

Оценка отношения мощности сигнала к спектральной плотности мощности шума

Оценка CN_0 сигнала в слежении является необходимым атрибутом современного спутникового навигационного приёмника. Она не только характеризует условия приёма, но и является главным показателем состояния и эффективности системы слежения. На основании этой статистики можно сделать выводы об электромагнитной обстановке (благоприятной или нет), о шумах в каналах слежения, о качестве входного тракта приемника (при наличии измерительного оборудования, способного формировать сигнал заданной мощности). Знание оценки CN_0 позволяет оценивать параметры шумов в системе слежения и дает возможность построения оптимальных сглаживающих фильтров, а также выбора оптимального времени накопления (когерентного и некогерентного).

В спутниковых навигационных системах CN_0 (carrier to noise density ratio) представляет собой отношение мощности несущей принятого сигнала C к спектральной плотности мощности шума N_0 .

Алгоритм оценки.

Сигнал на выходе коррелятора может быть представлен в виде

$$\dot{y}_k = \sqrt{S}a_k e^{j\varphi_0} + \sqrt{N}\dot{n}_k, \quad (1)$$

где S и N — неизвестные значения мощности сигнала и шума соответственно, $a_k = \pm 1$ в зависимости от знака бита, φ_0 — случайная начальная фаза. Гауссовский шум \dot{n}_k имеет нулевое математическое ожидание и корреляционную функцию $K_{ij} = \langle \dot{n}_i \dot{n}_j^* \rangle = \delta_{ij}$. Шаг дискретизации соответствует времени интегрирования в корреляторе и равен T_{int} .

Для формирования оценки CN_0 необходимо вычислить мощности сигнала на выходе коррелятора на одном бите в узкой полосе (когерентно)

$$P_b = \left| \sum_{i=0}^{M-1} \dot{y}_i \right|^2 \quad (2)$$

и в широкой полосе (некогерентно)

$$P_s = \sum_{i=0}^{M-1} |\dot{y}_i|^2, \quad (3)$$

где M — количество отсчётов, приходящихся на один бит.

Используя (2) и (3) можно получить оценку мощности шума

$$\tilde{N} = \frac{MP_s - P_b}{M(M-1)} \quad (4)$$

и оценку мощности сигнала

$$\tilde{S} = \frac{P_b - P_s}{M(M-1)} = \frac{P_b - M\tilde{N}}{M^2}. \quad (5)$$

Используя (1), можно найти условные характеристики оценок мощности сигнала (5) и мощности шума (4). Нетрудно показать, что оценки несмещенные

$$b(\tilde{S}|S, N) = \langle \tilde{S} - S \rangle = 0, \quad (6)$$

$$b(\tilde{N}|S, N) = \langle \tilde{N} - N \rangle = 0, \quad (7)$$

их дисперсии имеют вид

$$D(\tilde{S}|S, N) = \frac{2SN}{M} + \frac{N^2}{M(M-1)}, \quad (8)$$

$$D(\tilde{N}|S, N) = \frac{N^2}{M-1}. \quad (9)$$

Оценка CN_0 определяется как

$$\widetilde{CN_0} = \frac{\tilde{S}}{\tilde{N}} B_{eq}, \quad (10)$$

где $B_{eq} = 1/T_{int}$.

Модификации алгоритма.

1) Некогерентное накопление. Прямое применение алгоритма оценки CN_0 не всегда приводит к оценке, обладающей требуемыми дисперсией и смещением. Для увеличения точности оценки необходимо дополнительное некогерентное накопление мощностей шума и сигнала и применение сглаживающих фильтров. Однако это будет приводить к увеличению времени отклика на изменение CN_0 .

Некогерентное накопление заключается в суммировании мощностей в узкой и широкой полосе на нескольких битах. Если некогерентное накопление происходит на L битах, мощности в узкой полосе P_{bn} и широкой полосе P_{sn} будут иметь вид

$$P_{bn} = \sum_{j=0}^{L-1} P_{bj}, \quad (11)$$

$$P_{sn} = \sum_{j=0}^{L-1} P_{sj} = \sum_{j=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{M-1} |\dot{y}_{i+jM}|^2. \quad (12)$$

Оценка CN_0 вычисляется по формулам (10), (5) и (4), где P_b и P_s заменяются на P_{bn} и P_{sn} соответственно. Применение некогерентного накопления позволяет уменьшить дисперсию оценок мощностей сигнала и шума в L раз

$$D_n(\tilde{S}|S, N) = \frac{2SN}{LM} + \frac{N^2}{LM(M-1)}, \quad (13)$$

$$D_n(\tilde{N}|S, N) = \frac{N^2}{L(M-1)}. \quad (14)$$

Однако, естественно, это приводит к увеличению времени обновления оценки.

2) Сглаживание оценок мощности сигнала и мощности шума. Ещё один способ уменьшения дисперсий оценок мощности сигнала и мощности шума — применение сглаживающих фильтров. Оценка мощности сигнала или шума, полученная по некогерентным накоплениям, поступает на вход соответствующего сглаживающего фильтра. При этом возможно использовать разные фильтры для сигнала и для шума. Отфильтрованные значения мощностей сигнала и шума используются для вычисления оценки CN_0 по формуле (10). Время некогерентного накопления и полоса фильтра должны определяться текущем уровнем CN_0 . При низком уровне CN_0 требуется дольше по времени осуществлять некогерентное накопление и выбирать сглаживающий фильтр с узкой полосой.

