

Высокоскоростной канал передачи данных с OFDM интерфейсом. Часть 3.



Денис Валуйский, 14 мая 2019г.

Содержание:

3. Разработка модели физического уровня (L1) прямого направления

- 3.1. Разработка и подробное пояснение функциональной блок-схемы L1 уровня передающего и приемного трактов. Обоснованный выбор параметров функциональных узлов блок-схемы
- 3.2. Аргументированный выбор и расчет параметров OFDM сигнала. Определение схемы размещения пилотных поднесущих. Определение параметров кадра L1 уровня, расчет структуры OFDM символа во временной и частотной областях
- 3.3. Организация профилей L1 уровня, расчет параметров профилей с соответствии с п.3.2. Критерии оценки смены текущего профиля (плоскость управления - L3 уровень) и проработка способа оперативного перехода передатчика и приемника на требуемый профиль
- 3.4. Обоснование способа обнаружения и оценки временного рассогласования при приеме OFDM сигнала
- 3.5. Выбор метода оценки частотного рассогласования при приеме OFDM сигнала
- 3.6. Разработка структуры пакета L1 уровня (битовые структуры перед преобразованием в OFDM символы)
- 3.7. Разработка программной модели приемного и передающего тракта. Контроль работоспособности модели

3. Разработка модели физического уровня (L1) прямого направления

3.1. Разработка и подробное пояснение функциональной блок-схемы L1 уровня передающего и приемного трактов. Обоснованный выбор параметров функциональных узлов блок-схемы

Функциональная блок-схема физического уровня передающего и приемного трактов приведена на рисунке 10.

