

Сравнение характеристик распределённых беспроводных систем связи с мягкими и жёсткими решениями

Д. Е. Быченков

Рассматривается эффективность использования мягких оценок для передачи по распределённой беспроводной сети датчиков. По результатам моделирования было определено, что предложенный способ передачи имеет ощутимый выигрыш в показателях вероятности битовой ошибки в отличие от традиционного использования жёстких оценок для передачи через беспроводной канал с релейскими замираниями.

Ключевые слова: распределённые беспроводные сенсорные сети, мягкие оценки, многолучевое распространение.

1. Введение

Кооперативная ретрансляция – это одна из наиболее широко исследуемых и перспективных технологий, которая используется для реализации функций распределённой беспроводной сети сенсоров и достижения преимуществ виртуального разнесения. В данной технологии существует источник (передатчик), ретрансляторы (один или более) и приёмник. В зависимости от конфигурации сети канал передачи источник – приёмник может отсутствовать.

Схемы ретрансляции в основном встречаются двух типов: ретрансляция без декодирования в ретрансляторах (Amplify-and-Forward, AF) и ретрансляция с декодированием на стороне ретрансляторов (Decode-and-Forward, DF) [1]. В протоколе AF, когда ретранслятор получает сигнал от источника, он будет усилен и отправлен ретранслятором в приёмник без декодирования [2]. В протоколе DF после приёма сигнала от источника ретранслятор будет декодировать, кодировать, а затем отправлять этот сигнал в приёмник [3]. Существуют также исследования по передаче ретранслятором мягких оценок (Estimate-and-Forward, EF) [4, 5], но конфигурация сети в этих работах подразумевает наличие канала передатчик – приёмник.

2. Постановка задачи

В данной работе сравниваются вероятности битовой ошибки в приёмнике для двух схем ретрансляции: с использованием жёстких решений (Decode-and-Forward) в ретрансляторе и с использованием мягких решений в ретрансляторе (Estimate-and-Forward). Эти схемы используются для передачи данных в сейсмической системе наблюдения. Элементы данной системы (датчики) располагают ограниченным объёмом памяти и вычислительным ресурсом. Поэтому они вынуждены кооперироваться для решения сложных вычислительных (в частности, оптимизационных) задач, связанных с совместной обработкой сейсмических сигналов. Эти датчики используют общий беспроводной канал связи для распределения вычислительной нагрузки и обмена блоками данных. Поскольку антенны датчиков находятся на небольшом расстоянии от поверхности земли, то это приводит к многочисленным переотражениям и многолучевому распространению сигналов. Достаточно часто вычисления должны производиться

синхронно и все датчики системы должны располагать одним блоком данных, который передаётся всем датчикам. Датчики посылают запрос необходимого блока данных в общий канал связи. После поступления в общий канал адреса запрашиваемого блока датчики, у которых имеется в памяти такой блок, начинают широкополосную передачу с целью сделать его доступным всем датчикам системы.

3. Описание модели

Рассмотрим беспроводную сеть с количеством узлов $R+2$, которые размещены произвольным образом. Один из узлов является передатчиком (источником) и один приёмником. Остальные R узлов являются ретрансляторами. Каждый узел имеет одну антенну, которая используется как для приёма, так и для передачи. Так как все узлы (датчики) для вычислений должны обладать одним и тем же блоком данных, то будем считать, что все узлы приняли данные, когда самый удалённый от передатчика узел (не имеющий возможности принимать от него напрямую сигнал) успешно их принял. Обозначим канал передачи от передатчика до i -ого ($i=1, 2 \dots R$) ретранслятора как f_i , а канал от i -ого ретранслятора до приемника как g_i . Эти каналы являются каналами с рэлеевскими замираниями и неселективными по частоте. Предположим, что f_i и g_i являются независимыми комплексными величинами, а их действительные и мнимые части имеют гауссовское распределение с нулевым средним и единичной дисперсией. Также предположим, что все комплексные коэффициенты g_i точно известны приёмнику, а f_i точно известны i -ому ретранслятору, и в течение времени передачи вектор-сигнала остаются неизменными. В качестве сигналов рассматриваются их комплексные огибающие.

