

Модернизация алгоритма поиска сигнала межспутниковой радиолнии ГЛОНАСС

Upgrading signal search algorithm of GLONASS inter-satellite radio line

Гончаров / Goncharov O.

Олег Александрович

(oleggonch12@gmail.com)

АО «Российские Космические Системы»,
инженер-исследователь 2 категории.

г. Москва

Астахов / Astahov D.

Дмитрий Анатольевич

(atismail@mail.ru)

АО «Российские Космические Системы»,
начальник отделения 74.

г. Москва

Ключевые слова: межспутниковая радиолния – inter-satellite radio line; энергетический расчет межспутниковой радиолнии – inter-satellite radio line power specific calculation; поиск сигнала межспутниковой радиолнии – inter-satellite radio line signal search; некогерентное накопление – noncoherent accumulation; когерентное накопление – coherent accumulation; циклограмма функционирования межспутниковой радиолнии – inter-satellite radio line function cyclogram; порядок кодово-временного разделения спутников межспутниковой радиолнии – inter-satellite radio line satellite code and time separation procedure.

В данной статье затрагивается тема оптимизации поиска сигнала межспутниковой радиолнии относительно имеющихся ранее решений для системы ГЛОНАСС. Авторы статьи провели моделирование некогерентного и когерентного обнаружений сигнала. Представлены вариации схем накопления по времени. Проведенное моделирование установило уменьшение аппаратных затрат на поиск сигнала межспутниковой радиолнии в девять раз относительно имеющегося ранее решения. Особенностью решаемой задачи моделирования являлся фиксированный интервал времени, выделенный на поиск сигнала межспутниковой радиолнии.

This paper deals with the subject of optimizing signal search algorithm of inter-satellite radio line with respect to solutions for GLONASS system available earlier. Authors of the paper conducted simulation of noncoherent and coherent signal detection. Variations of accumulation layouts by time are introduced. Simulation conducted established reduce in hardware cost for searching signal of inter-satellite radio line nine fold with respect solution available earlier. Specific feature of simulation task to be resolved is the fixed time interval assigned for searching signal of inter-satellite radio line.

Введение

Предварительным этапом навигационно-временных определений будет поиск радионавигационного сигнала из излучаемых созвездием спутников.

Пусть на вход приемника межспутниковой радиолнии поступает реализация $y(t)$, представляющая собой аддитивную смесь сигнала $s(t, \lambda, \vartheta, \mu)$ и помехи $n(t)$:

$$y(t) = s(t, \lambda, \vartheta, \mu) + n(t)$$

где μ – неинформативные параметры;

λ – вектор параметров сигнала;

ϑ – дискретный параметр, несущий дополнительную навигационную информацию.

Сигнальная функция от j -го навигационного спутника описывается:

$$s_j(t) = A_j h_{mj}(t - \tau_j(t)) \cos(\omega_{0j}(t - \tau_j(t)) + \phi_{0j})$$

где A_j – амплитуда сигнала; $h_{mj}(t - \tau_j(t))$ – функция модуляции дальномерным кодом и навигационным сообщением (вся терминология не соответствует документам по структуре сигнала и ЦИ в МРЛ); ω_{0j} – несущая частота; ϕ_{0j} – случайная начальная фаза сигнала.

$$h_{mj}(t - \tau_j(t)) = h_{dkj}(t - \tau_j(t)) h_{ncj}(t - \tau_j(t))$$

По принятой реализации осуществляется оптимальный поиск сигнала, откуда выделяется вектор состояния навигационного спутника и информация о спутниках, участвующих в измерениях. Предварительно стоит определиться с энергетикой межспутниковой радиолнии, откуда осуществим синтез обнаружителя сигнала.

Энергетика межспутниковой радиолнии

Аппаратура межспутниковых измерений должна обеспечивать непрерывное функционирование системы,

работающей в соответствии с заданной циклограммой (рис. 1) и по полиномам генераторов дальномерных кодов, обеспечивающих кодовое разделение (таблица 1). Дополнительно обеспечивается частотное разделение (таблица 1).

Исходя из требований технического задания, каждый навигационный спутник системы должен связываться с остальными, находящимися в области видимости его приемной аппаратуры, без изменения циклограммы функционирования. Для этого антенна бортовой аппаратуры межспутниковых измерений (БАМИ) имеет диаграмму направленности равномерную в азимутальной плоскости. В угломестной плоскости диаграмма направленности имеет конусообразный вырез, центр которого направлен на центр земли для исключения влияния помех со стороны других систем и исключает влияние шумов от поверхности Земли (рис. 2).

Коэффициенты усиления (КУ) $K_A(\alpha)$ представлены в таблице 2, значения которых были взяты из рис. 2.

Измерения параметров антенн проводились при длине волны: $\lambda = 0.136$ м.

Как указано в литературе [1], затухание сигнала на максимальной дальности (по мощности):

$$K_{\text{зат}} = \frac{P_{\text{изл}}}{P_{\text{пр}}} = \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 R_{\text{max}}^2} = 7.07 * 10^{-20} = -193.4 \text{ дБ} \quad (1)$$

Тогда для затухания сигнала от i -го НС можно записать выражение:

$$K_{\text{зат},i} = \frac{K_{\text{зат}} G_A(\alpha)}{(\cos(\alpha))^2} \quad (2)$$

или в децибелах

$$K_{\text{зат},i} = -193.4 \text{ дБ} + 2K_A(\alpha) - 20 \lg(\cos(\alpha)) \quad (3)$$

Значения $K_{\text{зат},i}$ при разных α приведены в таблице 2. В диапазоне углов $37^\circ \dots 85^\circ$ минимальное значение $L_R = -182,24 \text{ дБ}$.