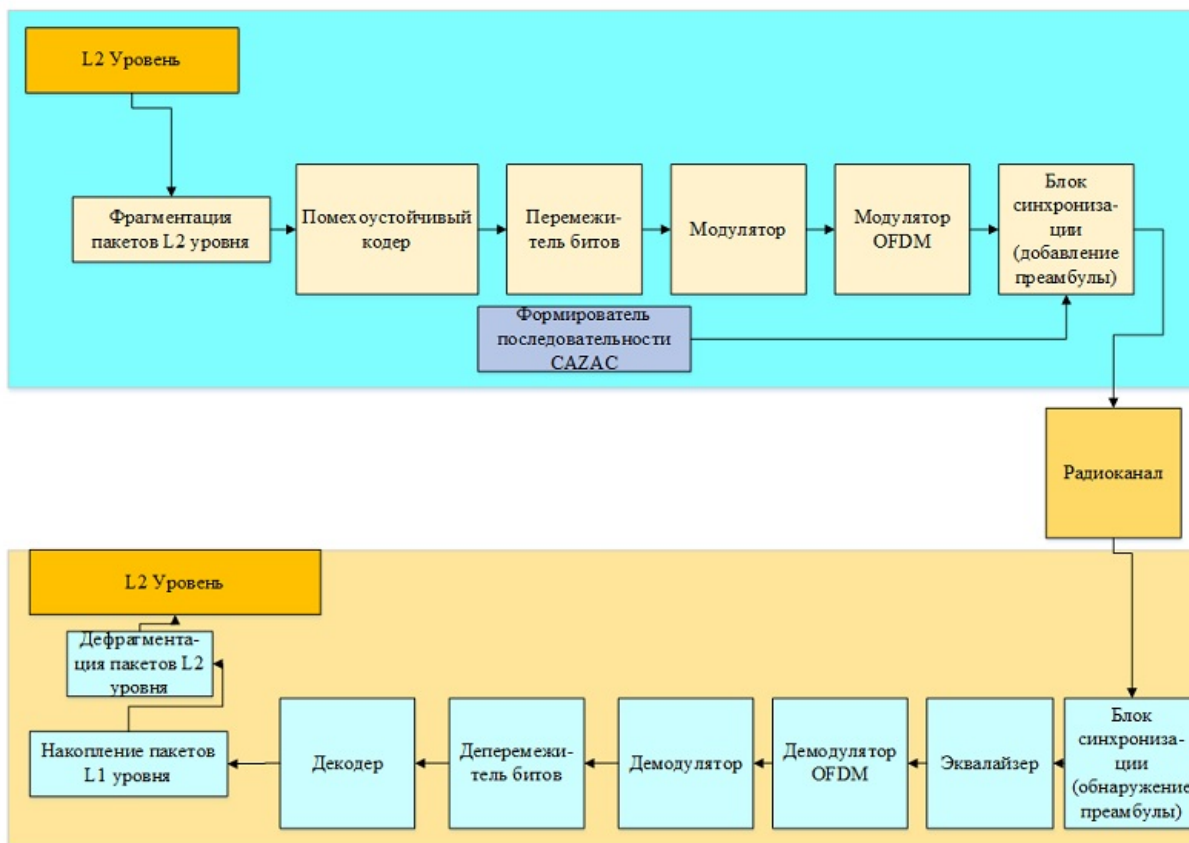


Рисунок 10 — Функциональная блок-схема приемопередатчика L1 уровня

Блоки фрагментации и дефрагментации осуществляют разбиение пакетов канального уровня на части для последующей обработки этих блоков на физическом уровне и, затем, сборку принятых пакетов для передачи целого пакета на уровень L2.

В качестве помехоустойчивого кодера предлагается использовать блочный кодер, использующий алгоритм кодирования на основе кодов Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ) с различными скоростями кодирования для различных профилей: $\frac{3}{4}$ для вида модуляции QPSK и $\frac{1}{2}$ для модуляции QAM-16. Для вида модуляции BPSK помехоустойчивое кодирование применяться не будет.

Соответственно, блоки модулятора и демодулятора могут быть трех видов: BPSK, QPSK и QAM-16. Вид модуляции, а соответственно и тип используемого кодера, определяется состоянием радиоканала, которое определяется на этапе выравнивания канала (блок эквалайзера). Выравнивание будет осуществляться по методу наименьших квадратов (least square или LS).

Параметры блоков модуляции и демодуляции OFDM будут рассчитаны в последующих пунктах проекта. В качестве инструмента синхронизации предполагается использовать преамбулу в виде CAZAC-последовательности, параметры которой будут рассчитаны в п. 3.4.

3.2. Аргументированный выбор и расчет параметров OFDM сигнала. Определение схемы размещения пилотных поднесущих. Определение параметров кадра L1 уровня, расчет структуры OFDM символа во временной и частотной областях

В качестве исходных характеристик для расчетов используем следующие параметры:

- Ширина полосы частот $\Delta F = 10$ МГц;
- Скорость передачи $R = 100$ Мбит/с;
- Расширение задержки $\Delta \tau = 200$ нс.

Введем защитный временной интервал для устранения межсимвольных искажений, вызываемых эффектами многолучевости при распространении радиоволн, в соответствии с формулой (2):

$$\Delta g = 8 * \Delta \tau. \quad (2)$$

Получим:

$$\Delta g = 8 * 200 \text{ нс} = 1600 \text{ нс}.$$

Далее произведем расчет длительности OFDM символа на основании формулы (3):

$$T_{sym} = 32 * \Delta g. \quad (3)$$

Получим:

$$T_{sym} = 32 * 1600 \text{ нс} = 51,2 \text{ мкс}.$$

Отсюда по формуле (4) получим длительность интервала обработки символа:

$$T = T_{sym} - \Delta g. \quad (4)$$

Получим:

$$T = 51,2 \text{ мкс} - 1,6 \text{ мкс} = 49,6 \text{ мкс}.$$

В соответствии с формулами (5) и (6) определим расстояние между частотами соседних поднесущих и число поднесущих в полосе частот системы соответственно:

$$\Delta f = \frac{1}{T}, \quad (5)$$

$$N = \frac{\Delta F}{\Delta f}. \quad (6)$$

Получим:

$$\Delta f = \frac{1}{49,6 \text{ мкс}} = 0,0201 \text{ МГц},$$

$$N = \frac{10 \text{ МГц}}{0,0201 \text{ МГц}} = 500.$$

Рассчитаем скорость следования OFDM-символов по формуле (7):

$$R_{sym} = \frac{1}{T_{sym}}. \quad (7)$$

Получим:

$$R_{sym} = \frac{1}{51,2 \text{ мкс}} = 0,02 \frac{\text{МГсимвол}}{\text{с}}.$$

При скорости передачи 10 Мбит/с и скорости следования символов 0,02 МГсимвол/с каждый OFDM-символ должен переносить 500 информационных битов.

