной модуляцией *MSK* с частотой следования элементов, в два раза превышающей тактовую частоту квадратурных кодов.

4. При непрерывном излучении (способы КР и ЧР) системные помехи в широкополосных РНС неизбежны. Способ временного разделения обеспечивает полное отсутствие системных помех в режиме слежения за сигналами. Сравнительный анализ позволил выделить 2 перспективных варианта формата сигнала, минимизирующих энергетические потери из-за пауз.

5. Для формирования шумоподобных спектрально-эффективных сигналов широкополосных РНС с временным разделением перспективными являются ансамбли из последовательностей *Касами*, оптимальные среди бинарных кодов по критерию минимума мощности системных помех. Для исключения ложной синхронизации (по мешающему сигналу) в режиме поиска необходимо использовать коды длины $N \geq 4095$.

6. Автономная (внутрисистемная) синхронизация опорных станций широкополосной РНС обеспечивает возможность временного разделения сигналов, принимаемых бортовыми станциями, без ограничения рабочей зоны РНС.

7. Алгоритмы параллельного поиска шумоподобных *MSK*-сигналов с равновесовой поэлементной обработкой обеспечивают существенные преимущества в реализации по сравнению с оптимальным алгоритмом при незначительном проигрыше в помехоустойчивости (0.9дБ).

8. При наличии сильного сигнала близкой ОС время поиска может быть сокращено примерно на порядок за счёт поиска сигналов других ОС в «узком» интервале задержек.

9. По завершении поиска реализуется двухступенчатый алгоритм слежения за задержкой ШПС: некогерентная ССЗ на начальном этапе и когерентная ССЗ на втором этапе (основной режим кодовой синхронизации).

10. Потенциальная помехоустойчивость предложенных алгоритмов параллельного поиска *MSK*-сигналов характеризуется пороговым отношением сигнал/шум на входе минус 40 дБ, требуемым для достижения приемлемого значения вероятности $P_{\text{ош}} \leq 10^{-3}$ при времени поиска менее 5с.

11. При равной тактовой частоте сигнал *MSK-BOC* (2) обеспечивает в 2 раза меньшую ошибку слежения за задержкой по сравнению с сигналом *MSK*, что соответствует эквивалентному энергетическому выигрышу 6 дБ.

12. Разработаны и исследованы методы и алгоритмы синхронизации опорных и бортовых станций наземных РНС с использованием ГНСС. Показано, что требуемая точность относительной синхронизации временных шкал опорных станций - не более 5нс (значение СКО) для широкополосных РНС диапазона СЧ, может быть достигнута при применении двухчастотной помехозащищенной аппаратуры в режимах кодовых и фазовых измерений с компенсацией тропосферной погрешности.

Перечень сокращений

- BPSK - binary phase shift keying;
BOC – binary offset carrier;
MSK – minimal shift keying;
QPSK - quadrature phase shift keying;
АКФ – автокорреляционная функция;
ВБ – вычислительный блок;
ВКФ – взаимнокорреляционная функция;
ГНСС – глобальная навигационная спутниковая система;
ГСО – геостационарная орбита;
КВНО – координатно-временное и навигационное обеспечение;
КС – корабельная станция;
МВ – метка времени;
МЧМ – минимальная частотная манипуляция;
НАП – навигационная аппаратура потребителя;
НВЗ – навигационно-временная задача;
НКА – навигационный космический аппарат;
ОГ – опорный генератор;
ОС – опорная станция;
ПД – псевдодальность;
ПСП – псевдослучайная последовательность;
РНС – радионавигационная система;
СКО – среднеквадратическое отклонение;
ССЗ – система слежения за задержкой;
ФМ – фазовая манипуляция (модуляция);
ЧВП – частотно-временные поправки;
ЭВО – эфемеридно-временное обеспечение;
ЭВЧ – эталон времени и частоты;
ШВ – шкала времени;
ШПС – шумоподобный сигнал.