Температура шума входного устройства приёмника составляет 260°К .

Спектральная плотность входного шума, представленного моделью аддитивного белого гауссовского шума, определяется выражением (4) и составляет значением в -204 дБВт/Гц .

Мощность передатчика БАМИ на входе антенны $-80 \text{ Вт} (+19,0 \text{ дБВт})$.

Потери в тракте АФУ и циркуляторе не превышают $P_{\text{пот}} = 1,8 \text{ дБ}$.

Таким образом, энергопотенциал радиолинии в диапазоне углов $37^\circ \dots 85^\circ$ при наличии защиты будет равен:

$$N_0 = k * T_{\text{ш}} \quad (4)$$

Мощность передатчика БАМИ на входе антенны $-80 \text{ Вт} (+19,0 \text{ дБВт})$.

Потери в тракте АФУ и циркуляторе не превышают $P_{\text{пот}} = 1,8 \text{ дБ}$.

Таким образом, энергопотенциал радиолинии в диапазоне углов $37^\circ \dots 85^\circ$ при наличии защиты будет равен:

$$H = K_{\text{зат}, \text{max}} [\text{дБ}] - P [\text{дБ}] - N_0 - 2 * P_{\text{пот}} = (-182.24 + 19 + 204 - 2 * 1.8) = 37.16 \text{ дБ}$$

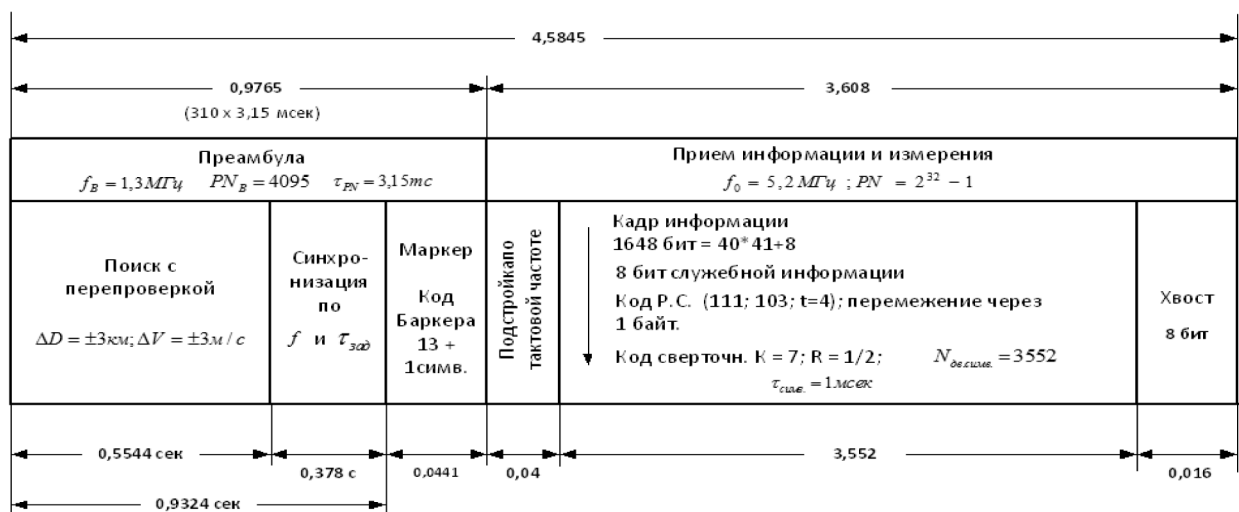


Рис. 1. Циклограмма пакета межспутниковых измерений

Соответствие кодов полинома, несущих частот и номеров с 1-й по 7-ю сигнальных литер

| Номер сигнальной литеры | Номер системной точки КА | Несущая частота сигнала, кГц | Полином ПСП-В $PN=2^{12}-1$ | Полином ПСП-О $PN=2^{32}-1$ |
|-------------------------|--------------------------|------------------------------|-----------------------------|-----------------------------|
| 1 | 1, 2, 3, 4 | 2 211 750 | 16047 ₈ | 40035532523 ₈ |
| 2 | 5, 6, 7, 8 | 2 212 000 | 16533 ₈ | 72374317525 ₈ |
| 3 | 9, 10, 11, 12 | 2 212 250 | 14127 ₈ | 42003247143 ₈ |
| 4 | 13, 14, 15, 16 | 2 212 500 | 15413 ₈ | 40020000007 ₈ |
| 5 | 17, 18, 19, 20 | 2 212 750 | 17673 ₈ | 41760427607 ₈ |
| 6 | 21, 22, 23, 24 | 2 213 000 | 15053 ₈ | 60537314115 ₈ |
| 7 | Земная станция | 2 213 250 | 14227 ₈ | 71265756301 ₈ |