Необходимо учесть также наличие вспомогательных поднесущих: пилотных и защитного интервала. Размер защитного интервала выберем равным по 5 поднесущих с каждой стороны, тогда $N_G = 5 + 5 = 10$ поднесущих.

В соответствии с формулами (8) и (9) рассчитаем максимальные интервалы между пилотами в частотной и временной плоскостях:

$$N_F < \frac{1}{\Delta\tau * \Delta f}, \quad (8)$$

$$N_T < \frac{1}{2T_{sym} * F_D}. \quad (9)$$

Получим:

$$N_F < \frac{1}{1600 \text{ нс} * 0,0201 \text{ МГц}} = 31,$$

$$N_T < \frac{1}{2 * 51,2 \text{ мкс} * 777 \text{ Гц}} = 25.$$

Примем $N_T = 1$, то есть в каждом передаваемом OFDM-символе будут содержаться пилотные поднесущие. В рамках каждого OFDM-символа расположим пилотные поднесущие на расстоянии $N_F = 10$ друг от друга, тогда в каждом OFDM-символе будет содержаться дополнительно 50 пилотных поднесущих.

Так как при обработке сигнала используется алгоритм БПФ, требуется дополнить передаваемый OFDM-символ 2 нулевыми отсчетами до 512 отсчетов. Тогда на интервал T будет приходиться 512 выборок, отсюда интервал дискретизации можно найти по формуле (10):

$$T_s = \frac{T}{512}. \quad (10)$$

Получим:

$$T_s = \frac{49,6 \text{ мкс}}{512} = 0,096 \text{ мкс}.$$

Тогда на интервале времени, равном длительности OFDM-символа, будет укладываться нецелое число интервалов дискретизации $T_{sym} / T_s = 533,3$. Изменим интервал дискретизации так, чтобы на интервале длительностью T_{sym} укладывалось целое число интервалов дискретизации. Примем $T_{sym} / T_s = 534$, тогда $T_s = T_{sym} / 534 = 0,0958 \text{ мкс}$ и частота дискретизации будет определяться по формуле (11):

$$f_s = \frac{1}{T_s}. \quad (11)$$

Получим:

$$f_s = \frac{1}{0,0958 \text{ мкс}} = 10,44 \text{ МГц.}$$

Тогда незначительно изменятся интервалы прямого и обратного БПФ, защитный интервал и интервалы между частотами соседних поднесущих:

$$T = 512 * T_s = 512 * 0,0958 = 49,05 \text{ мкс,}$$

$$\Delta g = T_{sym} - T_s = 51,2 - 49,05 = 2,15 \text{ мкс,}$$

$$\Delta f = \frac{1}{T} = 0,0203 \text{ МГц.}$$

3.3. Организация профилей L1 уровня, расчет параметров профилей с соответствии с п.3.2. Критерии оценки смены текущего профиля (плоскость управления - L3 уровень) и проработка способа оперативного перехода передатчика и приемника на требуемый профиль

В рамках проектируемой системы будут использованы три профиля физического уровня: модуляция вида BPSK без кодирования, модуляция вида QPSK с помехоустойчивым кодированием на скорости $\frac{3}{4}$, модуляция вида QAM-16 с помехоустойчивым кодированием на скорости $\frac{1}{2}$.

Для профиля физического уровня с видом модуляции BPSK без кодирования каждый канальный символ будет переносить один бит информации. Тогда один OFDM символ будет содержать 500 информационных битов, если будут использоваться 500 поднесущих, что соответствует максимальному количеству информационных поднесущих в системе. Применение канального кодирования приведет к увеличению количества требуемых поднесущих, и, соответственно, к расширению полосы частот системы за пределы отведенного диапазона в 10 МГц, следовательно, профиль с видом модуляции BPSK будет использоваться в системе без применения канального кодирования.