Схема с изображением работы сети показана на рис. 1, из которого следует, что передача данных происходит в две стадии. На первой передатчик одновременно транслирует сигнал (вектор) \mathbf{s} для R ретрансляторов в течение некоторого фиксированного интервала времени. Принятый сигнал в i -ом ретрансляторе будет иметь следующий вид:

$$\mathbf{r}_i = \sqrt{P} f_i \mathbf{s} + \mathbf{v}_i,$$

где P – мощность переданного сигнала, \mathbf{v}_i – вектор принятых шумов, чьи значения являются независимыми комплексными гауссовскими величинами с нулевым средним и дисперсией σ_{SR}^2 . На второй стадии ретрансляторы в течение некоторого другого фиксированного интервала времени передают сигнал приёмнику. Для того чтобы иметь возможность одновременного приёма сигналов от всех ретрансляторов, на второй стадии используется ортогональный пространственно-временной код [6]. Приёмник одновременно принимает сигнал (вектор) \mathbf{x} от всех ретрансляторов:

$$\mathbf{x} = \sum_{i=1}^R g_i \mathbf{t}_i + \mathbf{w},$$

где \mathbf{t}_i – вектор переданного сигнала от i -ого ретранслятора, \mathbf{w} – вектор принятых шумов, чьи значения являются независимыми комплексными гауссовскими величинами. Будем считать, что суммарная мощность переданных ретрансляторами сигналов равна мощности сигнала, переданного передатчиком на первой стадии. Вектор \mathbf{t}_i будет иметь разный вид в зависимости от схемы ретрансляции.

Напомним, что в рассматриваемой системе отсутствует канал передачи между приёмником и передатчиком.

Предположим, что матрица пространственно-временного кода C имеет размеры $R \times T$, где R – количество ретрансляторов, а T – число тактовых интервалов кода. Тогда вектор принятых сигналов в приёмнике можно представить в виде:

$$\mathbf{X} = GC + \mathbf{W},$$

где $\mathbf{W} = (w_1, w_2, \dots, w_T)^T$ – вектор собственных шумов, которые являются гауссовскими некоррелированными во времени случайными комплексными величинами с нулевым средним и

дисперсией σ_{RD}^2 ; $G = (g_1, g_2, \dots, g_R)$ – вектор, составленный из комплексных коэффициентов каналов; $(\cdot)^T$ – операция транспонирования. Преобразование сигналов в декодере пространственно-временного кода может быть описано матрицей U с размерами $T \times K$, где K – количество информационных символов в кодовом блоке. В результате вектор выходного сигнала декодера имеет вид:

$$S = (Y)^T U.$$

Данный сигнал представляет собой мягкую оценку. Жёсткие оценки вычисляются методом максимального правдоподобия: из множества возможных значений сигнала (созвездия модуляции) R выбирается тот, который имеет минимальное евклидово расстояние между ним и принятой мягкой оценкой:

$$\hat{S} = \arg \min d(R, S).$$

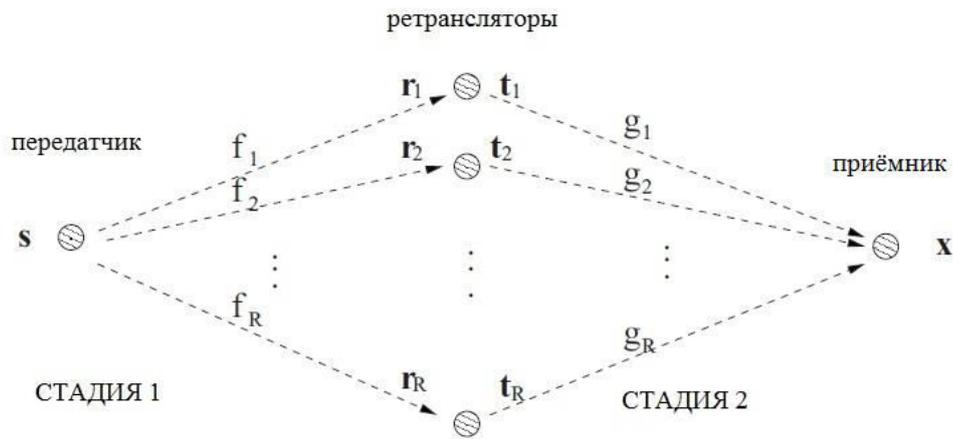


Рис. 1. Распределённая беспроводная сеть с ретрансляторами

3.1. Decode-and-Forward

В данной схеме ретранслятор обрабатывает принятый от передатчика сигнал по следующему алгоритму. Сначала вычисляется решающая статистика, которая выглядит следующим образом: принятый сигнал r_i умножается на комплексно сопряжённый канальный коэффициент f_i^* , где $*$ – знак комплексного сопряжения.

