

УДК 621.391.8

ОЦЕНКА ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ ДЛЯ КОРОТКИХ ВЫБОРОК ИНФОРМАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Егоров В.В., д.т.н., с.н.с., главный научный сотрудник, АО «Российский институт мощного радиостроения»; заведующий кафедрой ФГАОУ ВО ГУАП;

Маслаков М.Л., к.т.н., ведущий научный сотрудник, АО «Российский институт мощного радиостроения», e-mail: maslakovml@gmail.com

ESTIMATION OF SIGNAL-TO-NOISE RATIO VALUES FOR SHORT SAMPLES DATA SIGNALS

Egorov V.V., Maslakov M.L.

The article proposes method of estimation the signal-to-noise ratio using data signals of short duration. This problem is reduced to solving the inverse problem or the problem of inverse modeling, moreover the noise component dispersion value is estimated. From this estimate, signal-to-noise ratios and bit error rates can be determined. The results of numerical simulation are presented.

Key words: estimation, signal-to-noise ratio, noise dispersion, bit error rate.

Ключевые слова: оценка, отношение сигнал/шум, дисперсия шума, вероятность ошибки на бит.

Введение

Одной из главных задач обеспечения функционирования адаптивной системы радиосвязи является оценка показателей качества или характеристик радиоприемника, таких как вероятность ошибки на бит (ВОБ) и отношение сигнал/шум (ОСШ). В иностранной литературе, соответственно, bit error rate (BER) и signal-to-noise ration (SNR).

Для получения указанных оценок существуют методы, использующие тестовые (пилот) сигналы [1-3], а также бестестовые или слепые методы оценок [2, 4-7]. Вторая группа методов использует аппарат статистического анализа с учетом знания модели сигналов и их параметров.

Однако, как не парадоксально, в случаях, когда значение ОСШ достаточно велико большинство известных способов (и тестовых и слепых) не позволяют получить достаточно точную оценку при небольшом объеме анализируемых данных. Так, например, при значении ВОБ на выходе демодулятора порядка 10^{-3} для оценки его значения тестовым способом (экспериментальным) потребуется выборка порядка $10^4 \div 10^5$, что связано с существенными временными затратами. Кроме того, полученная таким образом оценка может стать не актуальной гораздо раньше, в силу изменчивости канала связи.

В тоже время своевременная оценка необходима при функционировании адаптивной системы связи для принятия решения, например, об увеличении скорости передачи данных путем перехода к модуляции более высокой позиционности.

Проблема такого рода возникает в каналах с быстроменяющимися условиями распространения, а также при функционировании адаптивной системы передачи

Предложен метод оценки отношения сигнал/шум на основе информационных сигналов малой длительности. Данная задача сведена к решению обратной задачи или задачи обратного моделирования, при этом оценивается величина дисперсии шумовой составляющей. На основе этой оценки могут быть получены оценки отношения сигнал/шум и вероятности ошибки на бит. Показаны результаты численного моделирования.

данных в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки, и, в частности, актуальна для систем связи декаметрового диапазона [1].

Таким образом, для наиболее эффективного функционирования системы связи, в частности для обеспечения максимальной информационной скорости передачи данных, важно не только получить достаточно точную оценку, но и получить ее своевременно. Последнее предполагает, что для этого будет использован сегмент сигнала относительно небольшой длительности.

В данной работе авторами был разработан метод для оценки ОСШ для выборки сигнала малой длительности.

Предлагаемый метод оценки

Пусть s – вектор отсчетов принятого сигнала, при демодуляции которого не обнаружено ни одной битовой ошибки, представляющий собой сумму

$$s = \bar{s} + \xi, \quad (1)$$

где \bar{s} – точные значения сигнала, ξ – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ).

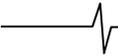
Полагаем, что сигнал \bar{s} соответствует передаче N символов.

Дисперсию данной шумовой реализации ξ обозначим как σ_{ξ}^2 , при этом она неизвестна.

Как известно [8] ОСШ определяется выражением

$$h^2 = \frac{W}{2\sigma_{\xi}^2}, \quad (2)$$

где W – мощность элементарного или единичного символа.



Таким образом, фактически целью данной работы является оценка дисперсии шумовой составляющей, которую обозначим $\hat{\sigma}_{\xi}^2$.

Допустим, что используется когерентная фазовая модуляция (ФМ, в иностранной литературе PSK). Как известно [9] ВОБ для сигналов с двухпозиционной ФМ (BPSK) при оптимальном когерентном приеме определяется выражением

$$P_0(h^2) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{h^2}\right), \quad (3)$$

где $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-y^2) dy$ – функция ошибки.

В данной работе авторами предлагается способ получения оценки $\hat{\sigma}_{\xi}^2$ как решение обратной задачи, методом обратного моделирования с использованием «контролируемого» шума.

Пусть $\eta_{m,l}$ – некоторая l -я реализация белого шума с заданной дисперсией $\sigma_{\eta,m}^2$. Для каждого значения $\sigma_{\eta,m}^2, m=1..M$ получим L вариантов реализаций вида $u_{m,l} = s + \eta_{m,l} = (\bar{s} + \xi) + \eta_{m,l}$, $m=1..M, l=1..L$.