Для профиля физического уровня системы с видом модуляции QPSK предлагается использовать блочный канальный кодер на скорости $\frac{3}{4}$. Тогда один канальный символ будет переносить $2 * (\frac{3}{4}) = 1,5$ бита информации, отсюда требуемое количество поднесущих будет равно $500 / 1,5 = 333$.

Для профиля, использующего наименее устойчивый к помехам вид модуляции QAM-16, будет использоваться канальный кодер на скорости $\frac{1}{2}$. Тогда на каждый канальный символ будет приходиться по 2 информационных бита. Таким образом, требуемое для передачи количество поднесущих составит $500 / 2 = 250$.

Смена текущего профиля в зависимости от окружающей помехообстановки будет осуществляться на основании оценки отношения сигнал/шум на входе приемника базовой станции. Так как в каждом кадре отведены слоты на направление вверх, измерение уровня принимаемого от терминалов сигнала будет осуществляться на каждом кадре. Если отношение сигнал/шум соответствует для используемого вида модуляции неприемлемому значению вероятности битовой ошибки, в рамках передачи следующего сообщения для терминала БС сообщает ему о переходе на более помехоустойчивый профиль. Со следующего за этим кадра осуществляется переход на новый профиль физического уровня.

3.4. Обоснование способа обнаружения и оценки временного рассогласования при приеме OFDM сигнала

Цель оценки временного рассогласования состоит в том, чтобы найти момент старта N-точечного

БПФ для демодуляции OFDM-символа. Фактически, требуется обнаружить момент начала OFDM-символа в принимаемом на приемной стороне сигнале.

Метод оценки временного согласования во многом определяется типом трафика, передаваемого системой. Так, при непрерывной передаче используются последовательности нулевых символов. Для проектируемой системы будем считать передачу пакетов не непрерывной (система не является вещательной), в таком случае временная синхронизация посредством использования нулевых последовательностей становится невозможной.

Для обнаружения момента прихода OFDM-символа и, следовательно, момента старта алгоритма быстрого преобразования Фурье для демодуляции и последующей обработки принятого OFDM-сигнала предлагается использовать преамбулу в виде последовательности Задова-Чу (или CAZAC-последовательности).

На рисунке 11 приведена временная структура передачи OFDM-символов при использовании CAZAC-последовательности для временной синхронизации системы.

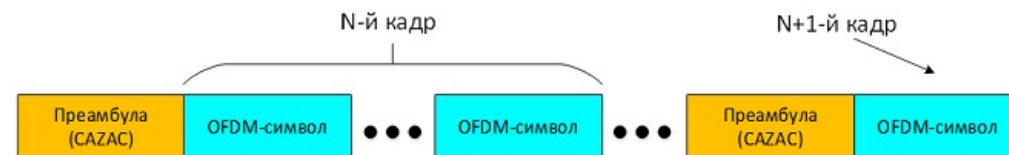


Рисунок 11 — Использование последовательности Задова-Чу для временной синхронизации

Как видно из рисунка 11, преамбула располагается перед каждым кадром передачи OFDM-символов. Таким образом, если использовать на приемной стороне фильтр, согласованный с выбранной последовательностью Задова-Чу, появление на выходе такого фильтра пика корреляционной функции будет характеризовать момент старта OFDM-символов. Следует отметить, что отсутствие у выбранного класса последовательностей боковых лепестков позволяет системе работать и в условиях низкого отношения сигнал/шум.

3.5. Выбор метода оценки частотного рассогласования при приеме OFDM сигнала

Оценка ухода частоты уточняет начальную аналоговую оценку несущей частоты. Для оценки ухода частоты могут быть использованы как методы, работающие на основе пилотных поднесущих, так и методы, не использующие пилот-сигналы.

В разрабатываемой системе предлагается использовать схему синхронизации, основанную на применении последовательностей CAZAC.

