

СЕКЦИЯ № 1

«ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ НА
ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ»

УДК 681.3(075.8)

Абдыкаримова Мейрамгуль Сериковна – магистрант (г. Алматы, Казахская академия транспорта и коммуникаций им. М. Тынышпаева)

ИССЛЕДОВАНИЯ СТАНДАРТОВ ТЕХНОЛОГИИ WI-FI IEEE 802.11

Широкое применение технологии IoT (Internet of things) не только в быту, но и в промышленности, транспорте и связи заставило обратить внимание, в первую очередь, на изучение и исследование стандартов передачи информации, что и является основной целью данной статьи.

Практическая ценность данной работы состоит в повышении уровня знания, компетенции и квалификации магистранта (автор специалист по системам СЦБ, но не связи).

Стандартом IEEE 802.11 предусмотрено использование частотного диапазона от 2,4 до 2,4835 ГГц, который предназначен для безлицензионного использования в промышленности, науке и медицине (Industry, Science and Medicine, ISM).

На физическом уровне стандартом IEEE 802.11 предусмотрено два типа радиоканалов - DSSS и FHSS, различающиеся способом модуляции, но использующие одну и ту же технологию расширения спектра.

При потенциальном кодировании информационные биты 0 и 1 передаются прямоугольными импульсами напряжений. Прямоугольный импульс длительности T имеет спектр, ширина которого обратно пропорциональна длительности импульса и описывается формулой

$$F = \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \quad (1)$$

Чем меньше длительность импульса, тем больший спектральный диапазон занимает такой сигнал. Чтобы повысить помехоустойчивость передаваемого сигнала (то есть увеличить вероятность безошибочного распознавания сигнала на приемной стороне в условиях шума), можно воспользоваться методом перехода к широкополосному сигналу, добавляя избыточность в исходный сигнал. Для этого в каждый передаваемый информационный бит встраивают определенный код, состоящий из последовательности так называемых чипов.

Информационный бит, представляемый прямоугольным импульсом, разбивается на последовательность более мелких импульсов-чипов. В результате спектр сигнала значительно расширяется, поскольку ширину спектра можно с достаточной степенью точности считать обратно пропорциональной длительности одного чипа. Такие кодовые последовательности часто называют шумоподобными кодами. Наряду с уширением спектра сигнала, уменьшается и спектральная плотность энергии, так что энергия сигнала как бы размывается по всему спектру, а результирующий сигнал становится шумоподобным, т.е. трудноразличимым от естественного шума.

Дело в том, что кодовые последовательности чипов обладают уникальным свойством автокорреляции. Соответственно, под автокорреляцией понимается степень подобия функции самой себе в различные моменты времени. Например, если некоторая функция зависит (меняется) от времени и эта зависимость выражается в виде $f(t)$, то

можно рассмотреть функцию в некоторый момент времени t_0 и в момент времени $t_0+\tau$. Степень соответствия этих двух функций друг другу в различные моменты времени и называется автокорреляцией. При этом можно подобрать такую последовательность чипов, для которой функция автокорреляции, отражающая степень подобия функции самой себе через определённый временной интервал, будет иметь резко выраженный пик лишь для одного момента времени.

Таким образом, функция будет подобна самой себе только для одного момента времени и совсем не похожа на самоё себя для всех остальных моментов времени. Одна из наиболее известных таких последовательностей - код Баркера длиной в 11 чипов: 11100010010 (рисунок 1).