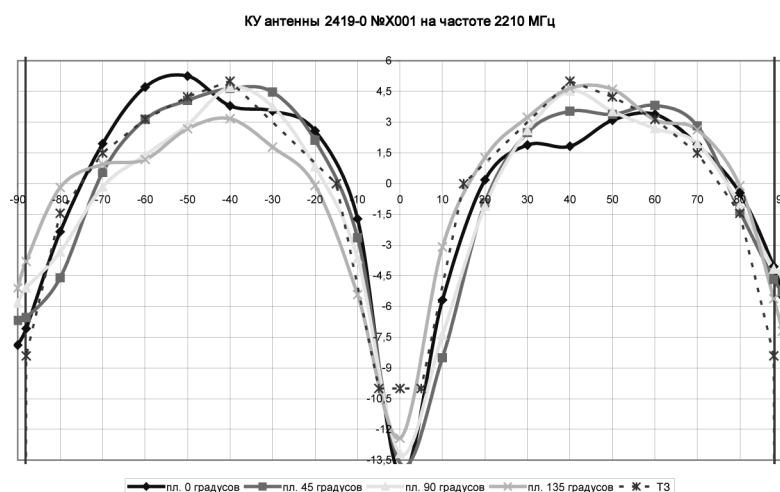


Рис. 2. Зависимость коэффициента усиления антенны МРЛ в зависимости от угла визирования

Зависимость КУ и коэффициента затухания от угла визирования

| | | | | | | |
|-------------------|----------|----------|----------|----------|----------|---------|
| α , град | 37 | 50 | 60 | 70 | 80 | 85 |
| $G_d(\cdot)$, дБ | + 4.6 | + 4.5 | + 3 | + 1,5 | - 1,5 | - 3 |
| $K_{зат,j}$, дБ | - 182,64 | - 180,96 | - 181,37 | - 181,08 | - 181,19 | - 178,2 |

В расчете потенциала не учтены поляризационные потери.

Если принять запас на все неучтенные потери равным 2.16 дБ/Гц, то расчетное значение энергопотенциала межспутниковой радиолинии составит 35 дБ/Гц.

Анализ поиска сигнала межспутниковой радиолинии

Как сказано в литературе [1], основной задачей поиска сигналов является формирование предварительной (грубой) оценки его параметров. Данная задача решается на ограниченном интервале времени T , длительность которого определяется требуемой вероятностью правильного поиска, а также условием постоянства оцениваемых параметров (или малости их изменения). Особенностью рассматриваемой задачи является определенность циклограммы функционирования аппаратуры межспутниковой радиолинии (рис. 1).

Как указано в источнике [1], сигнал на входе приемника на интервале времени поиска может быть представлен в виде

$$y(t) = \sum_{j=1}^N \gamma_j A_j h_{mj}(t - \tau_j) \cos(\omega_{0j}t + 2\pi f_{допj}t + \varphi_{0j}) + n(t) \tag{5}$$

где $n(t)$ – белый гауссовский шум с нулевым математическим ожиданием и двухсторонней плотностью $N_0/2$ (N – реальная физическая односторонняя спектральная плотность внутреннего шума приемника);

- γ_j – параметр, устанавливающий факт наличия или отсутствия сигнала, принимающий значение {1;0};
- A_j – амплитуда сигнала на входе приемника;
- $f_{допj}$ – частота Доплера принимаемого сигнала;
- φ_{0j} – начальная фаза сигнала на входе приемника.

Зададим априорное статистическое описание случайных величин.

Амплитуда сигнала A_j на входе приемника в общем случае априорно не известна. Однако при рассмотрении задачи поиска ее полагают известной в некотором диапазоне. При более корректном подходе A_j следует считать случайной величиной, распределенной по законам Рэлея (при отсутствии ярко выраженной детерминированной составляющей сигнала) или Райса

(при наличии детерминированной и случайной составляющих сигнала).

Начальные случайные фазы φ_{0j} распределены равномерно на интервале $[-\pi; \pi]$, т.е. $p_{ар}(\varphi_{0j}) = 1/2\pi, j = \overline{1, N}$.

Параметр γ_j , имеющий значение 1 или 0, определяет наличие или отсутствие сигнала j -го НС в принимаемом сигнале. Откуда необходимо оценивать значение параметра γ_j и соответствующее значение частотной (сигнальной) литеры, которая будет определяться из таблицы 1. Также в представленной таблице показаны коды формирующих полиномов в разных режимах работы сигнала межспутниковой радиолинии, суть которой будет расписана далее.

Из теории оптимального оценивания случайных параметров сигнала следует, что максимум апостериорной информации (информации, учитывающей проведенные наблюдения) о случайных параметрах сигнала содержится в апостериорной плотности вероятности (АПВ) $p(\tau, f_d, \varphi_0 / Y_{t_0}^{t_0+T})$, где $Y_{t_0}^{t_0+T} = \{y(t), t \in [t_0, t_0 + T]\}$ – наблюдаемая реализация.

Используя формулу Байеса, запишем

$$p(\tau, f_d, \varphi_0 / Y_{t_0}^{t_0+T}) = c p(Y_{t_0}^{t_0+T} / \tau, f_d, \varphi_0) p_{ар}(\tau) p_{ар}(f_d) p_{ар}(\varphi_0) \tag{6}$$

Здесь c – нормировочная константа.