Таким образом, последовательность вида CAZAC используется как для частотной, так и для временной синхронизации. Такой выбор обусловлен тем, что последовательности Задова-Чу обладают следующими свойствами:

- последовательности имеют постоянную амплитуду как во временной, так и в частотной областях;
- применение операции БПФ или ОБПФ к последовательности Задова-Чу дает также последовательность Задова-Чу, но с другим циклическим сдвигом;
- последовательность, образованная циклическим сдвигом элементов последовательности Задова-Чу, есть также последовательность Задова-Чу, ортогональная исходной;
- периодическая автокорреляционная функция последовательности Задова-Чу идеальна, т. е. является дельта-функцией;
- взаимная корреляционная функция двух последовательностей Задова-Чу, образованных разными корнями, имеет постоянное для всех сдвигов значение $1 / N_{ZC}$, где N_{ZC} – длина последовательностей.

Кроме того, следует отметить, что применение таких последовательностей позволяет совместить в рамках одной схемы частотной синхронизации как грубую, так и точную оценку частотного рассогласования.

Основная идея использования последовательности CAZAC для частотной синхронизации состоит в том, чтобы измерить изменение фазы из-за ухода частоты. Если один и тот же символ x вставлен во временной области в символы n и $n+K$, то принятые символы n и $n+K$ будут определяться выражениями (11) и (12) соответственно:

$$y_n = x * e^{j\frac{2\pi n\varepsilon}{N}} + n_n, \quad (11)$$

$$y_{n+K} = x * e^{j\frac{2\pi(n+K)\varepsilon}{N}} + n_{n+K}. \quad (12)$$

В выражениях (11) и (12) величина ε является точной оценкой ухода частоты. Тогда оценка частотного рассогласования может быть получена посредством сравнения двух символов в соответствии с формулой (13):

$$y_n^* y_{n+K} = |x|^2 * e^{j\frac{2\pi K\varepsilon}{N}} + n. \quad (13)$$

Таким образом, грубая оценка включает сравнение фаз двух символов, расположенных близко друг к другу, тогда как точная оценка частотного рассогласования основывается на сравнении символов, расположенных далеко друг от друга. При этом требование к большому разнесению символов для точной частотной синхронизации ведет к некоторым ограничениям, накладываемым на систему. Кроме того, любое значительное изменение канальной фазы будет затрагивать и точную оценку ухода частоты.

Недостатки применения последовательности CAZAC как для временной, так и для частотной синхронизации, предлагается сглаживать использованием в качестве преамбулы двух последовательностей. Таким образом, на входе приемника будет находиться взаимная корреляционная функция двух составляющих преамбулы идентичных последовательностей, а не преамбулы с эталонной последовательностью. Идея описанного метода представлена на рисунке 12.

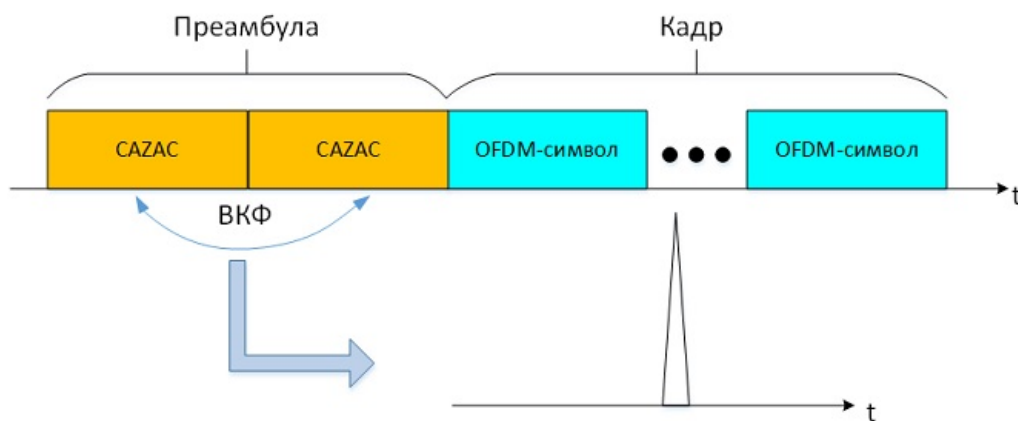


Рисунок 12 — Использование двух CAZAC-последовательностей в качестве преамбулы

Использование представленного на рисунке 12 алгоритма позволит существенно уменьшить влияние ухода частоты на временную синхронизацию.

