

Университет ИТМО
Факультет программной инженерии и компьютерной техники

Учебно-исследовательская работа №1 (УИР 1)
**«Кодирование данных в телекоммуникационных
системах»**
по дисциплине «Телекоммуникационные системы»

Выполнил:
Студент 3 курса группы Р3331
Дворкин Борис Александрович
Вариант: ДвБА

Преподаватель:
Алиев Тауфик Измаилович
Отчёт принят «___» _____ 2024 г.
Оценка: _____

г. Санкт-Петербург
2024 г.

Содержание

Цель работы	2
1 Формирование сообщения	2
2 Физическое кодирование	2
2.1 Потенциальный код без возврата к нулю (NRZ)	2
2.2 Биполярный импульсный код (RZ)	4
2.3 Потенциальный код с инверсий при 1 (NRZI)	6
2.4 Манчестерский код	8
2.5 Дифференциальный манчестерский код	9
2.6 Сравнительный анализ	11
3 Логическое (избыточное) кодирование	14
3.1 Избыточное кодирование методом 4B/5B	14
3.2 Применим для кодирования NRZI	15
4 Скремблирование	16
4.1 Скремблирование исходного сообщения	16
4.2 Применим для кодирования NRZI	18
5 Сравнительный анализ	20
6 Выводы	22

Цель работы

Изучение методов *физического* и *логического* кодирования, используемых в цифровых сетях передачи данных.

1 Формирование сообщения

ФИО: Дворкин Борис Александрович

Исходное сообщение: **ДвБА**

Сообщение состоит из 4 символов: Д, в, Б, А.

Символ	В шестнадцатеричном коде	В двоичном коде
Д	C4	1100 0100
в	E2	1110 0010
Б	C1	1100 0001
А	C0	1100 0000

Итоговое сообщение в шестнадцатеричном коде:

C4 E2 C1 C0

Итоговое сообщение в двоичном коде:

1100 0100 1110 0010 1100 0001 1100 0000

Длина итогового сообщения: **4 байт (32 бит)**

2 Физическое кодирование

2.1 Потенциальный код без возврата к нулю (NRZ)

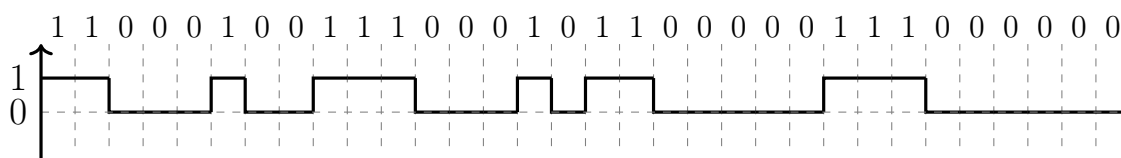


Рис. 1: NRZ-кодирование исходного сообщения

Для определения верхней границы частот необходимо найти наиболее высокочастотную составляющую спектра в передаваемом сообщении, которая в NRZ образуется при передаче чередующихся значений 0 и 1, при этом период гармонического сигнала (синусоиды), используемого для передачи прямоугольных сигналов 0 и 1, будет равен удвоенной длительности битового интервала

$\tau : T = 2\tau$, где τ определяется как величина, образная значению пропускной способности канала $C : \tau = \frac{1}{C}$. Отсюда верхняя граница частот будет равна

$$f_{\text{в}} = \frac{1}{T} = \frac{C}{2}$$

То есть, при пропускной способности канала связи $C = 10$ Мбит/с частота основной гармоники равна $f_{\text{в}} = \frac{10 \cdot 10^3}{2} = 5$ МГц, а битовый интервал $\tau = 100$ нс.

В общем случае, при кодировании любого сообщения с помощью метода NRZ наибольшая (верхняя) частота достигается при передаче чередующихся значений 0 и 1, а наименьшая (нижняя) - при передаче длинных (в пределе - бесконечных) последовательностей нулей и единиц, что делает нижнюю границу частот близкой и в пределе равной нулю: $f_{\text{н}} = 0$. Следовательно, в предельном случае спектр: $S = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = f_{\text{в}} = \frac{C}{2}$.

С другой стороны, при передаче конкретного сообщения нижняя частота всегда больше нуля и зависит от максимальной длины последовательностей нулей или единиц. В этом случае для расчёта нижней границы частот необходимо в коде передаваемого сообщения найти *наиболее длинную последовательность 1 или 0*. В исходном сообщении, закодированном по методу NRZ, представленному на рисунке 1, низкочастотная составляющая образуется при передаче 6 последовательных нулей. Период синусоидального сигнала при передаче таких последовательностей равен 12 битовым интервалам и нижняя граница частот соответственно будет равна: $f_{\text{н}} = \frac{1}{12\tau} = \frac{C}{12}$. Тогда **спектр** при передаче данного сообщения кодом NRZ равен

$$S = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = \frac{C}{2} - \frac{C}{12} = \frac{5C}{12} = 4.167 \text{ МГц}$$

Среднее значение частоты передаваемого сообщения находится в интервале $(f_{\text{н}}; f_{\text{в}})$ и показывает, какие частоты (низкие или высокие) преобладают в спектре передаваемого сигнала.

Для оценки среднего значения частоты передаваемого сообщения можно для каждого битового интервала определить соответствующую частоту сигнала, просуммировать их и разделить на количество битовых интервалов. В нашем случае: частота основной гармоники $f_0 = \frac{C}{2}$ соответствует трём битовым интервалам, частота вдвое меньшая, т.е. $\frac{f_0}{2}$, соответствует также трём битовым интервалам, частота $\frac{f_0}{3}$ - четырём битовым интервалам, $\frac{f_0}{5}$ - одному битовому интервалу, и $\frac{f_0}{6}$ - одному битовому интервалу.