Так как нас интересуют только оценки параметров τ и f_d , рассмотрим АПВ $p(\tau, f_d / Y_{t_0}^{t_0+T})$, которая получается из (6) интегрированием по φ_0 :

$$p(\tau, f_d / Y_{t_0}^{t_0+T}) = \int_{-\pi}^{\pi} p(\tau, f_d, \varphi_0 / Y_{t_0}^{t_0+T}) d\varphi_0 = c p_{ар}(\tau) p_{ар}(f_d) \int_{-\pi}^{\pi} p(Y_{t_0}^{t_0+T} / \tau, f_d, \varphi_0) p_{ар}(\varphi_0) d\varphi_0 \tag{7}$$

При фиксированных значениях τ, f_d, φ_0 функционал плотности вероятности наблюдаемой реализации (5) имеет вид:

$$p(Y_{t_0}^{t_0+T} / \tau, f_d, \varphi_0) = c_1 \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t, \tau, f_d, \varphi_0) \left(y(t) - \frac{1}{2} s(t, \tau, f_d, \varphi_0) \right) dt \right\} = c_2 \exp \left(\frac{2}{N_0} \int_{t_0}^{t_0+T} y(t) s(t, \tau, f_d, \varphi_0) dt \right) \tag{8}$$

При записи последнего равенства учтено, что τ, f_d, Φ_0 являются неэнергетическими параметрами, таким образом, второе слагаемое, стоящее под знаком экспоненты в (6), пропорционально энергии сигнала и соответствующий сомножитель можно привести к константе.

Подставив (8) в (7) и выполнив интегрирование по Φ_0 , получаем

$$p(\tau, f_d / Y_{t_0}^{t_0+T}) = c_3 p_{ap}(\tau) p_{ap}(f_d) I_0 \left(\frac{2A}{N_0} X(T) \right), \quad (9)$$

где $I_0(X)$ – функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента;

$$X(T, \tau, f_d) = \sqrt{I(T, \tau, f_d)^2 + Q(T, \tau, f_d)^2} - \quad (10)$$

огibaющая сигнала на выходе согласованного фильтра (коррелятора);

$$I(T, \tau, f_d) = \int_{t_0}^{t_0+T} y(t) h_{dk}(t - \tau) \cos(\omega_0 t + 2\pi f_d t) dt \quad (11)$$

$$Q(T, \tau, f_d) = \int_{t_0}^{t_0+T} y(t) h_{dk}(t - \tau) \sin(\omega_0 t + 2\pi f_d t) dt -$$

синфазная и квадратурная компоненты соответственно.

Сигналы $h_{dk}(t - \tau), \cos(\omega_0 t + 2\pi f_d t), \sin(\omega_0 t + 2\pi f_d t)$ формируются соответствующими опорными генераторами (дальномерного кода и гармонического колебания) с соответствующими значениями параметров τ и f_d . Располагая АПВ (9), можно вычислить любые оценки задержки $\bar{\tau}$ и доплеровского смещения частоты \bar{f}_d . Рассматриваются оценки, соответствующие максимуму АПВ, т.е.

$$\left\{ \bar{\tau}, \bar{f}_d \right\} = \underset{\tau, f_d}{\text{max}}^{-1} p(\tau, f_d / Y_{t_0}^{t_0+T}) \quad (12)$$

где max^{-1} обозначает функцию, обратную функции нахождения максимума.

Поскольку априорные плотности вероятности распределения параметров τ и f_d приняты равномерными в заданных диапазонах $\Delta\tau_{ap}$ и $\Delta f_{d,ap}$ их роль в нахождении оценок (12) сводится к фиксированной двумерно области $[\Delta\tau_{ap}, \Delta f_{d,ap}]$.

Другим практическим приближением относительно строгого решающего правила является отказ от нахождения истинного максимума, а поиск такого значения $X(T, \tau, f_d)$, которое больше некоторого заданного порога h . Значение порога выбирается близким к максимальному значению X_{max} . Такая процедура позволяет в 2 раза уменьшить число рассматриваемых значений каждого из аргументов τ и f_d . Кроме того, при таком подходе решающее правило заменяется на более простые операции определения значения огибающей и сравнения полученного значения с порогом l_n . В качестве решения,

т.е. оценок, при которых наблюдается превышение порога, т.е.

$$X(T, \bar{\tau}, \bar{f}_d) \geq l_n \quad (13)$$

Начальными условиями задачи поиска будут:

- требуемое значение вероятности правильного обнаружения;
- вероятность ложной тревоги для всей процедуры поиска;
- диапазон отношения сигнал/шум;
- диапазон поиска по дальности и скорости.

Конечными результатами, которые будут определять структуру приемника, будут:

- количество корреляторов, необходимых для обработки сигнала при параллельном либо последовательном поиске;
- время накопления сигнала;
- обоснование схемы обнаружителя сигнала (интегрирование в корреляторе; некогерентное накопление выходных отсчетов корреляционных сумм; комбинированный – интегрирование в корреляторе с некогерентным накоплением отсчетов на его выходе);
- если обнаружитель комбинированный, то необходимо определиться с числом некогерентных суммирований и временем накопления в корреляторе; если обнаружитель только с использованием интегрирования в корреляторе, то необходимо определиться с длительностью интегрирования, при которой обеспечивается требуемая величина вероятности правильного обнаружения при заданном отношении сигнал шум.

Рассмотрим четыре варианта возможного решения задачи обнаружения сигнала:

- накопление в корреляторе на интервале времени равного длительности периода псевдослучайной последовательности (ПСП) (3.15 мс);
- накопление в корреляторе на интервале времени равного утроенной длительности периода ПСП (9.45 мс);
- некогерентный обнаружитель с накоплением в корреляторе на интервале времени, равном длительности периода ПСП (3.15 мс) с выбором необходимого числа некогерентных суммирований;
- комбинированный обнаружитель с накоплением в корреляторе на интервале времени, равном двум периодам ПСП (6.3 мс) с выбором необходимого числа некогерентных суммирований.