Список использованных источников

1. Бондаренко В.Н., Кокорин В.И. Широкополосные радионавигационные системы с шумоподобными частотно-манипулированными сигналами/Новосибирск: Наука. 2011. – 260с.
2. Боровицкий В.Г. Реализация концепции интеграции наземных радионавигационных систем дальнего действия и спутниковых навигационных систем / В.Г. Боровицкий, В.С. Жолнеров, С.П. Зарубин и др. // Труды ИПА РАН. – 2005. – Вып. 13. – С.160–169.
3. Ипатов В.П. Поиск шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией / В.П. Ипатов, А.С. Маругин, В.Д. Платонов // Радиотехника. – 1991. – №6. – С. 47 – 55.
4. Помехоустойчивость приема спектрально-эффективных шумоподобных сигналов / Бондаренко В.Н. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т. 2015. – 160с.
5. Толстиков А.С. Алгоритмы синхронизации пространственно-разнесенных часов по сигналам спутниковых навигационных систем // Метрология, приложение к журналу «Измерительная техника». – 2009. -№ 9. – С. 25-35.
6. Демидов Н.А. Водородные стандарты частоты и времени: современное состояние и перспективы развития / Н.А. Демидов, В.А. Логачев, В.С. Горев и др. // Труды ИПА РАН. – 2005. – Вып. 13. – С. 61–70.
7. Алёшечкин А.М. Основные направления разработки радионавигационной аппаратуры в Красноярском государственном техническом университете / А.М. Алёшечкин, В.Н. Бондаренко, В.И. Кокорин // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2007. – № 5. – С. 54–62.
8. Богданов П. П. Результаты испытаний и опытной эксплуатации аппаратуры привязки по сигналам КНС ГЛОНАСС и GPS / П.П. Богданов, Н.В.Тутолмин, А.Ю. Феоктистов // Труды ИПА РАН. – 2005. – Вып. 13. – С. 406–411.

9. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС / Под ред. В.Н. Харисова, А.И. Перова. М.: ИПРЖР, 1999. – 400 с.
10. Галеев Р.Г. Экспериментальное исследование способов синхронизации в интегрированных радиосистемах навигации/Р.Г.Галеев, В.И. Гарифуллин, А.В.Гребенников, М.Ю.Казанцев// Сб. докл. Всеросс. НТК «Соврем.проблемы РЭ», Красноярск, ИПК СФУ, 2011. – С.158-162.
11. Betz, J.W. et al. Description of the L1C signal. In ION GNSS 19th International Technical Meeting of the Satellite Division, 26-28 September, 2006, Fort Worth, TX, pp. 2080-2091.
12. Global Navigation Satellite System GLONASS. Interface Control Document. Version 5.0, Moscow, 2002.
13. Гребенников А.В. Применение совместной фильтрации в беззапросных измерителях НКУ КНС ГЛОНАСС//Сб. докладов VII научно-технической конференции «Радиооптические технологии в приборостроении». Туапсе. 2009.
14. ICD-GPS-200, Revision C, U.S. Government, October 10, 1993.
15. NAVSTAR GPS User Equipment Introduction (Public Release Version) September 1996. – 215 p.
16. Global Positioning System Standard Positioning Service Performance Standard, U.S. Department of Defense, October, 2001. – 66 p.
17. Hofmann-Wellenhof B., Lichtenegger H., Collins J. Global Positioning System. Theory and Practice. Springer-Verlag Wien New York, 1994. – 356 p.
18. Schaer S., Gurtner W., Feltens J. IONEX: The IONosphere Map EXchange Format Version 1, February 25, 1998 // Proceedings of the IGS Analysis Center Workshop ESA/ESOC, Darmstadt, Germany, February 9-11, 1998. – P. 233-247.
19. Wilson B., Yinger C., Feess W., Shank C. New and Improved – The Broadcast Interfrequency Biases // GPS World Magazine, USA, August 1999.

20. Wilson B., Mannucci A. Extracting Ionospheric Measurements from GPS in the Presence of Anti-Spoofing // Proceedings of Institute of Navigation GPS '94, Salt Lake City, Utah, USA, September 21-23, 1994.
21. Schaer S. Mapping and Predicting the Earth's Ionosphere Using the Global Positioning System // Ph. D. dissertation, Astronomical Institute of the University of Bern, Switzerland, 1999. – 208 p.
22. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ (редакция пятая). – М.: КНИЦ МО РФ, 2002. – 57 с.
23. Отчет о научно-исследовательской работе «Исследование спектральных и корреляционных свойств меандровых шумоподобных сигналов (ВОС – сигналов) в спутниковых радионавигационных системах нового поколения». Шифр «Сигнал». М., 2009.
24. Ярлыков М. С. Характеристики меандровых сигналов (ВОС – сигналов) в спутниковых радионавигационных системах нового поколения. – М.: Радиотехника, 2008, № 8.
25. Бондаренко В.Н. Перспективные способы модуляции в широкополосных радионавигационных системах/В. Н. Бондаренко, Р.Г. Галеев, А. Г. Клевлин // Журнал Сибирского федерального университета. Серия «Техника и технологии». – 2011. – Том 4, №1. – С.17 – 24.
26. Бондаренко В.Н. Помехоустойчивость временных дискриминаторов шумоподобных сигналов с фазовой и частотной модуляцией/В. Н. Бондаренко, А. Г. Клевлин// Радиотехника и электроника. – 2012. – Т. 57. – №1. – С. 59–66.
27. Бондаренко В.Н. Временной дискриминатор шумоподобного сигнала с минимальной частотной модуляцией формата *MSK-ВОС*/ В. Н. Бондаренко, Р.Г. Галеев, В. Ф. Гарифуллин, Т.В. Краснов // Радиотехника. – 2013. – №6. – С. 89–92.
28. Васильев Д.И. Направление развития информационно-телекоммуникационной среды Арктики/ Д.И. Васильев, Р.Г. Галеев, А.А.