3) Исключения влияния некодокогерентного накопления в аппаратных каналах. В виду специфики работы аппаратных каналов, первый или последний отсчёт в бите может быть накоплен неправильно. Чтобы избежать влияния некодокогерентного накопления на оценку CN_0 , первый и последний отсчёт заменяются вторым и предпоследним соответственно. Такая замена вносит корреляцию между отсчётами, поэтому вместо (4) и (5) для вычисления мощности сигнала и мощности шума необходимо применять формулы

$$\tilde{N} = \frac{MP_s - P_b}{M(M-1) - 4}, \quad (15)$$

$$\tilde{S} = \frac{P_b - (M+4)\tilde{N}}{M^2} \quad (16)$$

и использовать их при вычислении оценки CN_0 (10).

4) Когерентное накопление на нескольких битах. При наличии информации о знаке текущего бита возможно когерентно накопить мощность на интервале большем, чем один бит. В этом случае мощность в узкой и широкой полосе вычисляется по формулам

$$P_{bc} = \left| \sum_{j=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{M-1} \dot{y}_{i+jM} \right|^2, \quad (17)$$

$$P_{sc} = \sum_{j=0}^{L-1} P_{sj} = \sum_{j=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{M-1} |\dot{y}_{i+jM}|^2, \quad (18)$$

где L — количество бит в когерентном накоплении.

При таком способе накопления дисперсия оценок мощностей сигнала и шума будет иметь вид

$$D_c(\tilde{S}|S, N) = \frac{2SN}{LM} + \frac{N^2}{LM(LM-1)}, \quad (19)$$

$$D_c(\tilde{N}|S, N) = \frac{N^2}{LM-1}. \quad (20)$$

Сравнивая (13) и (19), можно прийти к следующему выводу. При больших CN_0 $S \gg N$ и вторым слагаемым в (13) и (19) можно пренебречь. В этом случае когерентное и некогерентное накопления на одинаковом количестве битов дают оценки мощности сигнала с равной дисперсией. Таким образом, при высоком CN_0 использование когерентного накопления не приводит к улучшению оценки. При низких CN_0 $S \ll N$ и пренебречь можно первым слагаемым в (13) и (19). В этом случае когерентное накопление позволяет получить оценку мощности сигнала с дисперсией в примерно L раз меньше, чем дисперсия оценки при использовании некогерентного накопления.

Оптимизация.

До проведения оптимизации стоял вопрос об оптимальности выбора времени некогерентного накопления и полосы сглаживающего фильтра и определения правил переключения настроек в зависимости от изменения CN_0 . Таким образом, возник вопрос о проведении моделирования оценки CN_0 в различных условиях (постоянный уровень, резкие скачки, плавное изменение), на основании которого будут определены оптимальные настройки блока оценивания CN_0 .

Для решения этой задачи было проведено статистическое моделирование оценки CN_0 по рассмотренному алгоритму при различных уровнях CN_0 и с разным характером изменения CN_0 . По итогам моделирования были сформированы диапазоны значений CN_0 , для которых подобраны оптимальные параметры оценки (время накопления и полоса сглаживающего фильтра), а также сформированы условия, при которых происходит смена параметров оценки. Были добавлены детектирование и обработка скачка CN_0 (случай, когда CN_0 изменяется более чем на 7 dBHz). Была добавлена описанная выше модификация, исключая влияние некодокогерентного накопления в аппаратных каналах. Был сделан вывод, что использование когерентного накопления более чем на одном бите неоправданно, поскольку оно может улучшить оценку только на том уровне CN_0 , на котором уже невозможно точно определить знак бита. Блок-схема алгоритма оценки CN_0 приведена на рис. 1.

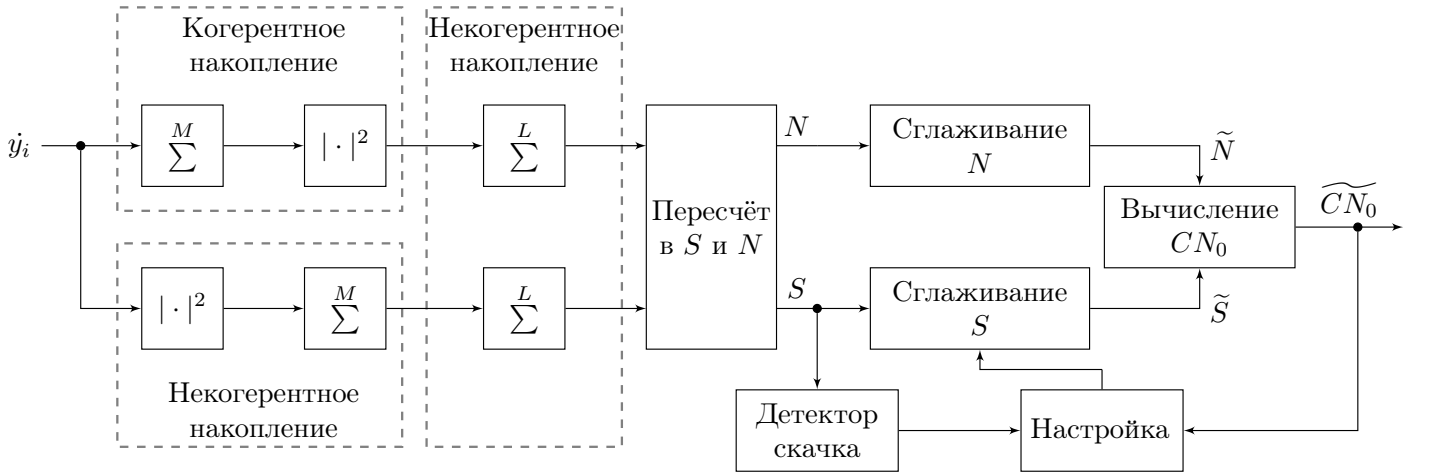


Рис. 1: Блок-схема алгоритма оценки