

СС – символьная синхронизация
ОС – обнаружение сигнала
ВС – временная синхронизация
КМБК – квадрат модуля взаимной корреляции
STS – short training symbols
LTS – long training symbols
GI – guard interval

Введение

В данном отчёте представлено описание алгоритмов обнаружения сигнала (ОС, signal detection) и символьной синхронизации (СС, symbol timing), которые являются этапами временной синхронизации (ВС). Задачей алгоритма, выполняющего ОС, сделать вывод о том, что началась передача пакета. Задачей СС является определение начала OFDM-символа внутри пакета, которое необходимо знать перед передачей комплексных отсчётов (далее, просто отсчётов) на блок FFT.

В отчёте приведены результаты моделирования алгоритмов ОС и СС для случая канала с АБГШ. При моделировании не учитывались частотный сдвиг, многолучевое распространение и другие возможные эффекты в канале, влияющие на точность ВС.

Отчёт имеет следующую структуру: вначале описываются модель OFDM передатчика и алгоритм ОС, после представлен обзор СС.

OFDM передатчик

За основу моделирования передатчика взят стандарт 802.11a (а именно, раздел 18 “Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) PHY specification” стандарта 802.11-2012). Стандарт предполагает, что передача информации не является непрерывной (broadcast/continuous transmission system), а осуществляется с помощью пакетов (burst transmission). Данный способ подразумевает передачу коротких по длительности пакетов, причём время между двумя передаваемыми пакетами может быть очень велико. Структура пакета, используемого при моделировании, представлена на рис. 1.

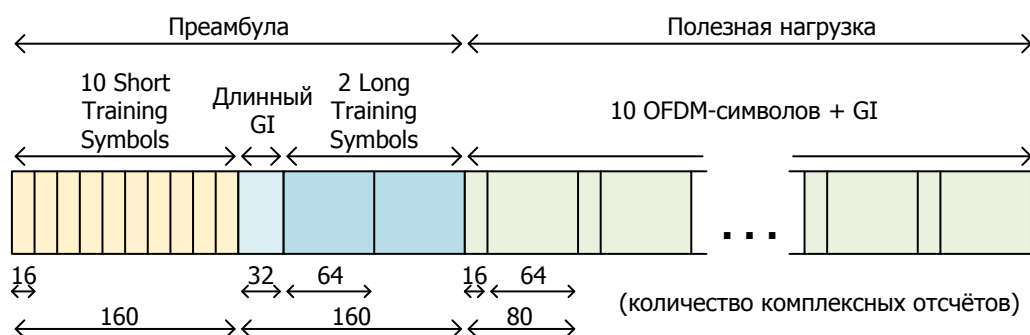


Рис. 1. Структура пакета, используемого при моделировании

Видим, что пакет состоит из преамбулы и полезной нагрузки. Преамбула состоит из:

- 10 одинаковых short training symbols (STS) по 16 отсчётов каждый;

- 2 одинаковых long training symbols (LTS) по 64 отсчёта каждый;
- длинного guard interval (GI), являющегося копией последних 32 отсчётов LTS.

Полезная нагрузка состоит из 10 OFDM-символов с GI (64 + 16 отсчётов каждый).

Формирование преамбулы и OFDM-символов полезной нагрузки близко к 802.11a. Из стандарта пренебрегли только:

- расширением на один отсчёт OFDM-символа/секции и умножением их на оконную функцию;
- значениями пилотных поднесущих в зависимости от порядкового номера OFDM-символа в пакете (у нас используются одинаковые значения пилотных поднесущих для всех символов).

Обнаружение сигнала

Первый шаг обработки поступающих с АЦП отсчётов (в нашем случае) – это ВС, которая состоит из двух этапов: 1) ОС и 2) СС. Рассмотрим ОС.

Задачей блока, выполняющего ОС, сделать вывод о том, что началась передача пакета. Если вывод положителен, то блок ОС передаёт управление блоку СС для дальнейшей обработки поступающих отсчётов; в противном случае отсчёты отбрасываются.

При моделировании этапа ОС использовался алгоритм, ядром которого является вычисление автокорреляции принимаемого сигнала с задержанным (сдвинутым) на 16 отсчётов этим же сигналом (см. "OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide", Juha Heiskala, John Terry, стр. 58). Содержащиеся в преамбуле 10 STS, по 16 отсчётов каждый, дадут значительное значение автокорреляции (всплеск), что позволит сделать вывод о начале передачи пакета. На рис. 2 представлен пример графика модуля автокорреляции при $E_b/N_0 = 5$ дБ.