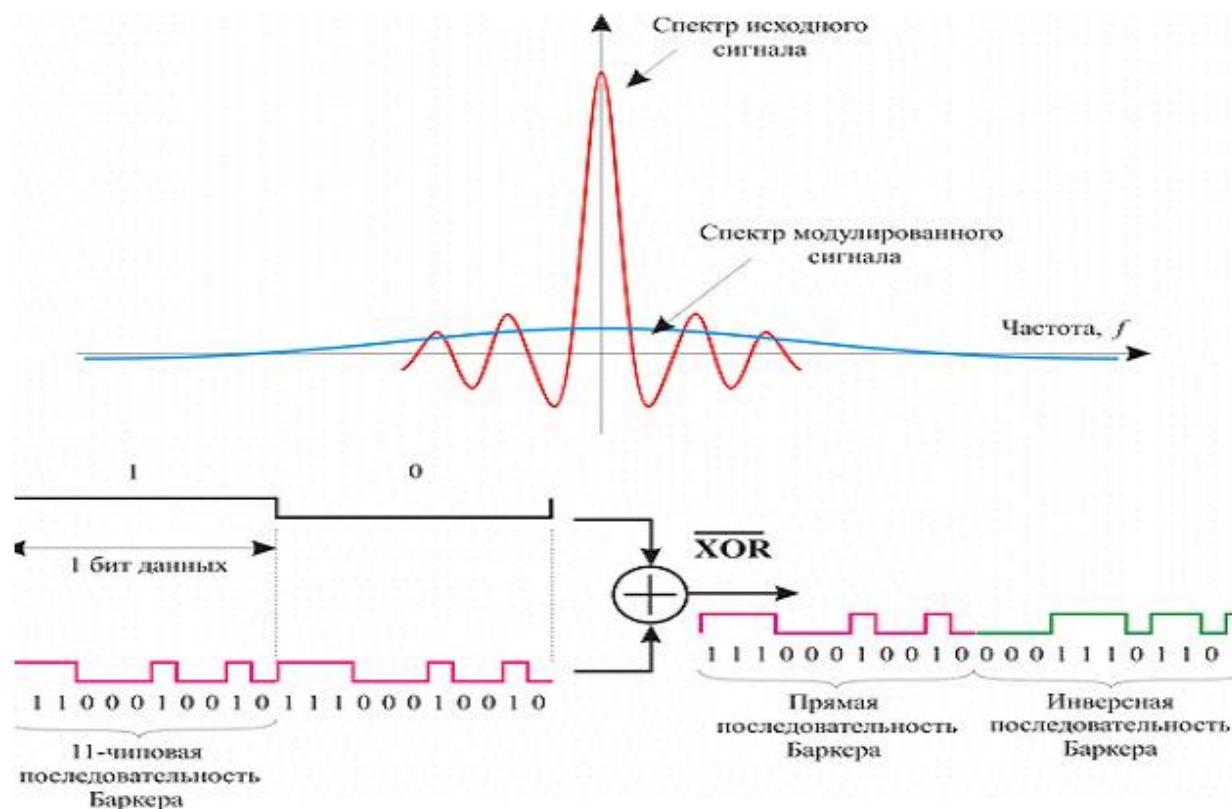


Рисунок 1 - Изменение спектра сигнала при добавлении шумоподобного кода

Для передачи единичного и нулевого символов сообщения используются, соответственно, прямая и инверсная последовательности Баркера.

В приёмнике полученный сигнал умножается на код Баркера (вычисляется корреляционная функция сигнала), в результате чего он становится узкополосным, поэтому его фильтруют в узкой полосе частот, равной удвоенной скорости передачи. Любая помеха, попадающая в полосу исходного широкополосного сигнала, после умножения на код Баркера, наоборот, становится широкополосной, а в узкую информационную полосу попадает лишь часть помехи, по мощности примерно в 11 раз меньшая, чем помеха, действующая на входе приемника.

Основной смысл использования кода Баркера заключается в том, чтобы гарантировать высокую степень достоверности принимаемой информации и при этом передавать сигнал практически на уровне помех.

Как известно, радиоволны приобретают способность переносить информацию в том случае, если они определённым образом модулируются. Необходимо также, чтобы модуляция синусоидального несущего сигнала соответствовала требуемой последовательности информационных битов. Существует три основных типа модуляции:

амплитудная, частотная и фазовая. В стандарте IEEE 802.11 для передачи сигналов используют различные виды фазовой модуляции.