Для всех случаев определимся с числом анализируемых ячеек поиска.

Как видно из рис. 1, длительность интервала поиска составляет 0.5544 сек. На начало каждого сеанса поиска сигнала задано, что неопределенность по дальности составляет 6 км, откуда рассчитываем неопределенность по задержке – 20 мкс. Следовательно, область возможных значений поиска задержки сигнала [0; 20] мкс. Согласно литературе [1], зная длительность символа псевдослучайной последовательности получаем число ячеек поиска по задержке – 52. Также

из документа «Структура информационно-измерительных радиосигналов, излучаемых в межспутниковой радиолинии» задано, что неопределенность по скорости составляет 6 м/с. Откуда получаем интервал неопределенности по доплеровской частоте – 44 Гц.

В [1] рекомендовано размер ячейки поиска по частоте выбирать с учетом соотношения:

$$\Delta f = \frac{2}{3T}$$

где T – длительность интервала накопления в корреляторе.

Расчет характеристик обнаружения для схемы с когерентным накоплением на интервале периода ПСП

Как указано в [1], величины отсчетов корреляционных сумм можно считать практически независимыми, так как корреляционная функция между ними практически равна нулю. Поэтому при наличии сигнала плотность вероятности $p_1(x)$ случайной величины $X = \sqrt{I^2 + Q^2}$ определяется законом Райса (13).

$$p_1(x) = \frac{4X}{N_0T} \exp\left(-\frac{X^2 + (0.5AT)^2}{N_0T/2}\right) I_0\left(\frac{2AX}{N_0}\right), X \geq 0 \quad (13)$$

При отсутствии сигнала случайные величины I и Q также независимы и распределены по нормальному закону с нулевыми математическими ожиданиями и одинаковыми дисперсиями (14). Поэтому плотность вероятности $p_0(x)$ случайной величины X будет рэлеевской (14).

$$M[I] = m_I = AT \cos(\bar{\varphi}_0) / 2$$

$$M[Q] = m_Q = AT \sin(\bar{\varphi}_0) / 2 \quad (14)$$

$$D_I = D_Q = N_0T / 4$$

$$p_0(x) = \frac{4X}{N_0T} \exp\left(-\frac{2X^2}{N_0T}\right) \quad (15)$$

В спутниковой радионавигации энергетические характеристики приема описываются через отношение сигнал/шум, представляющее собой отношение мощности сигнала к мощности внутреннего шума в полосе 1 Гц. При этом формула вероятности правильного обнаружения будет иметь вид:

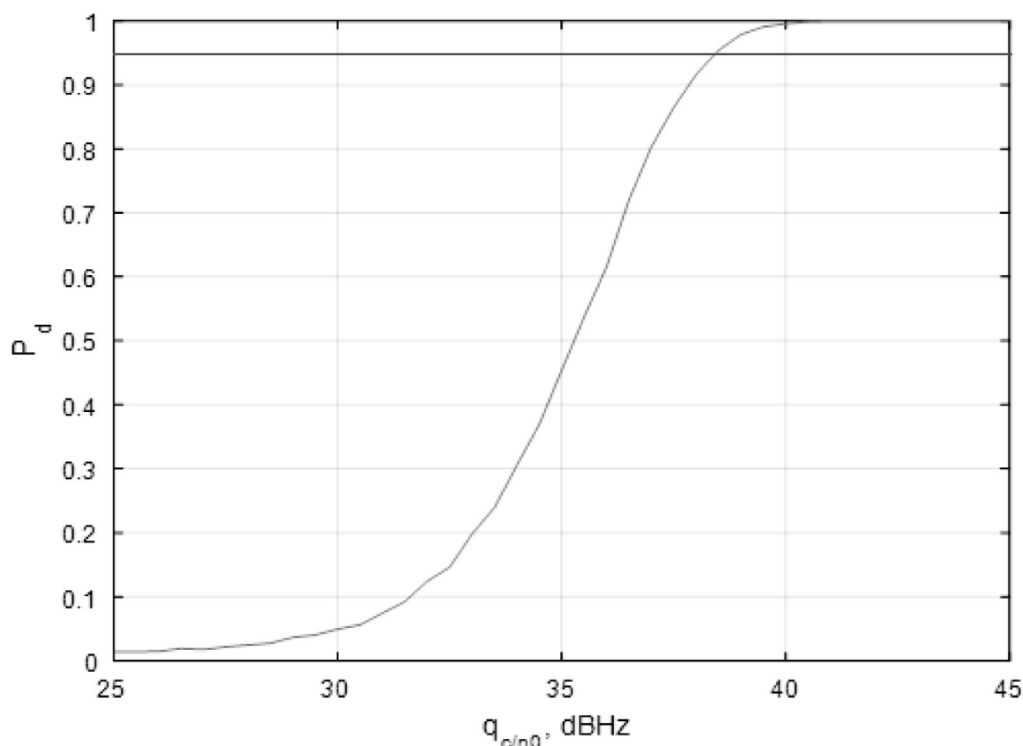


Рис. 3. Характеристика обнаружения когерентного накопления при времени интегрирования 3.15 мс

$$p_{об} = \int_{I_0}^{\infty} u \exp\left(-\frac{u^2 + 2Tq_{c/n_0}}{2}\right) I_0(u\sqrt{2Tq_{c/n_0}}) du \quad (16)$$

На рис. 3 приведена характеристика обнаружения для схемы обнаружителя с когерентным накоплением при времени интегрирования $T = 3.15$ мс, вероятности ложной тревоги $p_{лт} = 10^{-5}$. По вероятности правильного обнаружения при заданном отношении сигнал/шум будем судить о факте наличия сигнала.