Рахманов// Связь в Вооруженных Силах Российской Федерации – 2010.С. 105-107.

29. Алёшечкин А.М. Перспективы применения шумоподобных сигналов в системах дальней радионавигации / А.М. Алёшечкин В.Н. Бондаренко, В.И. Кокорин // Труды XI Межд. НТК «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж. – 2005. – Т. 3. – С. 1385–1390.

30. Алёшечкин А.М. Бортовая станция широкополосной системы морской радионавигации / А.М. Алёшечкин, В.Н. Бондаренко, В.И. Кокорин и др. // Труды XIII-й Межд. НТК «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж. –2007. – Т. 3. – С. 1932–1943.

31. Алёшечкин А.М. Применение интегрированных радионавигационных систем для повышения эффективности координатно-временного обеспечения / А.М. Алёшечкин, В.Н. Бондаренко, В.И. Кокорин // Сб. докл. 2-й Всеросс. НТК «Фундаментальное и прикладное координатно-временное и навигационное обеспечение (КВНО–2007)». – С-П, 2–5апреля 2007 г.

32. Алёшечкин А.М. Широкополосная радионавигационная система для морских потребителей / А.М. Алёшечкин, В.Н. Бондаренко, В.И. Кокорин и др. // VI Росс. НТК «Соврем.сост. и пробл. навиг. и океанографии» НО–2007. – Труды конфер. – С-П, 23–25 мая 2007 г.

33. Алёшечкин А.М. Основные направления совместного использования космических и наземных радионавигационных систем / А.М. Алёшечкин, В.Н. Бондаренко, В.И. Кокорин // Сб. докл. Всеросс. научной конференции «Навигационные спутниковые системы, их роль и значение в жизни современного человека». – Красноярск, 2007. – С. 197–199.

34. Алёшечкин А.М. Обеспечение координатно-временной информацией в многофункциональной радионавигационной системе / А.М. Алёшечкин, В.Н. Бондаренко, В.И. Кокорин // Труды ИПА РАН. – Вып. 13. – 2005. – С. 301–309.

35. Алёшечкин А.М. Координатно-временное обеспечение при использовании интегрированных космических и наземных радионавигационных систем / А.М. Алёшечкин, В.Н. Бондаренко, В.И. Кокорин // Сб. материалов XI Межд. научной конференции «Решетневские чтения». – Сиб. ГАУ. – Красноярск, 2007. – С. 53–54.

36. Алёшечкин А.М. Основные направления комплексирования и интеграции радионавигационной аппаратуры наземных и спутниковых РНС / А.М. Алёшечкин, В.Н. Бондаренко, Р.Г. Галеев, В.И. Кокорин // Труды Межд. НТК «Системный анализ и управление». – Евпатория, 2008.

37. Агафонников А.М. Фазовые радиогеодезические системы для морских исследований / А.М. Агафонников. М.: Наука, 1979. –164 с.

38. Бондаренко В.Н. Синхронизация корреляционного приемника с использованием автономного датчика скорости / В.Н. Бондаренко, Р.Г. Галеев, Е.В. Кузьмин., А.Г. Клевлин // Датчики и системы. – 2009. – №9. – С.25 – 29.

39. Бондаренко В.Н., Исследование помехоустойчивости алгоритмов ускоренного поиска шумоподобного сигнала/ В.Н. Бондаренко, Р.Г. Галеев, А.Г. Клевлин // Сб. докл. Всеросс. НТК «Соврем.проблемы РЭ», Красноярск, ИПК СФУ, 2009. С.31-34.

40. Бондаренко В.Н. Оптимальный алгоритм поиска шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией/В.Н. Бондаренко // Радиотехника и электроника. – 2008. – Т. 53. – № 2. – С. 238–244.