Тогда средняя частота рассматриваемого сообщения

$$f_{\text{ср}} = \left(3f_0 + 3\frac{f_0}{2} + 4\frac{f_0}{3} + \frac{f_0}{5} + \frac{f_0}{6} \right) / 12 = \frac{31f_0}{60} = \frac{31 \cdot 5}{60} \approx 2.583 \text{ МГц}$$

Поскольку середине спектра рассматриваемого сообщения соответствует частота

$$f_{1/2} = (f_{\text{н}} + f_{\text{в}}) / 2 = \frac{\frac{C}{2} + \frac{C}{12}}{2} = \frac{7C}{24} = 2.917 \text{ МГц}$$

Можно констатировать, что в спектре сигнала *незначительно преобладают низкие частоты*: $f_{\text{ср}} < f_{1/2}$.

Для качественной передачи двоичных сигналов по реальному каналу связи и возможности их распознавания на приёмной стороне с минимальным количеством ошибок, желательно на передающей стороне формировать сигналы, приближающиеся к прямоугольной форме. Однако, спектр таких сигналов оказывается слишком большим. Можно показать, что для качественного распознавания сигнала на приемной стороне при передаче чередующихся значений 0 и 1 достаточно сформировать сигнал, содержащий первые 4 гармоники (поскольку более высокочастотные гармоники оказывают незначительное влияние на результирующий сигнал) с частотами $f_0 = \frac{C}{2}$, $f_1 = 3f_0$, $f_2 = 5f_0$, $f_3 = 7f_0$. В этом случае верхняя граница частот $f_{\text{в}} = 7f_0$, а ширина спектра сигнала при передаче рассматриваемого сообщения соответственно будет равна $S = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = 7f_0 - f_0/6 = 41f_0/6 = 34.167 \text{ МГц}$.

Итак, при пропускной способности канала связи $C = 10 \text{ Мбит/с}$ верхняя и нижняя границы частот в передаваемом сообщении равны соответственно $f_{\text{в}} = 5 \text{ МГц}$ и $f_{\text{н}} = 0.833 \text{ МГц}$, спектр сигнала $S = 4.167 \text{ МГц}$, среднее значение частоты в спектре передаваемого сигнала $f_{\text{ср}} = 2.583 \text{ МГц}$, полоса пропускания, необходимая для качественной передачи данного сообщения $F = 35 \text{ МГц}$.

2.2 Биполярный импульсный код (RZ)

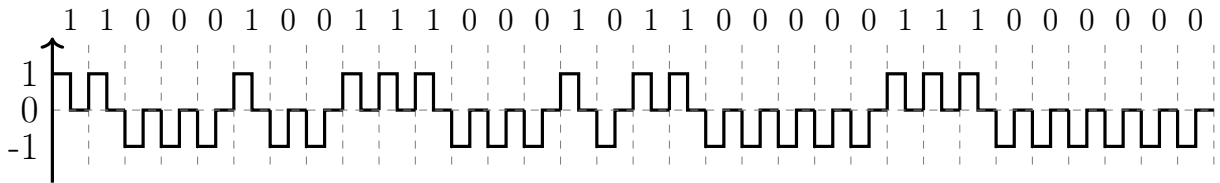


Рис. 2: RZ-кодирование исходного сообщения

Для определения верхней границы частот необходимо найти наиболее высокочастотную составляющую спектра в передаваемом сообщении, которая в RZ образуется при передаче последовательных значений 0 и 1, при этом период гармонического сигнала (синусоиды), используемого для передачи прямоугольных сигналов 0 и 1, будет равен длительности битового интервала τ : $T = \tau$, где τ определяется как величина, обратная значению пропускной способности канала C : $\tau = \frac{1}{C}$. Отсюда верхняя граница частот будет равна

$$f_{\text{в}} = \frac{1}{T} = C$$

В общем случае, при кодировании любого сообщения с помощью метода RZ наибольшая (верхняя) частота достигается при передаче последовательных значений 0 и 1, а наименьшая (нижняя) - при передаче чередующихся 0 и 1, при этом период гармонического сигнала (синусоиды), используемого для передачи

прямоугольных сигналов 0 и 1, будет равен длительности битового интервала τ , умноженного на $5/2$: $T = 2.5\tau$. Тогда, нижняя граница частот $f_n = \frac{1}{T} = \frac{2C}{5}$.

То есть, при пропускной способности канала связи $C = 10$ Мбит/с частота основной гармоники равна $f_b = 10 \cdot 10^3 = 10$ МГц, битовый интервал $\tau = 100$ нс, $f_n = 4$ МГц.

Следовательно, спектр: $S = f_b - f_n = 6$ МГц.

Среднее значение частоты передаваемого сообщения находится в интервале $(f_n; f_b)$ и показывает, какие частоты (низкие или высокие) преобладают в спектре передаваемого сигнала.

Для оценки среднего значения частоты передаваемого сообщения можно для каждого битового интервала определить соответствующую частоту сигнала, просуммировать их и разделить на количество битовых интервалов. В нашем случае: частота основной гармоники $f_0 = C$ соответствует 48 битовым интервалам, частота в 2.5 раз меньшая, т.е. $\frac{f_0}{2.5} = \frac{C}{2.5}$, соответствует одному битовому интервалу, частота $\frac{f_0}{6} = \frac{C}{6}$ - также одному битовому интервалу.