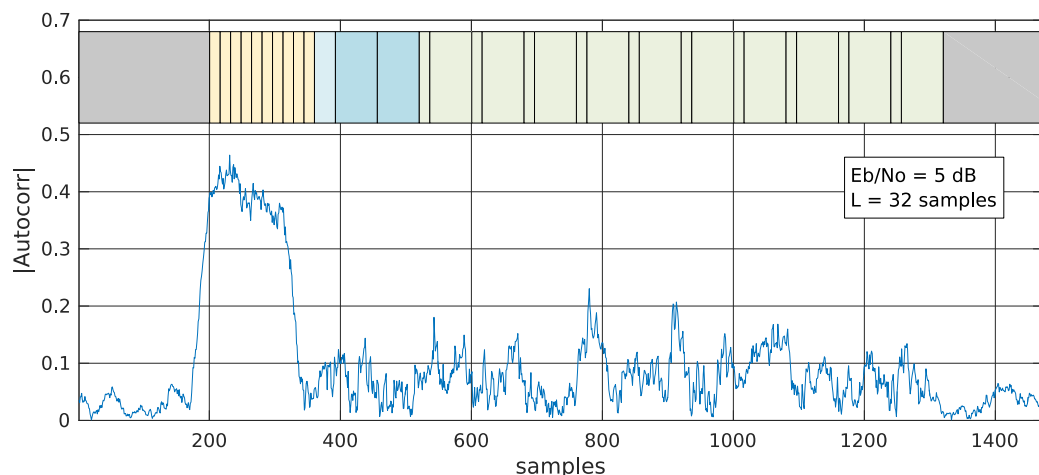


Рис. 2. Модуль автокорреляции принимаемого сигнала с задержанным на 16 отсчётов этим же сигналом

Рассмотрим подробнее выбранный алгоритм ОС. Данный алгоритм подразумевает вычисление, для каждого поступающего с АЦП отсчёта r_n , следующих величин:

- 1) Автокорреляции c_n :

$$c_n = \sum_{k=0}^{L-1} r_{n+k} r_{n+k+D}^*$$

где параметр D задаёт сдвиг и равняется $D = 16$; параметр L – размер окна суммирования и обычно выбирается из диапазона $16 \leq L \leq 144$.

2) Нормирующего коэффициента p_n :

$$p_n = \sum_{k=0}^{L-1} r_{n+k+D} r_{n+k+D}^* = \sum_{k=0}^{L-1} |r_{n+k+D}|^2,$$

где параметры L и D такие же как в 1).

3) Нормированной автокорреляции m_n :

$$m_n = \frac{|c_n|^2}{(p_n)^2}.$$

Каждое значение m_n сравнивается с некоторым порогом, при превышении которого делается вывод о начале передачи пакета и необходимости начать этап СС.

Ниже представлены результаты моделирования алгоритма ОС для случая канала с АБГШ.

На рис. 3 изображены графики усреднённого модуля автокорреляции $E[|c_n|]$ (сверху) и усреднённой нормированной автокорреляции $E[m_n]$ (снизу) при разных ОСШ (E_b/N_0) для окон суммирования $L = 32$ и $L = 144$ отсчётов (усреднение проводилось по 1000 экспериментам).