41. Бондаренко В.Н. Система кодовой синхронизации приёмника периодического шумоподобного сигнала/В.Н. Бондаренко // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2008. – Вып.1. – С. 3–13.

42. Бондаренко В.Н. Корреляционные свойства шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией при дополнительной цифровой модуляции/В.Н. Бондаренко, А.Г.Клевлин // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2008. – Вып.2. – С. 3–10.

43. Бондаренко В.Н. Алгоритм поиска для системы кодовой синхронизации корреляционного приёмника шумоподобного сигнала/В.Н. Бондаренко, А.Г.Клевлин // Датчики и системы. – 2008. – № 7. – С. 16–19.
44. Бондаренко В.Н. Система двухэтапной фазовой синхронизации приёмника шумоподобного сигнала/В.Н. Бондаренко, Е.В.Кузьмин// Датчики и системы. – 2008. – № 7. – С. 14–16.
45. Бондаренко В.Н. Система фазовой синхронизации приёмника периодического шумоподобного сигнала / В.Н. Бондаренко // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т. 54. – № 2. – С. 1–8.
46. Бондаренко В.Н. Помехоустойчивость временного дискриминатора шумоподобного сигнала / В.Н. Бондаренко // Радиотехника. – 2009. – №5. – С. 26–33.
47. Бондаренко В.Н. Синхронизация корреляционного приёмника с использованием автономного датчика скорости / В. Н. Бондаренко, Р. Г. Галеев, Е. В. Кузьмин, А. Г. Клевлин // Датчики и системы. – 2009. – №9. – С.25 – 29.
48. Бондаренко В.Н. Результаты экспериментальных исследований широкополосной радионавигационной системы средневолнового диапазона/ А.М. Алёшечкин, В.Н. Бондаренко, В.И. Кокорин, Е.В. Кузьмин// Гироскопия и навигация. – 2009. – №4. – С. 20–25.
49. Бондаренко В.Н.Точность измерения задержки шумоподобных сигналов с ограниченным спектром/В.Н. Бондаренко, А.Г.Клевлин, В.И. Кокорин. //Известия ВУЗов России – Радиоэлектроника. – 2011. - № 1. – С. 38 – 45.
50. Бондаренко В.Н. Перспективные способы модуляции в широкополосных радионавигационных системах/В. Н. Бондаренко, Р.Г. Галеев, А. Г. Клевлин // Журнал Сибирского федерального университета. Серия «Техника и технологии». – 2011. – Том 4, №1. – С.17 –24.
51. Бондаренко В.Н. Помехоустойчивость временных дискриминаторов шумоподобных сигналов с фазовой и частотной

модуляцией /В.Н. Бондаренко, А.Г.Клевлин, В.И. Кокорин. // Радиотехника и электроника. – 2012. – Т. 57. – №1. – С. 59–66.

52. Бондаренко В.Н. Помехоустойчивость корреляционного приемника шумоподобного сигнала с автокомпенсатором структурной помехи/В.Н. Бондаренко, Т.В. Краснов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2012. – Вып.1. – С. 58–65.

53. Бондаренко В.Н. Квазиоптимальный алгоритм поиска шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией / В.Н. Бондаренко, Р.Г. Галеев, В. Ф. Гарифуллин, Т. В. Краснов// Успехи современной радиоэлектроники. – 2012. – №9. – С. 85–911.

54. Бондаренко В.Н. Поиск шумоподобного сигнала при наличии помехи-отражения/ В.Н. Бондаренко, Р.Г. Галеев, В. Ф. Гарифуллин, Т. В. Краснов// Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2013. – №1. – С. 64–70.

55. 16. Бондаренко В.Н. Временной дискриминатор шумоподобного сигнала с минимальной частотной модуляцией формата *MSK-BOC*/ В.Н. Бондаренко, Р.Г. Галеев, В. Ф. Гарифуллин, Т. В. Краснов// Радиотехника. – 2013. – №6. – С. 89–92.

56. Бондаренко В.Н. Помехоустойчивость квазиоптимального корреляционного приёмника шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией/ В.Н. Бондаренко, Е.В. Богатырёв, В.Ф. Гарифуллин, Т. В. Краснов// Радиотехника и электроника. – 2013. – Т. 58. – № 12, С. 1236–1242.