Тогда средняя частота рассматриваемого сообщения

$$f_{cp} = \left(48f_0 + \frac{f_0}{2.5} + \frac{f_0}{6} \right) / 50 = \frac{1457f_0}{1500} = \frac{1457 \cdot 10}{1500} \approx 9.713 \text{ МГц}$$

Поскольку середине спектра рассматриваемого сообщения соответствует частота

$$f_{1/2} = (f_n + f_b)/2 = \frac{10 + 4}{2} = 7 \text{ МГц}$$

Можно констатировать, что в спектре сигнала *значительно преобладают высокие частоты*: $f_{cp} > f_{1/2}$.

Для качественной передачи двоичных сигналов по реальному каналу связи и возможности их распознавания на приёмной стороне с минимальным количеством ошибок, желательно на передающей стороне формировать сигналы, приближающиеся к прямоугольной форме. Однако, спектр таких сигналов оказывается слишком большим. Можно показать, что для качественного распознавания сигнала на приемной стороне при передаче чередующихся значений 0 и 1 достаточно сформировать сигнал, содержащий первые 4 гармоники (поскольку более высокочастотные гармоники оказывают незначительное влияние на результирующий сигнал) с частотами $f_0 = C$, $f_1 = 3f_0$, $f_2 = 5f_0$, $f_3 = 7f_0$. В этом случае верхняя граница частот $f_b = 7f_0$, а ширина спектра сигнала при передаче рассматриваемого сообщения соответственно будет равна $S = f_b - f_n = 7f_0 - f_0/2.5 = 6.6f_0 = 66$ МГц. Полоса пропускания F , необходимая для качественной передачи данного сообщения, должна быть не менее S , например 66 МГц.

Итак, при пропускной способности канала связи $C = 10$ Мбит/с верхняя и нижняя границы частот в передаваемом сообщении равны соответственно $f_b = 10$ МГц и $f_n = 4$ МГц, спектр сигнала $S = 6$ МГц, среднее значение частоты в спектре передаваемого сигнала $f_{cp} = 9.713$ МГц, полоса пропускания, необходимая для качественной передачи данного сообщения $F = 66$ МГц.

2.3 Потенциальный код с инверсий при 1 (NRZI)

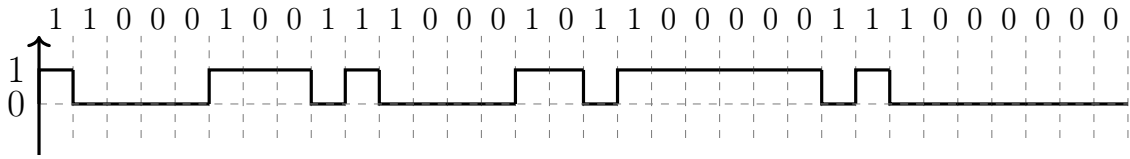


Рис. 3: NRZI-кодирование исходного сообщения

Для определения верхней границы частот необходимо найти наиболее высокочастотную составляющую спектра в передаваемом сообщении, которая в NRZI образуется при передаче чередующихся значений 0 и 1, при этом период гармонического сигнала (синусоиды), используемого для передачи прямоугольных сигналов 0 и 1, будет равен удвоенной длительности битового интервала τ : $T = 2\tau$, где τ определяется как величина, обратная значению пропускной способности канала C : $\tau = \frac{1}{C}$. Отсюда верхняя граница частот будет равна

$$f_{\text{в}} = \frac{1}{T} = \frac{C}{2}$$

В общем случае, при кодировании любого сообщения с помощью метода NRZI наибольшая (верхняя) частота достигается при передаче чередующихся значений 0 и 1, а наименьшая (нижняя) - при передаче длинных (в пределе - бесконечных) последовательностей нулей и единиц, что делает нижнюю границу частот близкой и в пределе равной нулю: $f_{\text{н}} = 0$. Следовательно, в предельном случае спектр: $S = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = f_{\text{в}} = \frac{C}{2}$.

С другой стороны, при передаче конкретного сообщения нижняя частота всегда больше нуля и зависит от максимальной длины последовательностей нулей. В этом случае для расчёта нижней границы частот необходимо в коде передаваемого сообщения найти *наиболее длинную последовательность нулей*. В исходном сообщении, закодированном по методу NRZI, представленному на рисунке 1, низкочастотная составляющая образуется при передаче единицы и 6 последовательных нулей. Период синусоидального сигнала при передаче таких последовательностей равен 14 битовым интервалам и нижняя граница частот соответственно будет равна: $f_{\text{н}} = \frac{1}{14\tau} = \frac{C}{14}$. Тогда **спектр** при передаче данного сообщения кодом NRZI равен

$$S = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = \frac{C}{2} - \frac{C}{14} = \frac{6C}{14} = 4.286 \text{ МГц}$$

То есть, при пропускной способности канала связи $C = 10 \text{ Мбит/с}$ частота основной гармоники равна $f_{\text{в}} = \frac{10 \cdot 10^3}{2} = 5 \text{ МГц}$, битовый интервал $\tau = 100 \text{ нс}$, а нижняя частота гармоники $f_{\text{н}} = 0.714 \text{ МГц}$.

Среднее значение частоты передаваемого сообщения находится в интервале $(f_{\text{н}}; f_{\text{в}})$ и показывает, какие частоты (низкие или высокие) преобладают в спектре передаваемого сигнала.