3.6. Разработка структуры пакета L1 уровня (битовые структуры перед преобразованием в OFDM символы)

Структура пакета L1 уровня представлена на рисунке 13. Как видно из рисунка 13, пакет физического уровня содержит 500 битов информации. В эти 500 битов входит как информационная часть (фрагментированный пакет L2 уровня), так и вносимая блочным кодером избыточность.

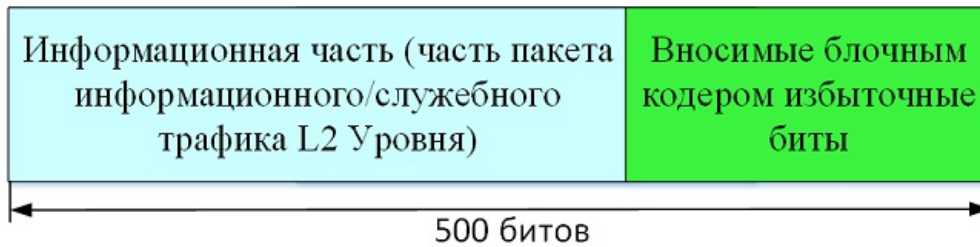


Рисунок 13 — Структура пакета L1 уровня

Следует отметить, что количество вносимых помехоустойчивым кодером избыточных битов будет изменяться в зависимости от выбранного профиля физического уровня.

3.7. Разработка программной модели приемного и передающего тракта. Контроль работоспособности модели

Разработанная программная модель иллюстрирует процесс передачи базовой станцией некоторого сообщения и процесс приема и декодирования этого сообщения на стороне терминала.

На физическом уровне производятся операции блочного кодирования с помощью кодов БЧХ, перемежения битов, модуляции (BPSK, QPSK или QAM-16) и формирования OFDM символов. Диаграмма, иллюстрирующая работу передающей части БС представлена на рисунке 14.