Т.е. всего $M \cdot L$ вариантов выборок сигнала \bar{s} , принятого из канала АБГШ в условиях «контролируемого» шума η .

Очевидно, что значение ОСШ сигнала $u_{m,l}$ уменьшилось, а, следовательно, ВОБ на выходе демодулятора увеличилась. При этом для каждого известного значения $\sigma_{\eta,m}^2$ имеется L выборок. Тогда получим M оценок ВОБ следующим образом

$$\hat{P}(m) = \frac{1}{LN} \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^N \bar{b}(n) \oplus b_{m,l}(n), \quad (5)$$

где $\bar{b} = \{\bar{b}(n), n=1..N\}$ – последовательность информационных бит, $b_{m,l} = \{b_{m,l}(n), n=1..N\}$ – вектор демодулированных бит сообщения, соответствующий сигналу $u_{m,l}$, \oplus – знак сложения по модулю 2.

Отметим, что последовательность бит \bar{b} может представлять собой как тестовые биты, так и информационные, полученные при демодуляции сигнала s .

При этом ОСШ сигнала $u_{m,l}$ есть

$$h_m^2 = \frac{W}{2\sigma_{\xi\eta,m}^2} = \frac{W}{2(\sigma_{\xi}^2 + \sigma_{\eta,m}^2)}. \quad (6)$$

В результате получим зависимость $\hat{P}(m) \equiv \hat{P}(h_m^2)$.

Сопоставив соответствующие зависимости (3) и (6) однозначно получим

$$h_m^2 = h^2|_{P_0=P(m)}. \quad (7)$$

В результате получим M уравнений вида

$$\frac{W}{2(\sigma_{\xi}^2 + \sigma_{\eta,m}^2)} = h^2|_{P=P(m)} \equiv \frac{W}{2\hat{\sigma}_{\xi\eta,m}^2}, \quad (8)$$

где $\hat{\sigma}_{\xi\eta,m}^2$ – оценка, полученная из (7).

При этом дисперсия σ_{ξ}^2 в (8) является единственной неизвестной. Очевидно, что

$$\hat{\sigma}_{\xi,m}^2 = \hat{\sigma}_{\xi\eta,m}^2 - \sigma_{\eta,m}^2. \quad (9)$$

Тогда, соответствующую оценку дисперсии шумовой составляющей ξ из (1) получим из выражения

$$\hat{\sigma}_{\xi}^2 = \operatorname{mean}(\hat{\sigma}_{\xi,m}^2) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \hat{\sigma}_{\xi,m}^2. \quad (9)$$

Подставив значение $\hat{\sigma}_{\xi}^2$ в (2), получим соответствующую оценку ОСШ на длительности сегмента сигнала соответствующего N символам (битам).

Реализация метода в реальных условиях и численный эксперимент

Выражение для ВОБ или модель (3) соответствует ВОБ для BPSK сигналов при оптимальном когерентном приеме в условиях АБГШ. Однако практическая реализация демодуляторов не является оптимальной, что приводит к несколько худшим значениям ВОБ для заданного ОСШ. В частности, это связано со следующим:

1) на практике часто имеет место не белый (окрашенный) шум, а также возможно наличие, например, импульсных помех;

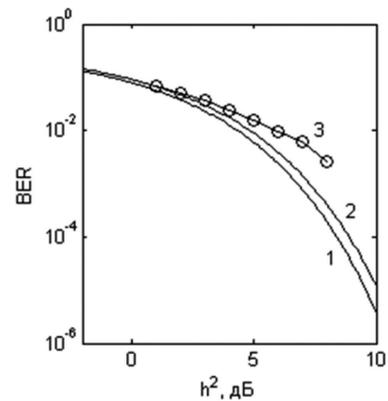
2) не всегда удается обеспечить когерентность, например, в фазе принимаемых сигналов присутствуют «набеги», связанные с неидеальностью фазо-частотных характеристик фильтров;

3) на длительности символа укладывается не целое число периодов, что осложняет получение оценки.

Таким образом, более эффективным представляется оценка зависимости ВОБ для заданной модуляции для конкретной реализации демодулятора, с учетом возможной предварительной обработки сигнала, в частности при использовании выравнивающих фильтров (эквалайзеров), устранения скачков фазы и т.п.

Естественно, что получить подобную зависимость можно для сигналов с любой позиционностью модуляции. Таким образом, потребуется своего рода «настройка» данного метода. Обозначим такую зависимость ВОБ $P_1(h^2)$.

На рисунке приведены зависимости ВОБ полученные из выражения (3) и экспериментально для одночастотного сигнала BPSK.