Моделирование было проведено в среде MATLAB методом статистических эквивалентов, рекомендации по которому были предоставлены в [2].

Результатом моделирования явилось:

- При заданном отношении сигнал/шум (35 дБ/Гц) вероятность правильного обнаружения равна 0.45;
- Требуемая вероятность правильного обнаружения (0.95) обеспечивается при отношении сигнал/шум в 38 дБ/Гц.

Таким образом, для того чтобы достичь требуемый порог вероятности правильного обнаружения необходимо: увеличить время накопления в корреляторе, либо применить схему некогерентного суммирования на выходе коррелятора или применить обе схемы вместе. Первый случай может быть опасен тем, что при увели-

чении времени интегрирования в корреляторе будет уменьшаться шаг поиска по частоте, откуда возможно увеличение числа анализируемых ячеек по доплеровской частоте.

Расчет характеристик обнаружения для схемы с когерентным накоплением на утроенном интервале периода ПСП

Рассмотрим случай построения характеристик обнаружения при когерентном накоплении в корреляторе на утроенном периоде ПСП. Результат моделирования приведен на рис. 4.

Таким образом, при увеличении времени накопления в корреляторе – вероятность правильного обнаружения при отношении сигнал/шум в 35 дБ/Гц равна 0.99, что превышает минимально требуемую ее величину (0.95). Отсюда увеличение времени интегрирования в три раза обеспечивает необходимое качество обнаружения сигнала при когерентном накоплении. Также стоит отметить, что число анализируемых ячеек поиска по задержке и частоте не претерпело изменения относительно времени накопления в 3.15 мс (52 ячейки).

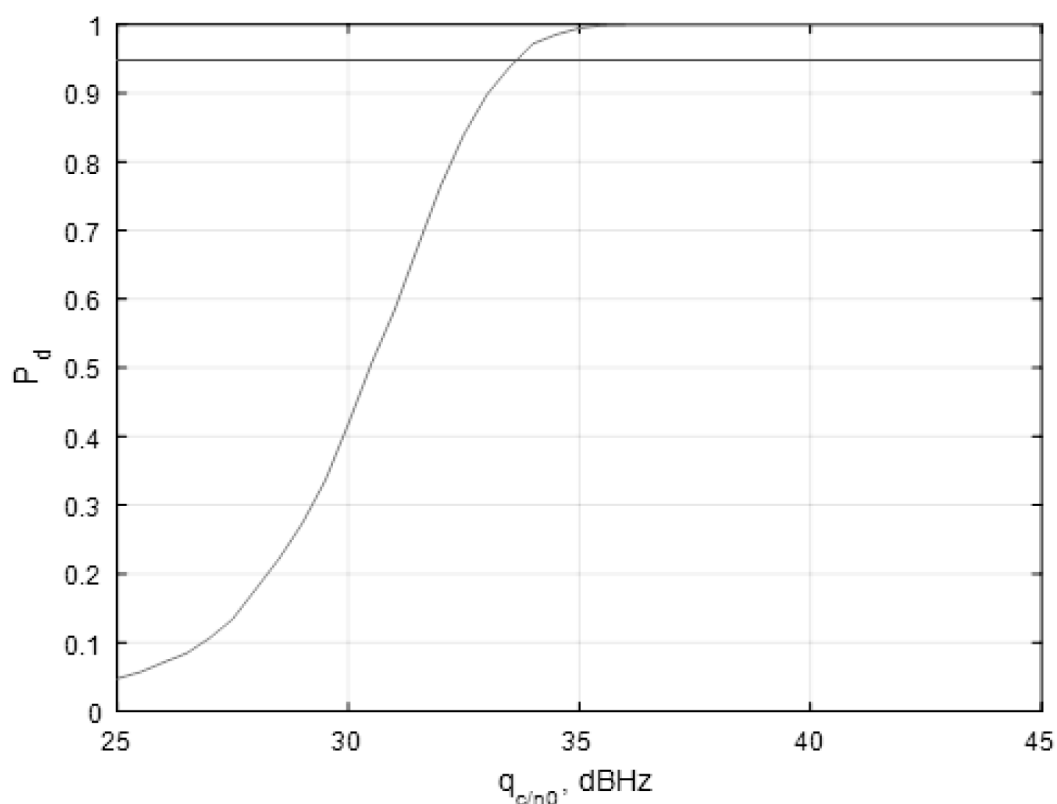


Рис. 4. Характеристика обнаружения когерентного накопления при времени интегрирования 9.45 мс

Расчет характеристик обнаружения для схемы некогерентного накопления на интервале периода ПСП

Одним из путей выхода из сложившейся ситуации с когерентным накоплением (возможное уменьшение времени поиска) на интервале времени периода ПСП – это применение некогерентного накопления, суть которого состоит в том, что будут накапливаться выходные отсчеты с выхода сумматора квадратов корреляционных сумм.