Для оценки среднего значения частоты передаваемого сообщения можно для каждого битового интервала определить соответствующую частоту сигнала, просуммировать их и разделить на количество битовых интервалов. В нашем случае: частота основной гармоники $f_0 = \frac{C}{2}$ соответствует шести битовым интервалам, частота вдвое меньшая, т.е. $\frac{f_0}{2}$, соответствует одному битовому интервалу, частота $\frac{f_0}{3}$ - трём битовым интервалам, $\frac{f_0}{4}$ - двум битовым интервалам, $\frac{f_0}{6}$ - одному битовому интервалу и $\frac{f_0}{7}$ - также одному битовому интервалу.

Тогда средняя частота рассматриваемого сообщения

$$f_{\text{ср}} = \left(6f_0 + \frac{f_0}{2} + 3\frac{f_0}{3} + 2\frac{f_0}{4} + \frac{f_0}{6} + \frac{f_0}{7} \right) / 14 = \frac{349f_0}{504} = \frac{349 \cdot 5}{504} \approx 3.462 \text{ МГц}$$

Поскольку середине спектра рассматриваемого сообщения соответствует частота

$$f_{1/2} = (f_{\text{н}} + f_{\text{в}}) / 2 = 2.857 \text{ МГц}$$

Можно констатировать, что в спектре сигнала *незначительно преобладают высокие частоты*: $f_{\text{ср}} > f_{1/2}$.

Для качественной передачи двоичных сигналов по реальному каналу связи и возможности их распознавания на приёмной стороне с минимальным количеством ошибок, желательно на передающей стороне формировать сигналы, приближающиеся к прямоугольной форме. Однако, спектр таких сигналов оказывается слишком большим. Можно показать, что для качественного распознавания сигнала на приемной стороне при передаче чередующихся значений 0 и 1 достаточно сформировать сигнал, содержащий первые 4 гармоники (поскольку более высокочастотные гармоники оказывают незначительное влияние на результирующий сигнал) с частотами $f_0 = \frac{C}{2}$, $f_1 = 3f_0$, $f_2 = 5f_0$, $f_3 = 7f_0$. В этом случае верхняя граница частот $f_{\text{в}} = 7f_0$, а ширина спектра сигнала при передаче рассматриваемого сообщения соответственно будет равна $S = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = 7f_0 - f_0/6 = 41f_0/6 = 34.167 \text{ МГц}$. Полоса пропускания F , необходимая для качественной передачи данного сообщения, должна быть не меньше спектра S , например, $F = 35 \text{ МГц}$.

Итак, при пропускной способности канала связи $C = 10 \text{ Мбит/с}$ верхняя и нижняя границы частот в передаваемом сообщении равны соответственно $f_{\text{в}} = 5 \text{ МГц}$ и $f_{\text{н}} = 0.714 \text{ МГц}$, спектр сигнала $S = 4.286 \text{ МГц}$, среднее значение частоты в спектре передаваемого сигнала $f_{\text{ср}} = 2.857 \text{ МГц}$, полоса пропускания, необходимая для качественной передачи данного сообщения $F = 35 \text{ МГц}$.

2.4 Манчестерский код

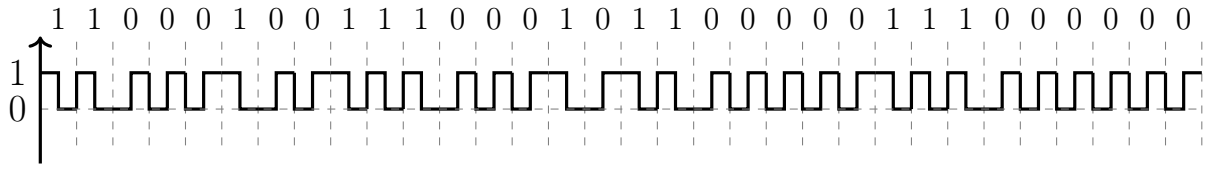


Рис. 4: Манчестерское кодирование исходного сообщения

Для определения верхней границы частот необходимо найти наиболее высокочастотную составляющую спектра в передаваемом сообщении, которая в Манчестерском коде образуется при передаче последовательных значений 0 и 1, при этом период гармонического сигнала (синусоиды), используемого для передачи прямоугольных сигналов 0 и 1, будет равен длительности битового интервала τ : $T = \tau$, где τ определяется как величина, обратная значению пропускной способности канала C : $\tau = \frac{1}{C}$. Отсюда верхняя граница частот будет равна

$$f_{\text{в}} = \frac{1}{T} = C$$

При применении Манчестерского кодирования к наименьшая (нижняя) частота будет образовываться при передаче чередующихся значений с 0 на 1, при этом период гармонического сигнала (синусоиды), используемого для передачи прямоугольных сигналов 0 и 1, будет равен удвоенной длительности битового интервала τ : $T = 2\tau$. Тогда, нижняя граница частот $f_{\text{н}} = \frac{1}{T} = \frac{C}{2}$.

То есть, при пропускной способности канала связи $C = 10$ Мбит/с частота основной гармоники равна $f_{\text{в}} = 10 \cdot 10^3 = 10$ МГц, битовый интервал $\tau = 100$ нс, $f_{\text{н}} = 5$ МГц.

Следовательно, спектр: $S = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = 5$ МГц.

Среднее значение частоты передаваемого сообщения находится в интервале $(f_{\text{н}}; f_{\text{в}})$ и показывает, какие частоты (низкие или высокие) преобладают в спектре передаваемого сигнала.