Различают два вида фазовой модуляции: собственно фазовую и относительную фазовую модуляцию. При фазовой модуляции (Phase Shift Key, PSK) для передачи логических нулей и единиц используют сигналы одной и той же частоты и амплитуды, но смещённые относительно друг друга по фазе. Например, логический ноль передается синфазным сигналом, а единица - сигналом, который сдвинут по фазе на 180° .

Если изменение фазы может принимать всего два значения, то говорят о двоичной фазовой модуляции (Binary Phase Shift Key, BPSK). Математически сигнал, соответствующий логическому нулю, можно представить как

$$S_0(t) = A \sin(2\pi ft), \quad (2)$$

а сигнал, соответствующий логической единице, как

$$S_1(t) = -A \sin(2\pi ft) \quad (3)$$

Тогда модулированный сигнал можно записать в виде:

$$SBPSK(t) = V(t)A \sin(2\pi ft) \quad (4)$$

где $V(t)$ - управляющий сигнал, принимающий значения $+1$ и -1 . При этом значение сигнала $+1$ соответствует логическому нулю, а значение сигнала -1 - логической единице.

Изменение фазы может иметь и более двух значений, например четыре - 0 , 90 , 180 и 270° . В этом случае говорят о так называемой квадратурной фазовой модуляции (Quadrature Phase Shift Key, QPSK - рисунок 2). Рассмотрим общий вид сигнала, модулированного по фазе:

$$S(t) = A \sin(2\pi ft + \varphi(t)) \quad (5)$$

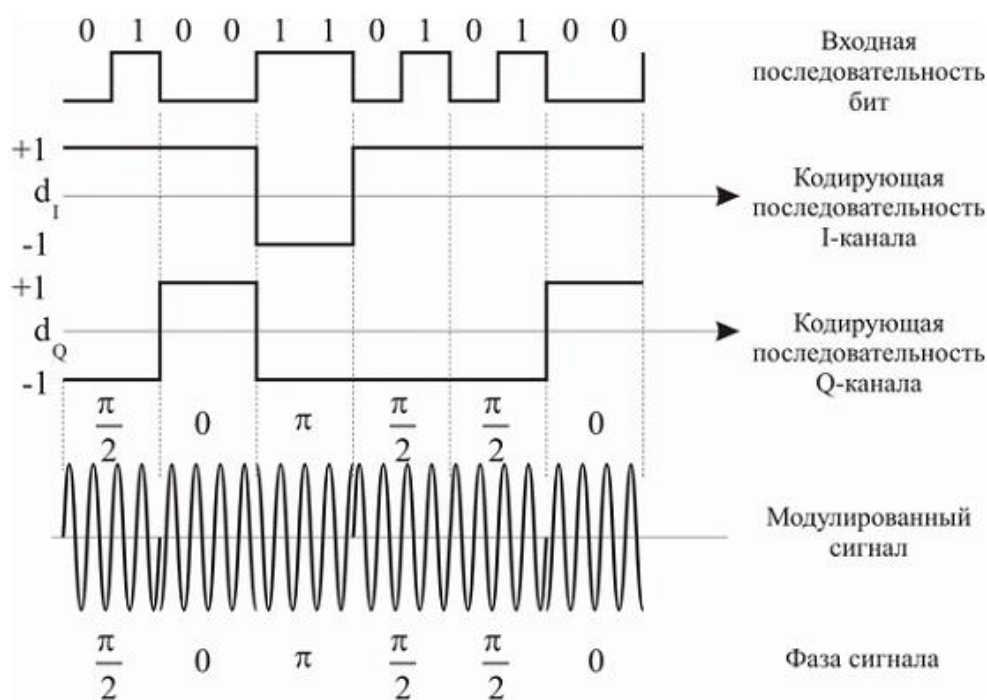


Рисунок 2 - Временная диаграмма комплементарных кодов СКК-модулятора

Данный сигнал можно представить в виде

$$S(t)=A\sin(2\pi ft)\cos\varphi+A\cos(2\pi ft)\sin\varphi \quad (6)$$

Видно, что исходный сигнал можно представить в виде суммы двух гармонических составляющих, смещённых друг относительно друга по фазе на 90° . В передатчике, производящем модуляцию, одна из этих составляющих синфазна сигналу генератора, а вторая находится в квадратуре по отношению к этому сигналу (отсюда - квадратурная модуляция). Синфазная составляющая обозначается как I (In Phase), а квадратурная - как Q (Quadrature). Тогда исходный сигнал приводится к виду

$$S(t)=I\cos\varphi+Q\sin\varphi \quad (7)$$

Как уже говорилось, при квадратурной фазовой модуляции фаза сигнала может принимать четыре различных значения:

$$\left(0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}\right) \quad (8)$$

Для выбора определённого значения фазы используются кодирующие сигналы dI и dQ, которые могут принимать значения +1 и -1. Если положить, что $dI=\cos\varphi+\sin\varphi$; $dQ=\cos\varphi-\sin\varphi$, получим соотношение между сдвигом фазы и кодирующими сигналами, приведенное в таблице 1.

Таблица 1 – Соотношение между сдвигом фазы и кодирующими сигналами

Фаза сигнала	dI	dQ	Дибит
0	+1	+1	00
$\frac{\pi}{2}$	+1	-1	01
π	-1	-1	11
$\frac{3\pi}{2}$	-1	+1	10

Отличительной особенностью квадратурной фазовой модуляции является наличие четырех дискретных состояний сигнала, отвечающих различным фазам. Это позволяет закодировать в одном дискретном состоянии последовательность двух информационных бит (так называемый дибит). Действительно, последовательность двух битов может иметь всего четыре различные комбинации: 00, 01, 10 и 11, а значит, ровно в два раза повышается и скорость передачи данных, то есть бодовая скорость будет в два раза больше битовой (1 Бод = 2 бит/с).

Недостатком фазовой модуляции является то, что при декодировании сигнала приёмник должен определять абсолютное значение фазы сигнала. Для этого необходимо, чтобы приёмник имел информацию о так называемом эталонном синфазном сигнале передатчика. Путём сравнения принимаемого сигнала с эталонным, можно определить абсолютный сдвиг фазы. Следовательно, необходимо каким-то способом синхронизировать сигнал передатчика с эталонным сигналом приемника (по этой причине фазовая модуляция называется синхронной).

Более широкое распространение получила разновидность фазовой модуляции, называемая относительной фазовой модуляцией (Differential Phase Shift Keying, DPSK).

При относительной фазовой модуляции кодирование информации происходит за счёт сдвига фазы по отношению к предыдущему состоянию сигнала. Фактически приемник должен улавливать не абсолютное значение фазы принимаемого сигнала, а лишь изменение этой фазы, то есть информация кодируется изменением фазы. Во всём остальном DPSK-модуляция не отличается от PSK-модуляции.

При передаче данных на скорости 1 Мбит/с применяется двоичная относительная фазовая модуляция (DBPSK). При этом сам информационный единичный бит передается 11-чиповой последовательностью Баркера, а нулевой бит - инверсной последовательностью Баркера. Соответственно, относительная фазовая модуляция применяется именно к отдельным чипам последовательности.

Учитывая, что ширина спектра прямоугольного импульса обратно пропорциональна его длительности (а точнее, $2/T$), нетрудно посчитать, что при информационной скорости 1 Мбит/с скорость следования отдельных чипов последовательности Баркера составит 11×10^6 чип/с, а ширина спектра такого сигнала - 22 МГц, так как длительность одного чипа составляет $1/11$ мкс.