$$\hat{t}_i = r_i \cdot f_i^*.$$

Жёсткие оценки вычисляются методом максимального правдоподобия: из множества возможных значений сигнала (созвездия модуляции) S выбирается то, которое имеет минимальное евклидово расстояние между этим сигналом и принятой мягкой оценкой:

$$t_i = \arg \min d(\hat{t}_i, S).$$

Для простоты описания рассмотрим сначала случай с двумя ретрансляторами, в качестве созвездия модуляции используется BPSK. Формула для битовой ошибки в приёмнике будет выглядеть следующим образом:

$$P_r = \varepsilon(1 - \varepsilon)(1 - P_{ou})P(|g_1| > |g_2|) + \varepsilon(1 - \varepsilon)(1 - P_{ou})P(|g_2| > |g_1|) + \varepsilon^2(1 - P_{ou}) + (1 - \varepsilon)^2 P_{ou}, \quad (1)$$

где ε – вероятность ошибки в i -ом ретрансляторе на первой стадии ($i = 1, 2$); P_{ou} – вероятность ошибки в приёмнике на второй стадии; $P(|g_2| > |g_1|) = P(|g_1| > |g_2|) = 0.5$ – вероятность того,

что модуль канального коэффициента ретранслятора с ошибкой превысит модуль канального коэффициента ретранслятора без ошибки. Согласно [6] формулы для вероятностей битовой ошибки на второй и первой стадиях соответственно будут выглядеть следующим образом:

$$P_{out} = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{q_{RD}^2}{2 + q_{RD}^2} \left(1 + \frac{1}{2 + q_{RD}^2} \right)} \right],$$

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{q_{SR}^2}{1 + q_{SR}^2}} \right],$$

где $q_{RD}^2 = \frac{P}{\sigma_{RD}^2}$ – отношение сигнал/шум по мощности в канале ретрансляторы – приёмник;

$q_{SR}^2 = \frac{P}{\sigma_{SR}^2}$ – отношение сигнал/шум по мощности в канале передатчик – ретранслятор.

3.2. Estimate-and-Forward

При наличии канала передатчик – ретранслятор с низким отношением сигнал/шум в ретрансляторе при использовании схемы с жёсткими оценками (DF) будут возникать ошибки, которые невозможно будет исправить на стороне приёмника даже с учетом наличия канала ретранслятор – приёмник с высоким ОСШ. Чтобы этого не происходило, ретрансляторы должны передавать мягкие оценки. В качестве мягкой оценки используется вероятность правильного детектирования [7].

В данной схеме ретранслятор обладает информацией об отношении сигнал/шум в канале передатчик – ретранслятор и обрабатывает принятый от передатчика сигнал по следующему алгоритму. Сначала вычисляется решающая статистика, которая выглядит следующим образом: принятый сигнал \mathbf{r}_i умножается на комплексно-сопряжённый канальный коэффициент f_i^* .

$$\hat{\mathbf{t}}_i = \mathbf{r}_i \cdot f_i^*.$$

Затем вычисляется мягкая оценка:

$$\mathbf{t}_i = \text{sign}(\hat{\mathbf{t}}_i) \cdot \alpha \cdot \left[1 - 0.5 \cdot \exp \left(-\frac{q_{SR}^2 \cdot (\hat{\mathbf{t}}_i)^2}{2} \right) \right],$$

где α – коэффициент, выравнивающий дисперсии выходных сигналов ретрансляторов в схемах DF и EF.

4. Результаты

Экспериментальные данные были получены с помощью моделирования в программе MATLAB. Исследования проводились на основе математической модели из раздела 3 в основной полосе частот, а в качестве созвездия модуляции использовалась BPSK.