Для оценки среднего значения частоты передаваемого сообщения можно для каждого битового интервала определить соответствующую частоту сигнала, просуммировать их и разделить на количество битовых интервалов. В нашем случае: частота основной гармоники $f_0 = C$ соответствует 42 битовым интервалам, частота в 2 раза меньшая, т.е. $\frac{f_0}{2} = \frac{C}{2}$, соответствует одиннадцати битовым интервалам.

Тогда средняя частота рассматриваемого сообщения

$$f_{\text{ср}} = \left(42f_0 + 11\frac{f_0}{2} \right) / 53 = \frac{95f_0}{106} = \frac{95 \cdot 10}{106} \approx 8.962 \text{ МГц}$$

Поскольку середине спектра рассматриваемого сообщения соответствует частота

$$f_{1/2} = (f_{\text{н}} + f_{\text{в}}) / 2 = \frac{10 + 5}{2} = 7.5 \text{ МГц}$$

Можно констатировать, что в спектре сигнала *незначительно преобладают высокие частоты*: $f_{\text{ср}} > f_{1/2}$.

Для качественной передачи двоичных сигналов по реальному каналу связи и возможности их распознавания на приёмной стороне с минимальным количеством ошибок, желательно на передающей стороне формировать сигналы, приближающиеся к прямоугольной форме. Однако, спектр таких сигналов оказывается слишком большим. Можно показать, что для качественного распознавания сигнала на приемной стороне при передаче чередующихся значений 0 и 1 достаточно сформировать сигнал, содержащий первые 4 гармоники (поскольку более высокочастотные гармоники оказывают незначительное влияние на результирующий сигнал) с частотами $f_0 = C$, $f_1 = 3f_0$, $f_2 = 5f_0$, $f_3 = 7f_0$. В этом случае верхняя граница частот $f_{\text{в}} = 7f_0$, а ширина спектра сигнала при передаче рассматриваемого сообщения соответственно будет равна $S = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = 7f_0 - f_0/2 = 6.5f_0 = 65 \text{ МГц}$. Полоса пропускания F , необходимая для качественной передачи данного сообщения, должна быть не менее S , например 65 МГц.

Итак, при пропускной способности канала связи $C = 10 \text{ Мбит/с}$ верхняя и нижняя границы частот в передаваемом сообщении равны соответственно $f_{\text{в}} = 10 \text{ МГц}$ и $f_{\text{н}} = 5 \text{ МГц}$, спектр сигнала $S = 5 \text{ МГц}$, среднее значение частоты в спектре передаваемого сигнала $f_{\text{ср}} = 8.962 \text{ МГц}$, полоса пропускания, необходимая для качественной передачи данного сообщения $F = 65 \text{ МГц}$.

2.5 Дифференциальный манчестерский код

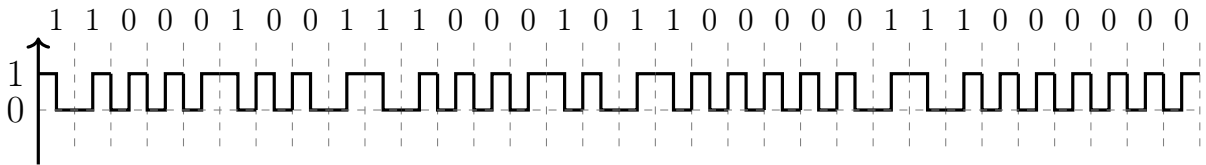


Рис. 5: Манчестерское дифференциальное кодирование исходного сообщения

Для определения верхней границы частот необходимо найти наиболее высокочастотную составляющую спектра в передаваемом сообщении, которая, в отличие от обычного Манчестерского кода, в дифференциальном Манчестерском коде образуется при передаче как последовательных значений 0, так и чередующихся значений с 1 на 0, при этом период гармонического сигнала (синусоиды), используемого для передачи прямоугольных сигналов 0 и 1, будет равен длительности битового интервала τ : $T = \tau$, где τ определяется как величина, обратная значению пропускной способности канала C : $\tau = \frac{1}{C}$. Отсюда верхняя граница частот будет равна

$$f_{\text{в}} = \frac{1}{T} = C$$

При применении дифференциального Манчестерского кодирования к наименьшая (нижняя) частота будет образовываться при передаче чередующихся

значений с 0 на 1, при этом период гармонического сигнала (синусоиды), используемого для передачи прямоугольных сигналов 0 и 1, будет равен удвоенной длительности битового интервала τ : $T = 2\tau$. Тогда, нижняя граница частот $f_{\text{н}} = \frac{1}{T} = \frac{C}{2}$.

То есть, при пропускной способности канала связи $C = 10$ Мбит/с частота основной гармоники равна $f_{\text{в}} = 10 \cdot 10^3 = 10$ МГц, битовый интервал $\tau = 100$ нс, $f_{\text{н}} = 5$ МГц.

Следовательно, спектр: $S = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = 5$ МГц.

Среднее значение частоты передаваемого сообщения находится в интервале $(f_{\text{н}}; f_{\text{в}})$ и показывает, какие частоты (низкие или высокие) преобладают в спектре передаваемого сигнала.

Для оценки среднего значения частоты передаваемого сообщения можно для каждого битового интервала определить соответствующую частоту сигнала, просуммировать их и разделить на количество битовых интервалов. В нашем случае: частота основной гармоники $f_0 = C$ соответствует 41 битовому интервалу, частота в 2 раза меньшая, т.е. $\frac{f_0}{2} = \frac{C}{2}$, соответствует одиннадцати битовым интервалам.