Зависимости ВОБ от ОСШ: теоретическая $P_0(h^2)$ (кривая 1), экспериментальная $P_1(h^2)$ (кривая 2), оценка $\hat{P}(g_m^2)$ (кривая 3)

Отметим, что ключевым в рассматриваемой работе было следующее: имеется довольно маленькая выборка в условиях достаточно большого ОСШ. В текущих условиях ошибок обнаружено не было ввиду недостаточности объема экспериментальных данных, поэтому получить оценку о текущем значении вероятности ошибки на бит затруднительно. Получив оценку рассматриваемым в работе способом, появляется возможность, например, принять решение об увеличении позиционности модуляции, либо применении помехоустойчивого кодирования с меньшей избыточностью, и как следствие повысить информационную скорость.

Здесь же приведен пример зависимости оценки $\hat{P}(g_m^2)$, где g_m^2 соответствует значениям ОСШ в предположении, что $\sigma_\xi^2 = 0$, т.е.

$$g_m^2 = \frac{W}{2\sigma_{\eta,m}^2}. \quad (10)$$

Отметим, что данная зависимость (кривая 3) получена путем добавления различных реализаций «контролируемого» шума с задаваемой дисперсией $\sigma_{\eta,m}^2$ к сигналу s , в котором содержится аддитивная шумовая составляющая (см. (1)) с дисперсией $\sigma_\xi^2 \neq 0$. Однако, так как ее значение неизвестно, на данном этапе мы временно положим ее равной 0. В результате полученная зависимость 3 получилась «хуже» представленных модельных кривых 1 и 2.

Представленная на рисунке зависимость $\hat{P}(g_m^2)$ была получена при истинном значении ОСШ $h^2 = 10$ дБ, что соответствует дисперсии $\sigma_\xi^2 = 0,277$. Передаваемый сигнал соответствовал $N = 50$ битам сообщения.

Для сравнения оценки $\hat{\sigma}_\xi^2$ будем получать для модели (3) и для экспериментальной зависимости $P_1(h^2)$, которые, соответственно, обозначим $\hat{\sigma}_{\xi,0}^2$ и $\hat{\sigma}_{\xi,1}^2$.

Погрешность получаемой оценки $\hat{\sigma}_\xi^2$ будем оценивать следующим образом

$$\sigma_{0,1}^2 = \frac{1}{K} \left\| \hat{\sigma}_{\xi,0,1}^2 - \sigma_\xi^2 \right\|, \quad (11)$$

где K – число проводимых испытаний.

Результаты численного моделирования предложенного метода оценки $\hat{\sigma}_\xi^2$ для различных значений N и L приведены в таблице.

Результаты численного моделирования

N	L	σ_0^2	σ_1^2
100	100	0,1	0,0372
	250	0,0998	0,0369
	500	0,0991	0,0365
50	100	0,1191	0,0562
	250	0,1150	0,0529
	500	0,1143	0,0513
30	100	0,14	0,076
	250	0,1384	0,0749
	500	0,1372	0,0741

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод, что более определяющим является длительность анализируемого сегмента сигнала, а не количество анализируемых экспериментальных реализаций L .

Заключение

Предложенный в работе метод позволяет оперативно производить оценку дисперсии шумовой составляющей, на основе которой могут быть получены текущие оценки ОСШ и ВОБ. При этом оценка осуществляется на относительно короткой длительности информационного сигнала в условиях, когда значение ОСШ достаточно велико, соответственно, ВОБ мала, что затрудняет использование классических методов в виду недостаточного объема имеющихся анализируемых символов.

Получив оценку рассматриваемым в работе способом, появляется возможность, например, принять решение об увеличении позиционности модуляции, либо о применении помехоустойчивого кодирования с меньшей избыточностью, и как следствие повысить информационную скорость.

Осуществление более частой оценки позволяет максимально оперативно менять параметры адаптивной радиолнии для достижения максимальных показателей эффективности, в частности информационной скорости передачи данных.

Литература

1. Березовский В.А., Дулькейт И.В., Савицкий О.К. Современная декаметровая радиосвязь: Оборудование, системы и комплексы. – М.: Радиотехника, 2011.
2. Смаль М.С. Бестестовые способы оценивания состояния коротковолнового радиоканала в адаптивных радиолниях. Дис. на соиск. канд. техн. наук. – Государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, 2018.
3. MIL-STD-188-190. Methods for communications systems measurements. United States Department of Defense Interface Standard, 1990.
4. Патюков В.Г., Патюков Е.В., Силантьев А.А. Оценка отношения сигнал/шум на основе фазовых флуктуаций сигнала // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2013. № 4. С. 1.
5. Beaulieu N.C., Toms A.S., Pauluzzi D.R. Comparison of four SNR estimators for QPSK modulations // IEEE Commun. Lett. 2000, vol. 4, no. 2, pp. 43-45.
6. Rice M.A. Wicker S.B. Sequential Scheme for Adaptive Error Control over Slowly Varying Channels // IEEE Trans. Commun. 1994, pp. 1533-1643.
7. Cui T., Tellambura C. Power Delay Profile and Noise Variance Estimation for OFDM // IEEE Commun. Lett. – 2006, vol. 10, no. 1, pp. 25-27.
8. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Советское радио, 1966.
9. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений М.: Советское радио, 1970.