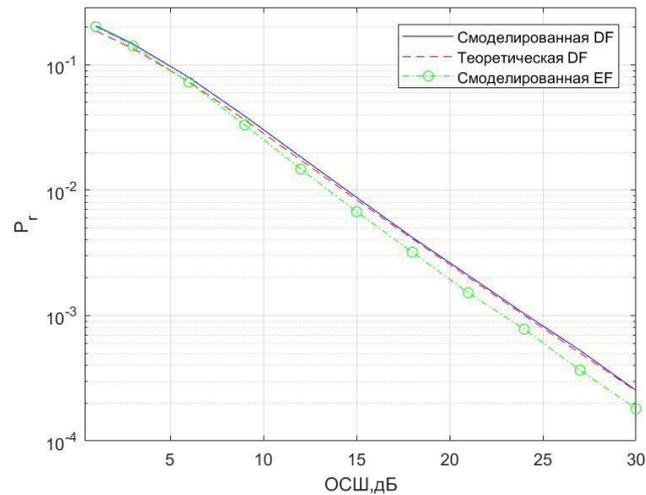


Рис. 2. Сравнение схем DF и EF для распределённой сети с двумя ретрансляторами при эквивалентных ОСШ в каналах передатчик – ретранслятор и ретранслятор – приёмник

На рис. 2 изображены теоретическая зависимость для схемы DF, вычисленная по формуле (1), и смоделированные в среде MATLAB зависимости для схем DF и EF вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум в каналах передатчик – ретранслятор и ретрансляторы – приёмник. Эти каналы считаются эквивалентными. В данном эксперименте исследовалась распределённая беспроводная сеть с двумя ретрансляторами. Из данного рисунка видно, что теоретическая и смоделированная зависимости для схемы DF практически совпадают. Также можно увидеть, что схема EF даёт выигрыш приблизительно в 1.7 дБ по сравнению с DF.

На рис. 3–5 изображены результаты моделирования в среде MATLAB для беспроводной распределённой сети с четырьмя ретрансляторами. На рис. 3 приведены зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум в канале передатчик – ретранслятор, в то время как отношение сигнал/шум в канале ретрансляторы – приёмник зафиксировано на уровне 10 дБ. Выигрыш от использования схемы EF составляет в этом случае примерно 2.5 дБ.

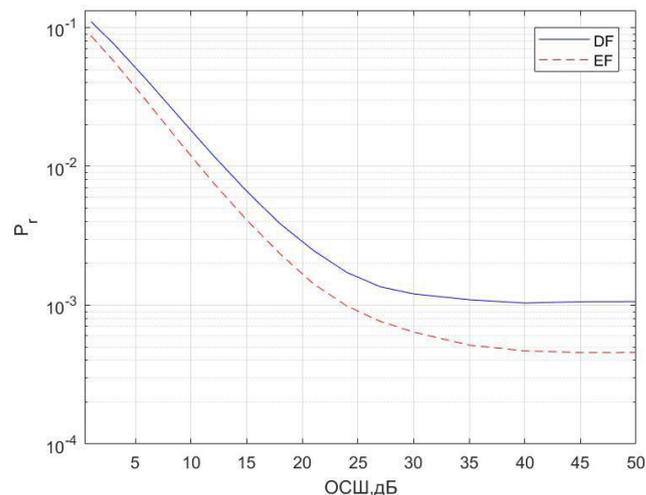


Рис. 3. Сравнение EF и DF при фиксированном ОСШ (10 дБ) в канале ретрансляторы – приёмник для распределённой сети с четырьмя ретрансляторами

На рис. 4 приведены зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум в канале ретрансляторы – приёмник, в то время как отношение сигнал/шум в канале передатчик – ретранслятор зафиксировано на уровне 10 дБ. Выигрыш от использования схемы EF составляет в этом случае приблизительно 1.5 дБ.

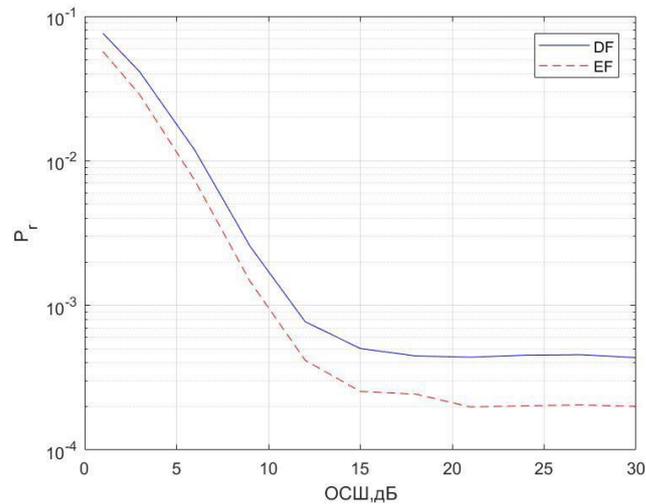


Рис. 4. Сравнение EF и DF при фиксированном ОСШ (25 дБ) в канале передатчик – ретранслятор для распределённой сети с четырьмя ретрансляторами