Тогда средняя частота рассматриваемого сообщения

$$f_{\text{ср}} = \left(41f_0 + 11\frac{f_0}{2} \right) / 52 = \frac{93f_0}{104} = \frac{93 \cdot 10}{104} \approx 8.942 \text{ МГц}$$

Поскольку середине спектра рассматриваемого сообщения соответствует частота

$$f_{1/2} = (f_{\text{н}} + f_{\text{в}})/2 = \frac{10 + 5}{2} = 7.5 \text{ МГц}$$

Можно констатировать, что в спектре сигнала *незначительно преобладают высокие частоты*: $f_{\text{ср}} > f_{1/2}$.

Для качественной передачи двоичных сигналов по реальному каналу связи и возможности их распознавания на приёмной стороне с минимальным количеством ошибок, желательно на передающей стороне формировать сигналы, приближающиеся к прямоугольной форме. Однако, спектр таких сигналов оказывается слишком большим. Можно показать, что для качественного распознавания сигнала на приемной стороне при передаче чередующихся значений 0 и 1 достаточно сформировать сигнал, содержащий первые 4 гармоники (поскольку более высокочастотные гармоники оказывают незначительное влияние на результирующий сигнал) с частотами $f_0 = C, f_1 = 3f_0, f_2 = 5f_0, f_3 = 7f_0$. В этом случае верхняя граница частот $f_{\text{в}} = 7f_0$, а ширина спектра сигнала при передаче рассматриваемого сообщения соответственно будет равна $S = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = 7f_0 - f_0/2 = 6.5f_0 = 65$ МГц. Полоса пропускания F , необходимая для качественной передачи данного сообщения, должна быть не менее S , например 65 МГц.

Итак, при пропускной способности канала связи $C = 10$ Мбит/с верхняя и нижняя границы частот в передаваемом сообщении равны соответственно

$f_{\text{в}} = 10 \text{ МГц}$ и $f_{\text{н}} = 5 \text{ МГц}$, спектр сигнала $S = 5 \text{ МГц}$, среднее значение частоты в спектре передаваемого сигнала $f_{\text{ср}} = 8.942 \text{ МГц}$, полоса пропускания, необходимая для качественной передачи данного сообщения $F = 65 \text{ МГц}$.

2.6 Сравнительный анализ

Рассмотрим достоинства и недостатки представленных способов физического кодирования, представив их в виде таблицы и обоснуем выбор двух лучших способов кодирования для передачи исходного сообщения.

Метод кодирования	Спектральные характеристики	Постоянная составляющая	Самосинхронизация	Обнаружение ошибок	Реализация
Потенциальный код без возврата к нулю (NRZ)	Малая ширина спектра ($0-\frac{C}{2}$), итоговый спектр $\frac{5C}{12}$	Присутствует	Отсутствует, возможна потеря синхронизации при последовательных 1 или 0	Отсутствует	Низкая сложность реализации, два уровня потенциала \Rightarrow низкая стоимость
Биполярный импульсный код (RZ)	Большая ширина спектра (более $\frac{C}{2}$), итоговый спектр $\frac{3C}{5}$	Отсутствует	Есть, обеспечивается возвратом к нулевому потенциалу в середине каждого битового интервала	Отсутствует	Средняя сложность реализации, три уровня потенциала \Rightarrow высокая стоимость реализации
Потенциальный код с инверсией при единице (NRZI)	Малая ширина спектра ($0-\frac{C}{2}$), итоговый спектр $\frac{3C}{7}$	Снижена по сравнению с NRZ	Отсутствует, возможны проблемы при длинных посл-ях '0'.	Отсутствует	Низкая сложность реализации, два уровня потенциала \Rightarrow низкая стоимость реализации
Манчестерское кодирование (M2)	Умеренная ширина спектра ($0.5C$)	Отсутствует	Есть, переход в середине каждого битового интервала обеспечивает синхронизацию	Отсутствует	Средняя сложность реализации, два уровня потенциала \Rightarrow умеренная стоимость реализации
Дифф. манчестерское кодирование	Умеренная ширина спектра ($0.5C$)	Отсутствует	Есть, переход в середине каждого битового интервала обеспечивает синхронизацию	Метод устойчив к инверсии сигнала	Высокая сложность реализации, два уровня потенциала \Rightarrow умеренная стоимость реализации

Таблица 1: Сравнительный анализ методов физического кодирования

При сравнении методов кодирования были учтены ключевые характеристики, влияющие на качество передачи и эффективность использования канала связи.

NRZ является простым в реализации и имеет малую ширину спектра, что повышает скорость передачи. Однако наличие постоянной составляющей и слабая самосинхронизация делают его менее надёжным, особенно при длинных последовательностях одинаковых бит.

RZ улучшает синхронизацию благодаря возврату сигнала к нулю и отсут-

ствующей постоянной составляющей. Но широкий спектр и высокая стоимость реализации могут ограничивать его применение, нет великого смысла тратиться на аппаратуру ради трёх уровней потенциала без надлежащей выгоды, которую может предоставлять, например, **РАМ-5(или 2B1Q)**, в виде вдвое меньшего спектра, чем у потенциальных кодирований, что результирует в высокой скорости передачи, поэтому и используется в гигабитных сетях.

NRZI снижает постоянную составляющую по сравнению с NRZ и сохраняет простоту реализации. Однако его эффективность сильно зависит от статистики передаваемых данных; при длинных последовательностях '0' возможны проблемы с синхронизацией, а также присутствует постоянная составляющая, однако в сравнении с АМІ, который является его прямым конкурентом, но не был представлен в данном отчёте в виду нехватки времени, как и РАМ-5, NRZI имеет лишь два уровня потенциала, что делает его дешевле и следовательно предпочтительнее для использования.