Как сказано в литературе [1], рассмотрим характеристики обнаружения сигнала при использовании некогерентного накопления квадратов выходных отсчетов коррелятора. Величины $I(T)$ и $Q(T)$ будут независимыми гауссовскими случайными величинами с математическими ожиданиями $M[I] = M[Q] = m = AT \cos(\overline{\varphi_0})/2$ и дисперсиями $D_I = D_Q = N_0 T / 4$.

При накоплении квадратов выходных отсчетов, где присутствует сигнал, случайная величина R (сумма отсчетов корреляционных сумм) подчиняется нецентральному χ^2 распределению, для которого плотность вероятности определяется выражением (17).

$$p_1(x) = \frac{1}{2\sigma^2} \left(\frac{x}{s^2} \right)^{(NN-1)/2} e^{-\frac{(x+s^2)}{2\sigma^2}} I_{NN-1} \left(\frac{S\sqrt{x}}{\sigma^2} \right) \quad (17)$$

где

$$s^2 = \sum_{k=0}^{2NN-1} m^2 = NN * A^2 * T^2 / 2$$

В ячейках, где отсутствует сигнал, случайная величина R подчиняется центральному χ^2 распределению с плотностью вероятности:

$$p_0(x) = \frac{1}{2^{NN} \sigma^{2NN} \Gamma(NN)} x^{NN-1} e^{-\frac{x}{2\sigma^2}} \quad (18)$$

где

$$\Gamma(NN) = \int_0^{\infty} y^{NN-1} e^{-y} dy = (NN - 1)!$$

Вероятность ложной тревоги для одной ячейки равна:

$$p_{об} = \int_h^{\infty} p_0(x) dx \quad (19)$$

где h – это величина порога сравнения.

Вероятность правильного обнаружения определяется из соотношения:

$$P_D = \int_{R_{норм}}^{\infty} p_{1,x^2}(x) dx = \int_{R_{норм}}^{\infty} \left(\frac{u}{L} \right)^{NN-1} e^{-(u+L)} I_{NN-1}(\sqrt{4uL}) du \quad (20)$$

где

$$R_{норм} = R / (2 * \sigma^2), L = 2 * q_{c/n_0} NN * T.$$

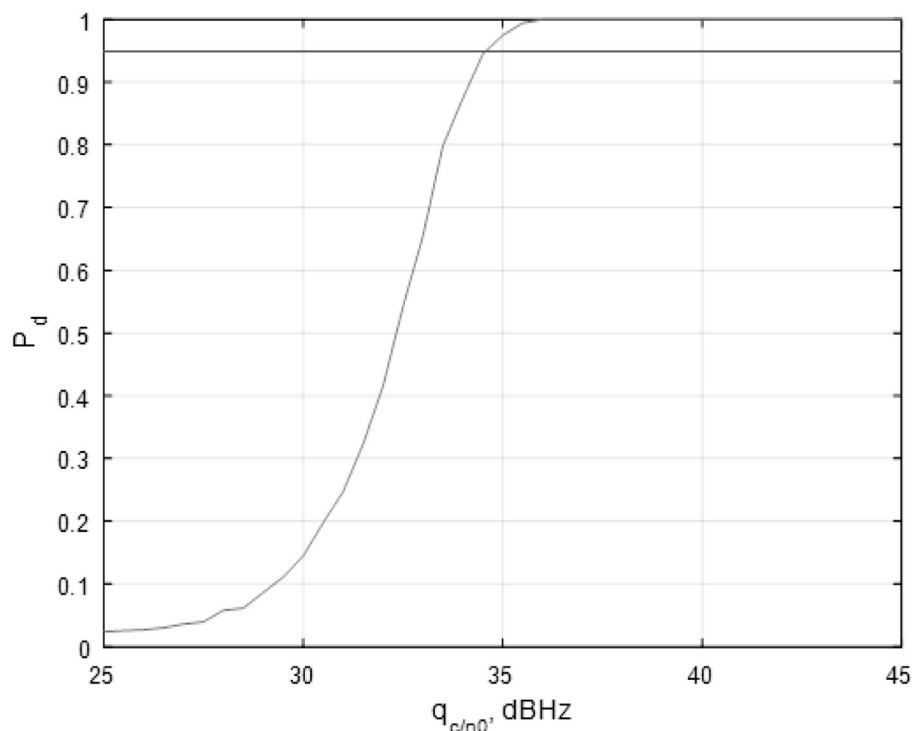


Рис. 5. Характеристика обнаружения некогерентного накопления при времени интегрирования 3.15 мс при пяти некогерентных суммированиях

Перебором значений числа некогерентных суммирований отсчетов с выхода сумматора квадратов корреляционных сумм, времени интегрирования и определением числа параллельных корреляторов, участвующих в обработке сигнала, надо получить оптимальное значение, которое будет удовлетворять условию равенства или превышения вероятности правильного обнаружения величиною в 0.95 при отношении сигнал шум 35 дБ.

Получим, что число некогерентных суммирований, обеспечивающие превышение вероятности правильного обнаружения величиною 0.95, равно 5 ($NN = 5$). Характеристика обнаружения для этого случая показана на рис. 5.

Общая длительность поиска не будет укладываться в интервал времени, при последовательном поиске на одном корреляторе (см. табл. 3). Но вполне будет входить в диапазон времени поиска МРЛ на двух корреляторах (применение параллельного поиска).