Информационная скорость 1 Мбит/с является обязательной в стандарте IEEE 802.11 (Basic Access Rate), но опционально возможна передача и на скорости 2 Мбит/с (Enhanced Access Rate). Для передачи данных на такой скорости тоже используется относительная фазовая модуляция, но уже квадратурная (DQPSK), что позволяет в два раза повысить информационную скорость передачи. При этом ширина самого спектра остаётся прежней, - 22 МГц.

В данном случае вместо шумоподобных последовательностей Баркера для уширения спектра используются комплементарные коды (Complementary Code Keying, ССК).

Использование ССК-кодов позволяет кодировать 8 битов на один символ при скорости 11 Мбит/с и 4 бита на символ при скорости 5,5 Мбит/с. Сами кодовые последовательности являются 8-чиповыми, и при скорости передачи 11 Мбит/с кодирование 8 битов на символ соответствует символьной скорости $1,385 \times 10^6$ символов в секунду ($11/8 = 1,385$). Аналогичная символьная скорость используется и при скорости передачи 5,5 Мбит/с, так как в данном случае в одном символе кодируется только 4 бита.

Особый интерес представляют ССК-последовательности. Для двух ССК-последовательностей равной длины сумма их автокорреляционных функций для любого циклического сдвига, отличного от нуля, всегда равна нулю. В стандарте IEEE 802.11 речь идёт о комплексных комплементарных последовательностях, содержащих элементы с четырьмя различными фазами, то есть о комплементарных последовательностях, определённых на множестве комплексных элементов $\{1, -1, j, -j\}$.

Комплементарные 8-чиповые комплексные последовательности образуются по следующей формуле:

$$\{e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_4)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_2)}, e^{j\varphi_1}\} \quad (9)$$

Значения фаз определяются последовательностью входных битов, причём значение φ_1 выбирается по первому дибиту, φ_2 - по второму, φ_3 - по третьему и φ_4 - по четвёртому. Таким образом, для однозначного определения ССК-последовательности требуется 8 битов входных данных. Обратим внимание, что фаза φ_1 , а соответственно и член $e^{j\varphi_1}$ присутствуют во всех членах последовательности. Практически это означает сдвиг по фазе всех членов последовательности на один и тот же угол, то есть на поворот символа, определяемого последовательностью. По этой причине первый дибит данных - как для

скорости передачи 5,5 Мбит/с, так и для скорости 11 Мбит/с - задаёт сдвиг целого символа по фазе по отношению к фазе предыдущего переданного символа.

Для скорости 5,5 Мбит/с в одном символе кодируется 4 бита, то есть два дибита (d_0 - d_3). Все символы разделяются на чётные и нечётные. Первый дибит определяет фазовый сдвиг чётных и нечётных символов в соответствии с таблицей 2.

Таблица 2 – Фазовые сдвиги символов, определяемые первым дибитом

d_0, d_1	Фазовый сдвиг чётных символов	Фазовый сдвиг нечётных символов
00	0	π
01	$\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$
11	π	0
10	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$

Следующий дибит, то есть биты d_2 и d_3 , определяет остальные фазы СКК-последовательности по формулам:

$$\begin{cases} \varphi_2 = d_2\pi + \frac{\pi}{2} \\ \varphi_3 = 0 \\ \varphi_4 = d_3\pi \end{cases} \quad (10)$$

При скорости 11 Мбит/с в одном символе кодируется одновременно 8 битов данных. При этом первый дибит последовательности данных, как и прежде, задаёт сдвиг фазы при относительной фазовой модуляции целого символа в зависимости от того, чётный он или нечётный, точно так же, как и для скорости 5,5 Мбит/с. Остальные три дибита 8-битовой последовательности данных определяют оставшиеся фазы, причём значение φ_2 выбирается по второму дибиту, φ_3 - по третьему и φ_4 - по четвёртому. Значение сдвига фаз определяется по таблице 3

Таблица 3 – Фазовые сдвиги символа, определяемые 2-м, 3-м и 4-м дибитами

d_i, d_{i+1}	Фазовый сдвиг символа
00	0
01	$\frac{\pi}{2}$
10	π
11	$-\frac{\pi}{2}$

С помощью описанных выше алгоритмов кодирования можно составить схему СКК-модулятора (рисунок 3).