Манчестерское кодирование обеспечивает отличную синхронизацию и не имеет постоянной составляющей, что повышает надёжность передачи. Но это достигается за счёт удвоения полосы пропускания и увеличения сложности реализации.

Дифференциальный манчестерский код наследует преимущества манчестерского кодирования и дополнительно устойчив к инверсии сигнала, что важно в шумных средах. Хотя высокая сложность реализации и широкий спектр являются его недостатками, сильные стороны этого метода кодирования полностью их оправдывают.

Таким образом, я выбираю **Манчестерское кодирование** и **Манчестерское дифференциальное кодирование**.

При передаче исходного сообщения следует принять во внимание **высокое содержание последовательных нулевых значений**, в виду чего потребуются надёжный метод кодирования с надёжной синхронизацией.

Все три метода NRZ, RZ и NRZI совершенно не годятся для данной задачи, так как могут не справиться с длинными последовательностями нулей и/или единиц (в зависимости от метода).

Тогда, как Манчестерское кодирование гарантирует, что в каждом битовом интервале происходит переход сигнала, что помогает поддерживать синхронизацию. Даже при передаче последовательности нулей или единиц в каждой половине битового интервала сигнал изменяется, что обеспечивает постоянные изменения для синхронизации. Рекомендуются, так как обеспечивает надёжную синхронизацию за счёт постоянного изменения сигнала.

Аналогично, Дифференциальное манчестерское кодирование также предлагает хорошую синхронизацию, так как переход сигнала происходит в каждом битовом интервале. Дополнительно, в этом кодировании не важен начальный уровень сигнала — синхронизация зависит только от изменений. Рекомендуются, особенно если важна стабильность синхронизации при изменении фазы сигнала, и если присутствует шум или возможна инверсия сигнала.

3 Логическое (избыточное) кодирование

3.1 Избыточное кодирование методом 4В/5В

Исходное сообщение в двоичном коде:

1100 0100 1110 0010 1100 0001 1100 0000

Логическое кодирование методом 4В/5В:

1100	→	11010
0100	→	01010
1110	→	11100
0010	→	10100
1100	→	11010
0001	→	01001
1100	→	11010
0000	→	11110

Результирующее сообщение после 4В/5В кодирования (в двоичном виде):

11010 01010 11100 10100 11010 01001 11010 11110

Результирующее сообщение после 4В/5В кодирования (в шестнадцатеричном виде):

1A 2A 1C 14 1A 09 1A 1E

Длина нового сообщения: 40 бит (5 байт)

Избыточность кодирования:

$$\text{Избыточность} = \frac{40 - 32}{32} \times 100 = 25\%$$

Я бы мог применить логическое кодирование к методам кодирования, выбранным на втором этапе в качестве наилучших, но это бы совершенно не имело смысла, так как суть логического кодирования в том, чтобы обеспечить синхронизацию и устранить постоянную составляющую, в чём оба Манчестерских кодирования совершенно не нуждаются. Поэтому, я выберу NRZI как третий лучший метод для кодирования, в виду простоты, дешевизны и крайне узкого спектра, что обеспечит высокую скорость передачи сообщения, а при логическом кодировании будет обеспечена надёжная синхронизация и устранение постоянной составляющей.

3.2 Применим для кодирования NRZI

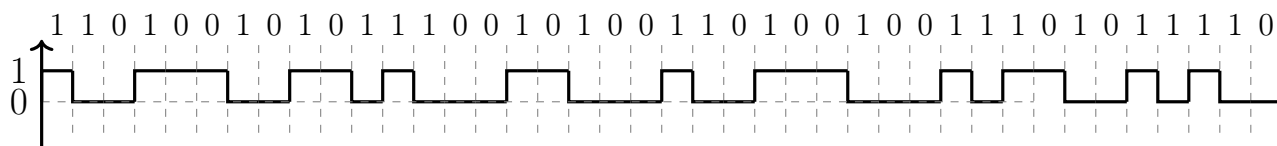


Рис. 6: NRZI-кодирование избыточного сообщения

Для определения верхней границы частот необходимо найти наиболее высокочастотную составляющую спектра в передаваемом сообщении, которая в NRZI образуется при передаче последовательных значений 0 и 1, при этом период гармонического сигнала (синусоиды), используемого для передачи прямоугольных сигналов 0 и 1, будет равен удвоенной длительности битового интервала $\tau : T = 2\tau$, где τ определяется как величина, обратная значению пропускной способности канала $C : \tau = \frac{1}{C}$. Отсюда верхняя граница частот будет равна

$$f_{\text{B}} = \frac{1}{T} = \frac{C}{2}$$

В общем случае, при кодировании любого сообщения с помощью метода NRZI наибольшая (верхняя) частота достигается при передаче последовательных значений 0 и 1, а наименьшая (нижняя) - при передаче длинных (в пределе - бесконечных) последовательностей нулей, что делает нижнюю границу частот близкой и в пределе равной нулю: $f_{\text{н}} = 0$. Следовательно, в предельном случае спектр: $S = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = f_{\text{в}} = \frac{C}{2}$.