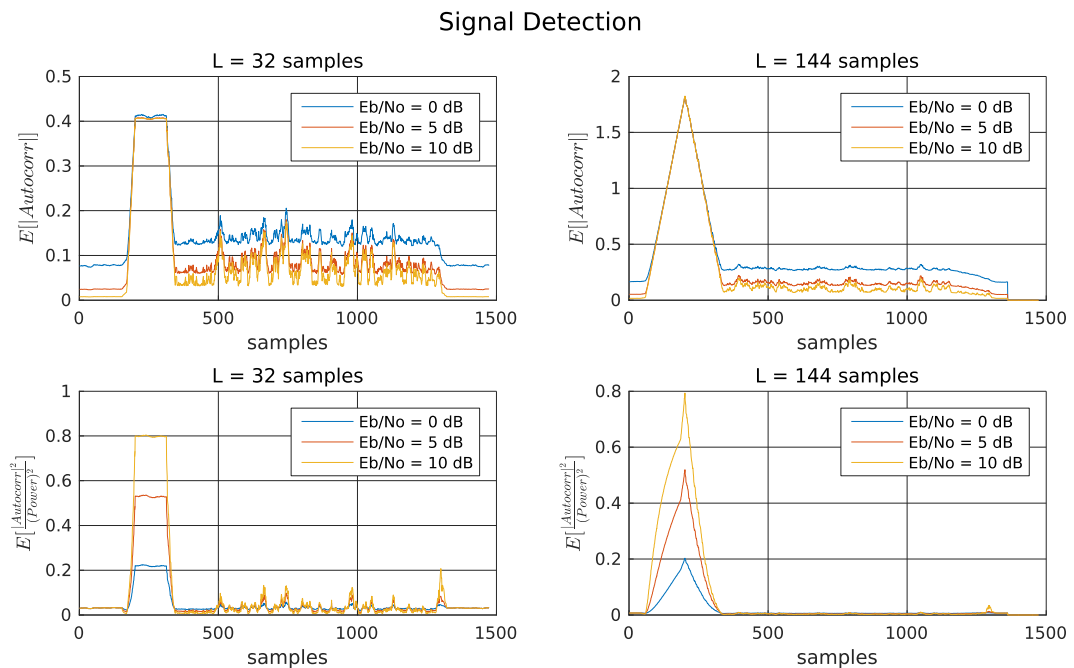


Рис. 3. Графики усреднённого модуля автокорреляции и усреднённой нормированной автокорреляции

Анализируя графики, отметим следующее:

- На первый взгляд, использование $|c_n|$ вместо m_n для сравнения с порогом является предпочтительным, т.к. уровень всплеска $|c_n|$ не зависит от ОСШ, что должно упростить выбор порога. Однако, значения $|c_n|$ зависят от полной мощности сигнала в приёмном тракте: расстояние между передатчиком и приёмником, разная настройка усилителей, блок автоматической регулировки усиления и другие факторы будут влиять на $|c_n|$. Таким образом, в реальных условиях значения $|c_n|$ (в том числе и уровень всплеска) будут изменяться в широких пределах, а это значительно затрудняет выбор “универсального” порога.

- Значения m_n не зависят от полной мощности в приёмном тракте и всегда будут находиться в примерном диапазоне $[0; 1]$. Также заметим, что:
 - уровень всплеска m_n определяется ОСШ и не зависит от размера окна суммирования L ;
 - средний уровень m_n вне всплеска не зависит от ОСШ, а определяется размером окна суммирования L : чем больше L , тем меньше уровень (это хорошо будет видно далее на рис. 4).

На рис. 4 изображены графики модуля автокорреляции $|c_n|$ (сверху) и нормированной автокорреляции m_n (снизу) при $L = 32$ и $L = 144$, $E_b/N_0 = 0$ дБ и $E_b/N_0 = 10$ дБ, полученные в результате моделирования однократной передачи пакета (один эксперимент, без усреднения).

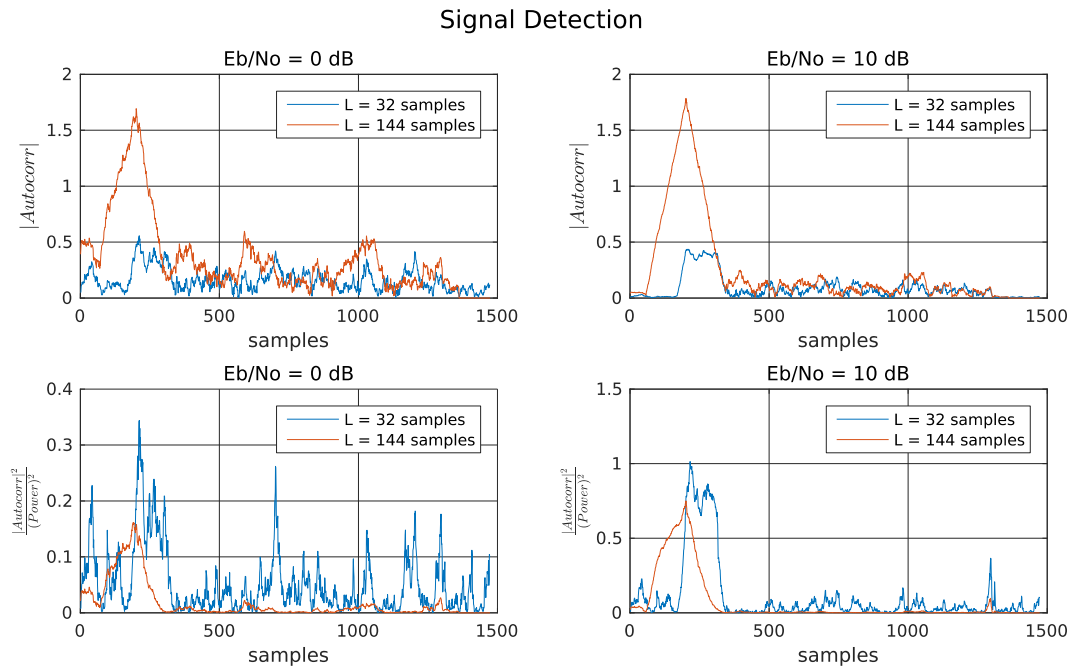


Рис. 4. Графики модуля автокорреляции и нормированной автокорреляции

На графиках нормированной автокорреляции m_n (внизу рис. 4) видим (как было отмечено ранее), что увеличение размера окна суммирования L значительно снижает значения m_n вне всплеска. Таким образом, увеличение L уменьшает вероятность ложной тревоги, и, следовательно, повышает точность ОС. Отметим, что с увеличением L растёт количество операций сложения и умножения в алгоритме ОС, как следствие, повышаются вычислительные затраты.