Расчет характеристик обнаружения для схемы некогерентного накопления на удвоенном интервале периода ПСП

Рассмотрим случай построения характеристик обнаружения при некогерентном накоплении в корреляторе на удвоенном периоде ПСП с подбором необходимого числа некогерентных суммирований. Результат

моделирования приведен на рис. 6. Перебором числа некогерентных суммирований на удвоенном интервале когерентного накопления сигнала, получаем, что необходимо провести как минимум два некогерентных накопления ($NN = 2$).

Таким образом, применение данной схемы накопления тоже не будет укладываться в диапазон времени, выделенный на последовательный поиск на одном корреляторе, поэтому снова следует применить два коррелятора на процедуру поиска (см. табл. 3).

Заключение

По проведенному моделированию построения характеристик обнаружения с разными схемами накопления и временем накопления получили результаты согласно таблице 3.

Из полученных результатов делаем вывод, что оптимальной схемой накопления будет когерентное с интегрированием на утроенном интервале ПСП. В этом случае вероятность правильного обнаружения превышает величину 0.95, общее время поиска укладывается в диапазон поиска ПСП-В (0.5544 с), притом обеспечивается минимальное число корреляторов на канал поиска. При реализации общего числа корреляторов для поиска, удовлетворяющего требуемому кодово-временному разделению, стоит обратиться к таблице

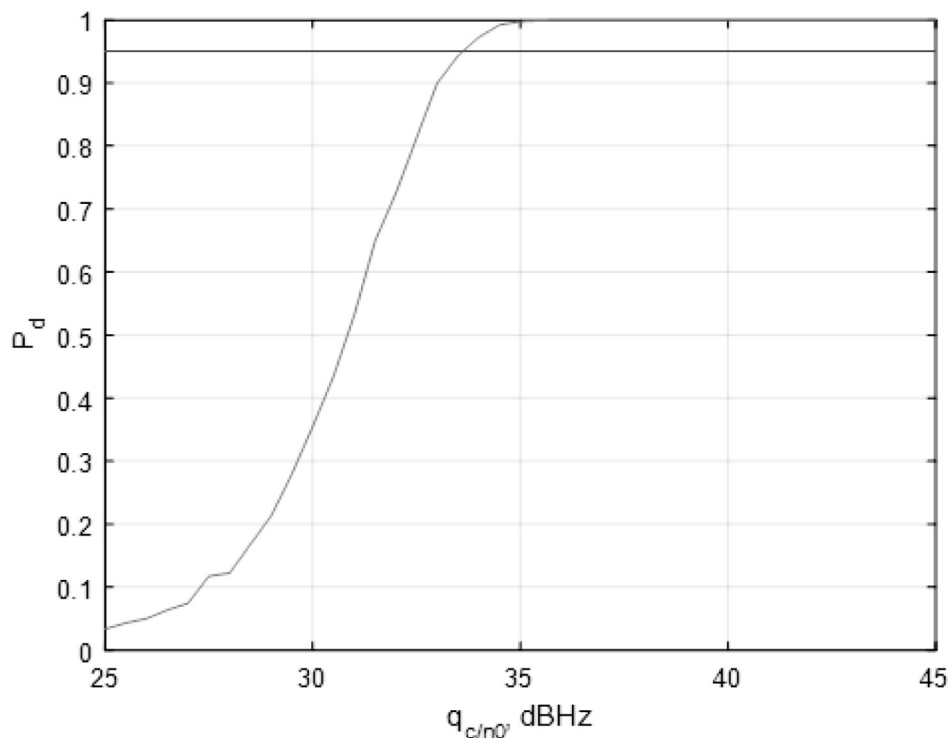


Рис. 6. Характеристика обнаружения некогерентного накопления при времени интегрирования 6.3 мс при двух некогерентных суммированиях

Результаты моделирования

| Схема накопления | Время поиска | Вероятность правильного обнаружения | Время интегрирования в корреляторе | Число корреляторов |
|---|--------------|-------------------------------------|------------------------------------|--------------------|
| Когерентная | 0.1638 с | 0.45 | 3.15 мс | 1 |
| Когерентная | 0.4914 с | 0.99 | 9.45 мс | 1 |
| Некогерентная, 5 некогерентных суммирования | 0.4095 с | 0.97 | 3.15 мс | 2 |
| Некогерентная, 2 некогерентных суммирования | 0.3276 с | 1 | 6.3 мс | 2 |

1. Из нее следует, что в один интервал времени будут излучать 6 КА с информацией МРЛ. Из того что угол визирования антенны МРЛ относительно поверхности Земли составляет 14 градусов, в дальномерных измерениях не будут участвовать только антиподы (спутники в одной орбитальной плоскости, разнесенные по 180 градусов). Откуда в приемной аппаратуре стоит вести шесть каналов обработки по одному коррелятору. То есть в аппаратуре одного приемника будет 6 корреляторов.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – Изд. 4-е перераб. и доп. – М. Радиотехника, 2010. – 800 с.
2. Борисов, Ю. П. Математическое моделирование радиотехнических систем и устройств / Ю.П. Борисов, В.В. Цветнов. – М.: Радио и связь, 1985 – 176 с.
3. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы / С.И. Баскаков. – М.: Высшая школа, 1998. – 448 с.