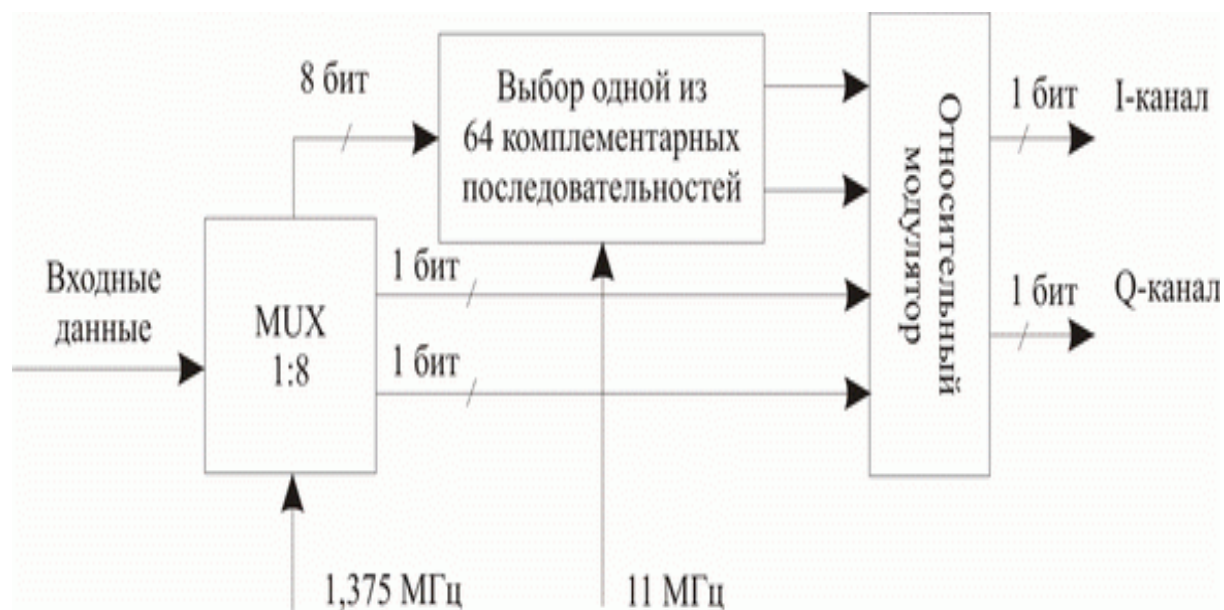


Рисунок 3 - Структурная схема СКК-модулятора

Для задания СКК-последовательности используют только 6 битов данных (2-й, 3-й и 4-й дибиты). Первый дибит определяет сдвиг по фазе всего символа и используется в относительной фазовой модуляции. Поскольку 6 битов данных могут иметь 64 различные комбинации, то в протоколе IEEE 802.11 при кодировании каждого символа используется одна из 64 возможных восьмиразрядных СКК-последовательностей. Последовательности, формируемые в СКК-модуляторе, в дальнейшем поступают на I- и Q-каналы QPSK-модулятора.

Выводы. Исследования стандартов Wi-Fi IEEE802.11 показали, что в результате применения шумоподобного кода Баркера гарантирована высокая степень достоверности принимаемой информации и при этом передаваемый информационный сигнал практически равен уровню помех, т.е. обеспечивается минимальный расход энергии для передатчика.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гольдштейн Б.С. Системы коммуникации. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004.– 314 с.
2. Колосовский Е.А. Устройства приема и обработки сигналов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 456 с.
3. Крухмалев В.В., Гордиенко В.Н. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. – 510 с.
4. Перов А.И. Основы построения спутниковых радионавигационных систем. - М.: Радиотехника, 2012. - 240 с.