При реализации алгоритма ОС “в железе” стоит иметь в виду, что выбранный алгоритм будет вычисляться для каждого отсчёта с выхода АЦП (за исключением небольшого количества отсчётов после обнаружения пакета; “небольшое количество отсчётов” примерно сопоставимо с длиной пакета). Таким образом, при больших L (например, $L = 144$) можем не успевать обрабатывать поступающий поток данных из-за ограниченных вычислительных ресурсов. Однако, выбранный алгоритм может быть оптимизирован при помощи рекурсии (возможность данной оптимизации является одним из преимуществ автокорреляции над взаимной корреляцией):

$$c_{n+1} = c_n + r_{n+L} r_{n+L+D}^* - r_n r_{n+D}^* ,$$

$$p_{n+1} = p_n + r_{n+L+D} r_{n+L+D}^* - r_{n+D} r_{n+D}^* = p_n + |r_{n+L+D}|^2 - |r_{n+D}|^2 .$$

По данным выражения видим, что зависимость вычислительных затрат от размера окна суммирования L будет ТОЛЬКО при вычислении c_n и m_n для стартовых (начальных) отсчётов, поступающих на вход алгоритма.

С учётом выше сказанного, при реализации алгоритма “в железе” может быть и не придётся жертвовать точностью ОС, выбирая небольшие L из-за нехватки вычислительных ресурсов и других причин.

Символьная синхронизация

После обнаружения пакета следует этап СС. Задачей СС является нахождение начала OFDM-символа для передачи его на блок FFT таким образом, чтобы в окне блока FFT находились только отсчёты данного OFDM-символа (см. рис. 5а; запись вида $\text{OFDM}_a(b)$ соответствует b -ому отсчёту a -ого OFDM-символа). Однако, из-за неидеального канала передачи, плохого алгоритма СС и других причин возможна ошибка СС d отсчётов, вследствие которой в окне FFT будут находиться “посторонние” отсчёты (см. рис. 5б, где $d = 2$). Отметим, что в рамках данной работы предполагается, что d является целым числом, т.е. $d \in \mathbb{Z}$!

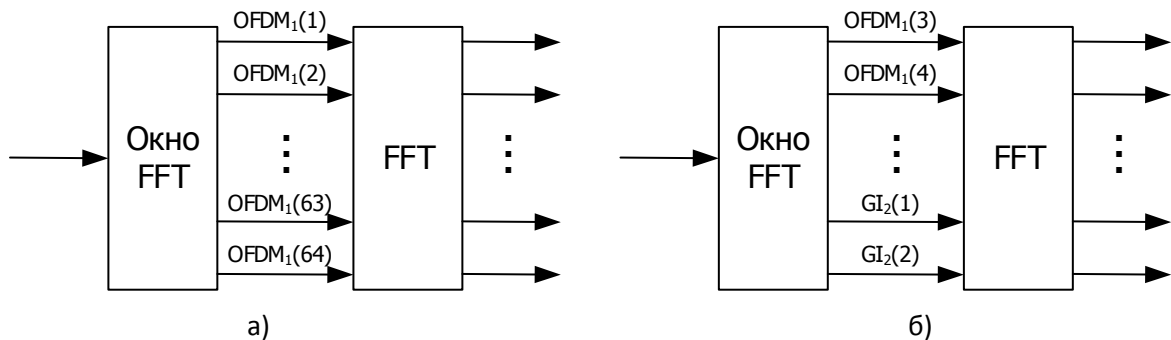


Рис. 5. ДПФ в OFDM-приёмнике: а) ошибка СС d отсутствует, б) ошибка СС $d = 2$ отсчёта

В зависимости от принадлежности отсчётов в окне FFT одному или нескольким OFDM-символам возможны следующие случаи (см. рис. 6):

- (1) Окно FFT содержит только отсчёты одного OFDM-символа, причём не содержит отсчётов GI данного OFDM-символа – результат идеальной СС ($d = 0$). После выполнения FFT получим корректные значения поднесущих.
- (2) Окно FFT содержит отсчёты только одного OFDM-символа, при этом некоторая часть отсчётов принадлежит GI ($-L_{GI} \leq d < 0$). После выполнения FFT каждая поднесущая будет иметь фазовый сдвиг, который зависит от величины ошибки СС d и номера поднесущей (нумерация от 0 до 63). Данный фазовый сдвиг можно устранить в post-FFT стадии обработки, используя пилотные поднесущие.
- (3) Окно FFT содержит отсчёты двух OFDM-символов ($d > 0$). После выполнения FFT получим неустраняемую межсимвольную интерференцию и потерю ортогональности поднесущих, что значительно ухудшит качество приёма (?).