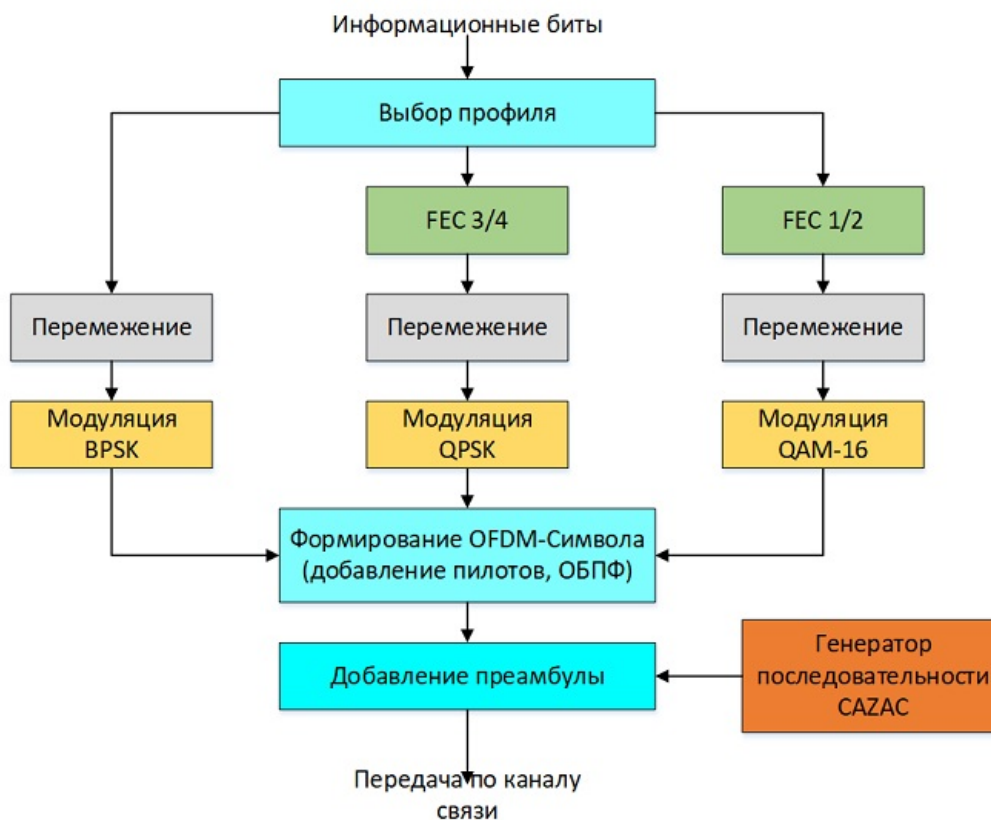


Рисунок 14 — Блок-схема функционирования передающей части

На приемной стороне осуществляются процессы, обратные происходящим на передающей стороне. Соответственно производится выделение полезной информации из OFDM символов, демодуляция QPSK сигнала, деперемежение и блочное декодирование. Кроме того, на основе метода наименьших квадратов осуществляется эквалайзинг, то есть выравнивание канала связи для

устранения влияния замираний. Диаграмма, иллюстрирующая процесс приема сообщения от БС терминалом приведена на рисунке 15.

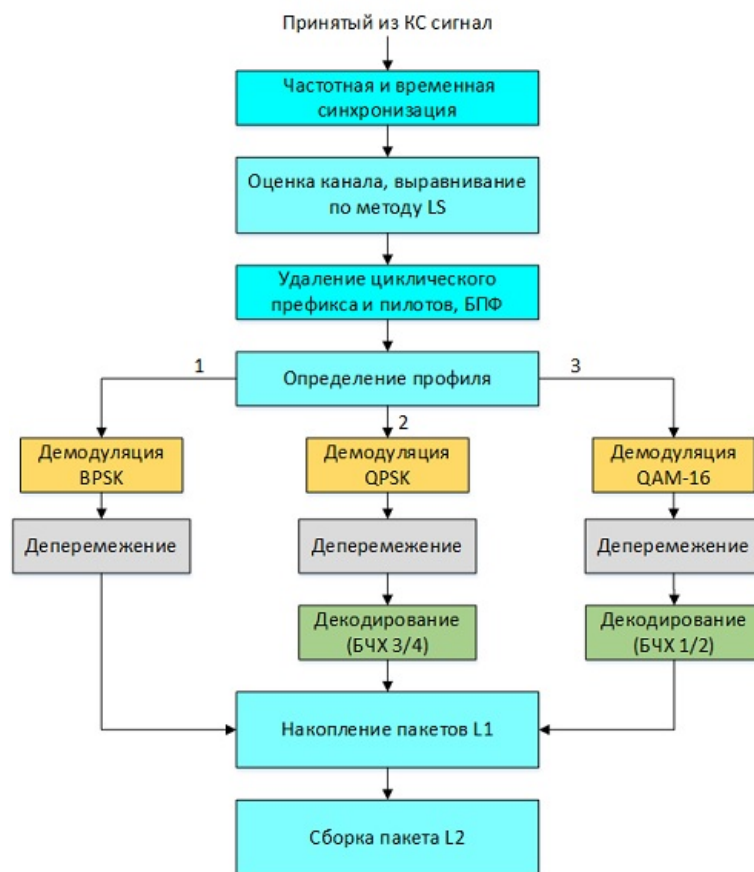


Рисунок 15 — Блок-схема функционирования приемной части

Список литературы:

- 1) Бакке А.В. - Курс лекций по дисциплине "Системы широкополосного радиодоступа".
- 2) Бакке А.В. - Курс лекций по дисциплине "Системы и сети связи с подвижными объектами"