57. Составной шумоподобный MSK-сигнал с пилотной и информационной компонентами / В.Ф. Гарифуллин - Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр г. Красноярск 2015 г. - С. 193–196

58. Предварительная обработка данных радиометра MODIS (КА TERRA) для решения прикладных задач / Романов А.А., Ромасько В.Ю.,

Кашкин В.Б., // Исследование Земли из космоса, № 5. — М.: НАУКА РАН, 2007

59. Определение тропосферной задержки сигналов ГЛОНАСС/GPS с использованием спутниковой информации о профилях атмосферы/ В.Б. Кашкин, А.О. Клыков/ Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр г. Красноярск 2015 г. - С. 222–225

60. Noise Stability of Time Discriminators for Spread-Spectrum Signals with Phase and Frequency Modulation/ V.N Bondarenko,. V. I. Kokorin, A. G. Klevlin//Journal of Communications Technology and Electronics, 2012, Vol. 57, No. 1, pp. 54–61.

61. Quasi-optimal spread spectrum signal with minimum shift keying receiver interference immunity/V.N. Bondarenko, E.V. Bogatyrev, T.V. Krasnov, V.F. Garifullin//Journal of Communications Technology and Electronics, 2013, vol. 58, no. 13, pp. 1232–1239.

62. Betz, J.W. et al. Description of the L1C signal. In ION GNSS 19th International Technical Meeting of the Satellite Division, 26-28 September, 2006, Fort Worth, TX, pp. 2080-2091.

63. Global Navigation Satellite System GLONASS. Interface Control Document. Version 5.0, Mosow, 2002.

64. Galileo. Navigation Primary Codes. European Space Agency. 2006.

65. Nard G., Weems L., Bourassea S. Geoloc Long-Range Spread Spectrum Accurate Radiolocation System Operational Results // IEEE Position Location and Navigation Symposium. 1986.

66. Hofmann-Wellenhof B., Lichtenegger H., Collins J. Global Positioning System. Theory and Practice. Springer-Verlag Wien New York, 1994. – 356 p.

67. Schaer S., Gurtner W., Feltens J. IONEX: The IONosphere Map EXchange Format Version 1, February 25, 1998 // Proceedings of the IGS Analysis Center Workshop ESA/ESOC, Darmstadt, Germany, February 9-11, 1998. – P. 233-247.

68. Wilson B., Yinger C., Feess W., Shank C. New and Improved – The Broadcast Interfrequency Biases // GPS World Magazine, USA, August 1999.
69. Wilson B., Mannucci A. Extracting Ionospheric Measurements from GPS in the Presence of Anti-Spoofing // Proceedings of Institute of Navigation GPS '94, Salt Lake City, Utah, USA, September 21-23, 1994.
70. Schaer S. Mapping and Predicting the Earth's Ionosphere Using the Global Positioning System // Ph. D. dissertation, Astronomical Institute of the University of Bern, Switzerland, 1999. – 208 p.
71. Патент RU 2307474 С1. Способ приёма шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией / В.Н. Бондаренко, В.И. Кокорин// Оpubл. 27.09.2007. Бюл. №27.
72. Патент RU 2323536 С1. Способ приёма шумоподобных частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой / В.Н. Бондаренко, В.И. Кокорин//Оpubл. 27.04.2008. Бюл. №12.
73. Патент RU 2353064 С1. Способ поиска шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией / В.Н. Бондаренко // Оpubл.: 20.04.2009. – Бюл. №11.
74. Патент RU 2357359 С1. Устройство синхронизации приёмника шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией/ В.Н. Бондаренко // Оpubл.: 20.06.2009. – Бюл. №14.
75. Патент RU 2374776 С2. Корреляционный приемник шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией / В.Н. Бондаренко, А.Г. Клевлин // Оpubл.: 27.11.2009. – Бюл. №33.
76. Патент № 2426286. Синхронизация //В.Н. Бондаренко, Р.Г. Галеев, В.И. Кокорин, Г. М. Рагзин // Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений РФ 15.07.2011.
77. Патент RU 2420005 С1. Способ поиска шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией / В.Н. Бондаренко, А. Г. Клевлин// Оpubл.: 27.05.2011. –Бюл. №15.

78. Патент RU 2431919 С1. Корреляционный приемник шумоподобных сигналов / В.Н. Бондаренко, В.И. Кокорин, А. Г. Клевлин, Т.В. Краснов// Оpubл.: 20.10.2011. – Бюл. №29 .

79. Патент RU 2486683 С1. Способ поиска шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией/ В.Н. Бондаренко, В.Ф. Гарифуллин, Т.В. Краснов// Оpubл. 27.06.2013. Бюл. №18.