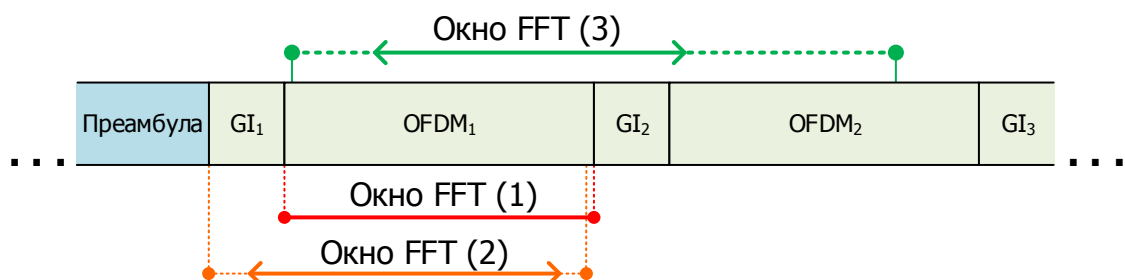


Рис. 6. Возможные расположения окна FFT относительно принимаемого пакета

Таким образом, для точного приёма необходимо, чтобы в результате СС мы получали окно FFT в пределах OFDM-символа и его GI ((1) или (2) случай).

При моделировании этапа СС использовался алгоритм, который заключается в вычислении взаимной корреляции принимаемого сигнала (отсчёты с выхода АЦП) с последовательностью из двух LTS; за оценку СС s принимается номер отсчёта, при котором квадрат модуля взаимной корреляции (далее, КМБК) максимален:

$$s = \arg \max_n \left| \sum_{k=0}^{L-1} r_{n+k} t_k^* \right|^2,$$

где r_n – отсчёты принимаемого сигнала (n – порядковый номер отсчёта), t_k – отсчёты последовательности из двух LTS, L – длина последовательности из двух LTS ($L = 128$ отсчётов).

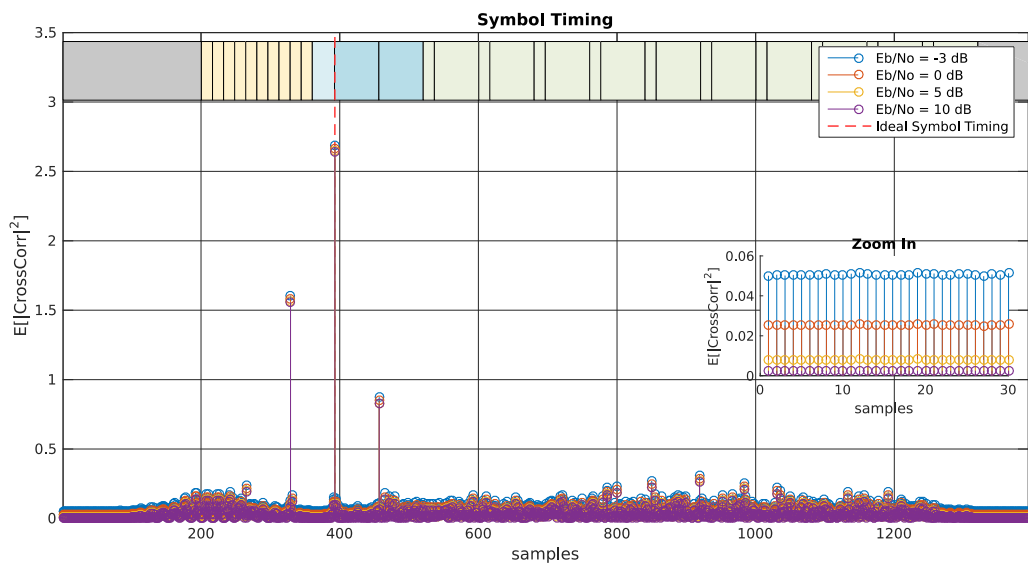
Отметим следующее:

- При моделировании взаимная корреляция вычисляется для каждого принимаемого отсчёта r_n (при реализации алгоритма “в железе” будут уточнения по данному пункту).
- В идеальном канале максимальное значение КМБК достигается при r_s , являющемуся первым отсчётом первого LTS преамбулы.
- При известных s и структуре пакета можно определить начала OFDM-символов полезной нагрузки.