На рис. 5 изображены графики зависимостей вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум в каналах передатчик – ретранслятор и ретрансляторы – приёмник, которые считаются эквивалентными (имеют одинаковое среднее ОСШ). Выигрыш от использования схемы EF составляет в этом случае приблизительно 3 дБ.

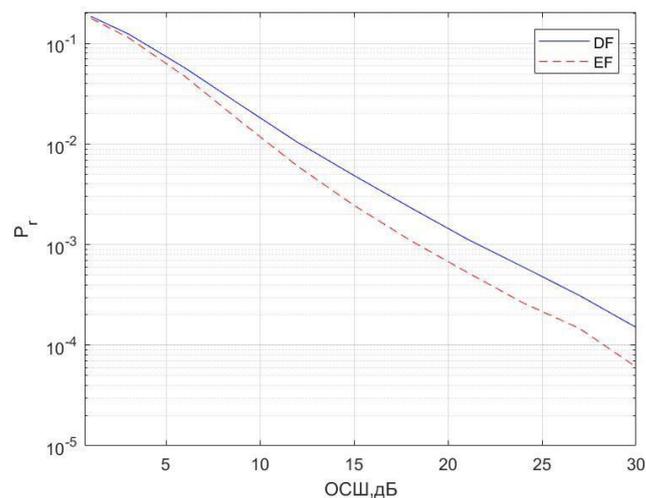


Рис. 5. Сравнение EF и DF при эквивалентных ОСШ в каналах передатчик – ретранслятор и ретрансляторы – приёмник для распределённой сети с четырьмя ретрансляторами

Литература

1. *Al-Mistarihi M. F., Mohaisen R., Sharaqa A., Shurman M. M., and Darabkh K. A.* Performance evaluation of multiuser diversity in multiuser two-hop cooperative multi-relay wireless networks using maximal ratio combining over Rayleigh fading channels // *International Journal of Communication Systems*, September 2013.
2. *Hu J., and Chen X.* Symbol Error Probability and Channel Capacity for Multiuser Diversity of Amplify-and-Forward Cooperative Networks // *Proc. of 7th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM-2011)*, September 2011, Wuhan, China. P. 1–4.

3. *Rui X., Hou J., and Zhou L.* Decode-and-forward with full-duplex relaying // *International Journal of Communication Systems*. 2012. V. 25, Is. 2. P. 270–275.
4. *Ting Z., Fang W., Jing X., Lilleberg J.* Soft Symbol Estimation and Forward Scheme for Cooperative Relaying // *IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Tokyo, Japan, September 13–16, 2009.
5. *Sneessens H. H., Vandendorpe L.* Soft Decode and Forward Improves Cooperative Communications // *2005 1st IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing*. V. 13–15. P. 157–160.
6. *Jafarkhani H.* *Space-Time Coding: Theory and Practice*. Cambridge University Press, 2005. 302 p.
7. *Ипатов В. П.* Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов: принципы и приложения / В. П. Ипатов; пер. с англ. под ред. авт. М.: Техносфера, 2007. 487 с.

*Статья поступила в редакцию 19.04.2019;
переработанный вариант – 13.06.2019.*

Быченков Даниил Евгеньевич

аспирант кафедры теоретических основ радиотехники НГТУ (630073, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20), e-mail: omg250@mail.ru.

Область научных интересов: телекоммуникационные системы.

Comparison of the distributed wireless communication systems characteristics with soft and hard decisions

D. Bychenkov

The efficiency of using soft assessment for transmission over a distributed wireless sensor network is considered. According to the simulation results, it was determined that the proposed transmission method has a tangible gain in terms of the probability of bit error, in contrast to the traditional use of hard assessment for transmission over a wireless channel with Rayleigh fading.

Keywords: distributed wireless sensor network, soft assessment, multipath propagation.