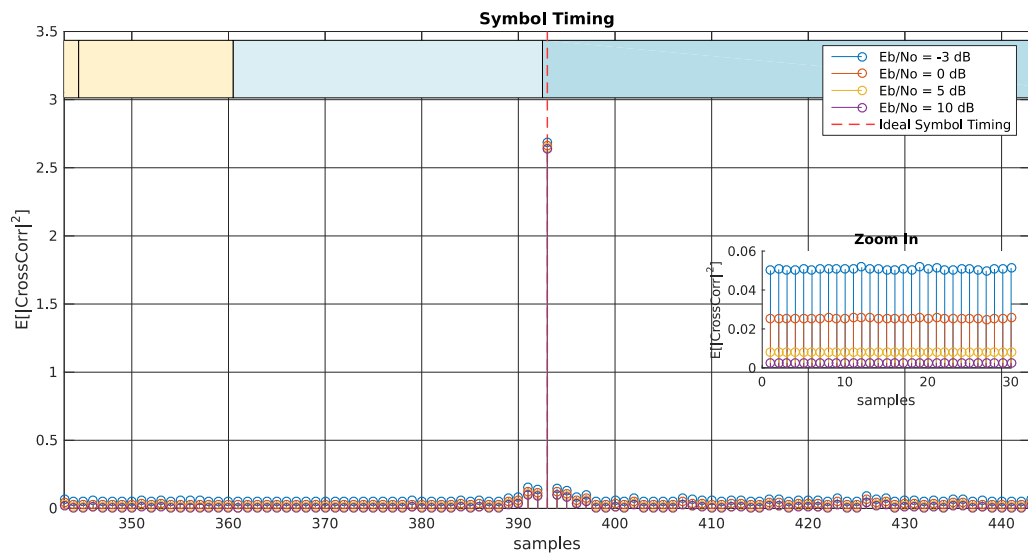
Моделирование этапа СС заключалось в передаче одиночного пакета через канал с АБГШ при разных ОСШ (E_b/N_0) и выполнении алгоритма СС на приёмной стороне – одиночный эксперимент; для каждого значения E_b/N_0 проводилось по 10000 экспериментов.

Ниже представлены результаты моделирования этапа СС.

На рис. 7а представлен график усреднённого КМБК $E[|CrossCorr|^2]$ при разных E_b/N_0 (усреднение проводилось по 10000 экспериментам); рис. 7б – тот же самый график, но приближен участок с пиком КМБК.



а)



б)

Рис. 7. Усреднённый КМБК

На рис. 8. изображён пример графика КМБК $|CrossCorr|^2$ при разных E_b/N_0 в случае одиночного эксперимента (т.е. усреднение отсутствует).

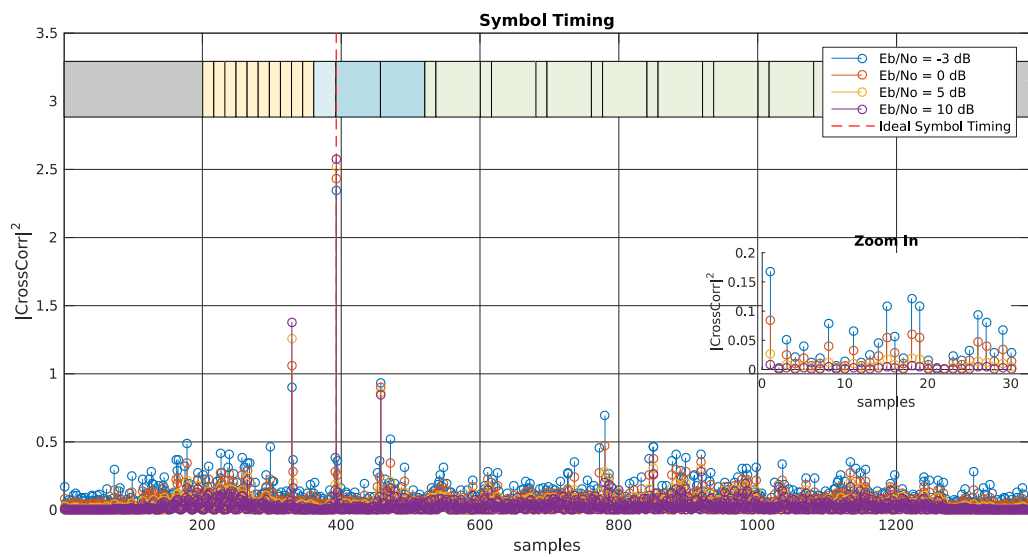
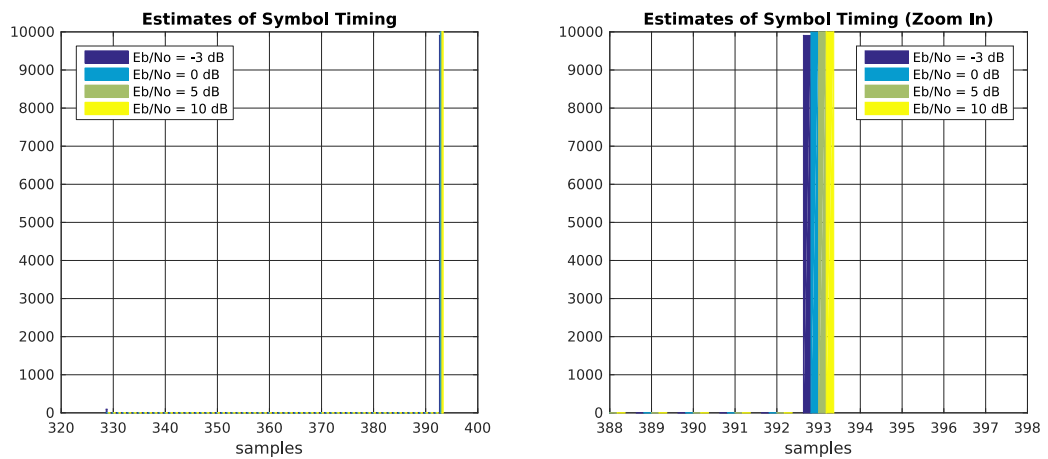


Рис. 8. КМБК (одиночный эксперимент)

На рис. 9 представлены результаты моделирования этапа СС: а) гистограмма оценок СС (в нашем случае идеальная СС соответствует 393 отсчёту) и б) письменный вывод в консоль.



a)

```
>> ofdm_symbol_timing_model
Результаты оценки symbol timing

Параметры моделирования:
кол-во экспериментов для каждого Eb/No: 10000
time offset: 200 samples
ideal symbol timing: 393 sample

EbNo = -3 dB:
Общее кол-во ошибок: 93
Ошибочное значение: 329, кол-во: 93

EbNo = 0 dB:
Общее кол-во ошибок: 6
Ошибочное значение: 329, кол-во: 6

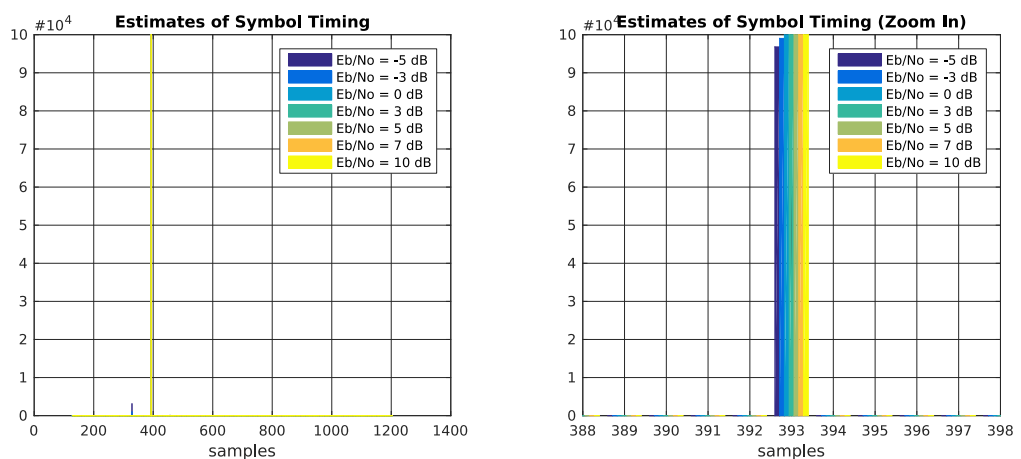
EbNo = 5 dB:
Общее кол-во ошибок: 0

EbNo = 10 dB:
Общее кол-во ошибок: 0
```

б)

Рис. 9. Результаты моделирования этапа СС: а) гистограмма оценок СС, б) письменный вывод в консоль

На рис. 10 представлены результаты этапа СС, полученные в результате дополнительного моделирования при более широком диапазоне значений ОСШ и количестве экспериментов 10^5 ; также изображена зависимость вероятности ошибочной СС от ОСШ (рис. 10в).



а)


```
>> ofdm_symbol_timing_model
Результаты оценки symbol timing

Параметры моделирования:
  кол-во экспериментов для каждого Eb/No: 100000
  time offset: 200 samples
  ideal symbol timing: 393 sample

EbNo = -5 dB:
Общее кол-во ошибок: 3196
Ошибочное значение: 329, кол-во: 3102
Ошибочное значение: 457, кол-во: 61
. . .

EbNo = -3 dB:
Общее кол-во ошибок: 968
Ошибочное значение: 329, кол-во: 967
Ошибочное значение: 457, кол-во: 1

EbNo = 0 dB:
Общее кол-во ошибок: 43
Ошибочное значение: 329, кол-во: 43

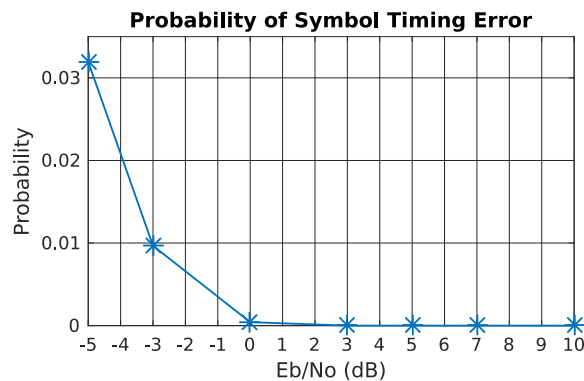
EbNo = 3 dB:
Общее кол-во ошибок: 0

EbNo = 5 dB:
Общее кол-во ошибок: 0

EbNo = 7 dB:
Общее кол-во ошибок: 0

EbNo = 10 dB:
Общее кол-во ошибок: 0
```

б)



в)

Рис. 10. Результаты дополнительного моделирования этапа СС: а) гистограмма оценок СС, б) письменный вывод в консоль, в) зависимость вероятности ошибочной СС от ОСШ

Анализируя полученные рис., отметим следующее:

- Для $E_b/N_0 > 0$ дБ в каждом эксперименте была получена точная оценка СС (см. рис. 9 и 10); таким образом зависимость вероятности ошибочной СС от ОСШ (случай $E_b/N_0 > 0$ дБ) отсутствует, однако при проведении большего числа экспериментов (больше 10^5) скорее всего увидим зависимость малых вероятностей ошибочной СС (меньше 10^{-5}) от ОСШ.
- Выбранный алгоритм СС даёт два нежелательных всплеска (пики) КМВК (см. рис. 7а и рис. 8): один слева от максимального значения (соответствует 329 отсчёту – первый отсчёт предпоследнего STS); один справа от максимального значения (соответствует 429 отсчёту – первый отсчёт второго LTS). В случае ошибочной СС вероятнее всего ошибка будет вызвана именно этими нежелательными всплесками, причём ошибка из-за пика слева более

вероятна (см. рис. 9б и 10б). Причиной данных побочных пиков является использование в последовательности t двух LTS вместо, например, одного LTS. Избавиться от данных пиков можно следующими путями: 1) выбор некоторого отрезка отсчётов r_n только для которых будет вычисляться КМБК (об отрезке отсчётов см. далее); 2) выбор более короткой последовательности t и соответствующего ей отрезка отсчётов r_n только для которых будет вычисляться КМБК.

При реализации данного алгоритма “в железе” стоит учесть, что:

- Вычислять КМБК необходимо не для всех принимаемых отсчётов r_n , а только для некоторого отрезка отсчётов, выбираемого после обнаружения пакета. При выборе отрезка стоит обратить внимание на следующее:
 - в отрезок должен попадать первый отсчёт первого LTS;
 - желательно, чтобы в отрезок не входили отсчёты, при которых получаются нежелательные всплески КМБК;
 - от длины отрезка зависят вычислительные затраты алгоритма.
- Длина последовательности $t - L$ определяет вычислительные затраты алгоритма и влияет на точность СС: от длины L будет зависеть уровень всплеска (пика) КМБК (в настоящей работе влияние длины L на точность СС не исследовалось, а данный вывод сделан по аналогии с результатами моделирования алгоритма ОС).
- В качестве t возможно использовать другие более короткие последовательности, например, один LTS; при этом необходимо использовать отрезок отсчётов r_n только для которых будет вычисляться КМБК с учётом выбранной t .

Дополнительные детали и корректировки представленных алгоритмов ОС и СС будут фиксироваться в ходе продолжающейся разработки OFDM-приёмника, в том числе с учётом результатов моделирования для более “плохих” каналов: наличие частотного сдвига, многолучевого распространения и других эффектов, влияющих на точность ВС.

Литература

- 1) “OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide”, Juha Heiskala, John Terry
- 2) “Synchronization Algorithms for OFDM Systems (IEEE802. 11a, DVB-T): Analysis, Simulation, Optimization and Implementation Aspects”, Charbel El Hajjar