С другой стороны, при передаче конкретного сообщения нижняя частота всегда больше нуля и зависит от максимальной длины последовательностей нулей. В этом случае для расчёта нижней границы частот необходимо в коде передаваемого сообщения найти *наиболее длинную последовательность нулей*. В исходном сообщении, закодированном по методу NRZI, представленному на рисунке 1, низкочастотная составляющая образуется при передаче единицы и 2 последовательных нулей. Период синусоидального сигнала при передаче таких последовательностей равен 6 битовым интервалам и нижняя граница частот соответственно будет равна: $f_n = \frac{1}{6T} = \frac{C}{6}$. Тогда **спектр** при передаче данного сообщения кодом NRZI равен

$$S = f_{\text{B}} - f_{\text{H}} = \frac{C}{2} - \frac{C}{6} = \frac{C}{3} = 3.333 \text{ M}\Gamma_{\text{I}}$$

То есть, при пропускной способности канала связи $C = 10$ Мбит/с частота основной гармоники равна $f_{\text{в}} = \frac{10 \cdot 10^3}{2} = 5$ МГц, битовый интервал $\tau = 100$ нс, а нижняя частота гармоники $f_{\text{н}} = 1.667$ МГц.

Среднее значение частоты передаваемого сообщения находится в интервале $(f_{\text{н}}; f_{\text{в}})$ и показывает, какие частоты (низкие или высокие) преобладают в спектре передаваемого сигнала.

Для оценки среднего значения частоты передаваемого сообщения можно для каждого битового интервала определить соответствующую частоту сигнала, просуммировать их и разделить на количество битовых интервалов. В нашем случае: частота основной гармоники $f_0 = \frac{C}{2}$ соответствует 9 битовым интервалам, частота вдвое меньшая, т.е. $\frac{f_0}{2}$, соответствует 8 битовым интервалам, частота $\frac{f_0}{3}$ - 5 битовым интервалам.

Тогда средняя частота рассматриваемого сообщения

$$f_{\text{ср}} = \left(9f_0 + 8\frac{f_0}{2} + 5\frac{f_0}{3} \right) / 22 = \frac{2f_0}{3} = \frac{2 \cdot 5}{3} \approx 3.333 \text{ МГц}$$

Поскольку середине спектра рассматриваемого сообщения соответствует частота

$$f_{1/2} = (f_{\text{н}} + f_{\text{в}}) / 2 = 3.334 \text{ МГц}$$

Можно констатировать, что в спектре сигнала практически идеальный баланс низких и высоких частот: $f_{\text{ср}} \approx f_{1/2}$.

Для качественной передачи двоичных сигналов по реальному каналу связи и возможности их распознавания на приёмной стороне с минимальным количеством ошибок, желательно на передающей стороне формировать сигналы, приближающиеся к прямоугольной форме. Однако, спектр таких сигналов оказывается слишком большим. Можно показать, что для качественного распознавания сигнала на приемной стороне при передаче чередующихся значений 0 и 1 достаточно сформировать сигнал, содержащий первые 4 гармоники (поскольку более высокочастотные гармоники оказывают незначительное влияние на результирующий сигнал) с частотами $f_0 = \frac{C}{2}$, $f_1 = 3f_0$, $f_2 = 5f_0$, $f_3 = 7f_0$. В этом случае верхняя граница частот $f_{\text{в}} = 7f_0$, а ширина спектра сигнала при передаче рассматриваемого сообщения соответственно будет равна $S = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = 7f_0 - f_0/3 = 20f_0/3 = 33.333 \text{ МГц}$. Полоса пропускания F , необходимая для качественной передачи данного сообщения, должна быть не меньше спектра S , например, $F = 34 \text{ МГц}$.

Итак, при пропускной способности канала связи $C = 10 \text{ Мбит/с}$ верхняя и нижняя границы частот в передаваемом сообщении равны соответственно $f_{\text{в}} = 5 \text{ МГц}$ и $f_{\text{н}} = 1.667 \text{ МГц}$, спектр сигнала $S = 3.333 \text{ МГц}$, среднее значение частоты в спектре передаваемого сигнала $f_{\text{ср}} = 3.333 \text{ МГц}$, полоса пропускания, необходимая для качественной передачи данного сообщения $F = 34 \text{ МГц}$.

4 Скремблирование

4.1 Скремблирование исходного сообщения

1. Выберем алгоритм преобразования:

$$B_i = A_i \oplus B_{i-3} \oplus B_{i-5} \quad (i = 1, 2, \dots, 32)$$

2. Исходное сообщение:

1100 0100 1110 0010 1100 0001 1100 0000

3. Скремблированное сообщение:

$$\begin{aligned} B_1 &= A_1 = 1 \\ B_2 &= A_2 = 1 \\ B_3 &= A_3 = 0 \\ B_4 &= A_4 \oplus B_1 = 0 \oplus 1 = 1 \\ B_5 &= A_5 \oplus B_2 = 0 \oplus 1 = 1 \\ B_6 &= A_6 \oplus B_3 \oplus B_1 = 1 \oplus 0 \oplus 1 = 0 \\ B_7 &= A_7 \oplus B_4 \oplus B_2 = 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0 \\ B_8 &= A_8 \oplus B_5 \oplus B_3 = 0 \oplus 1 \oplus 0 = 1 \\ B_9 &= A_9 \oplus B_6 \oplus B_4 = 1 \oplus 0 \oplus 1 = 0 \\ B_{10} &= A_{10} \oplus B_7 \oplus B_5 = 1 \oplus 0 \oplus 1 = 0 \\ B_{11} &= A_{11} \oplus B_8 \oplus B_6 = 1 \oplus 1 \oplus 0 = 0 \\ B_{12} &= A_{12} \oplus B_9 \oplus B_7 = 0 \oplus 0 \oplus 0 = 0 \\ B_{13} &= A_{13} \oplus B_{10} \oplus B_8 = 0 \oplus 0 \oplus 1 = 1 \\ B_{14} &= A_{14} \oplus B_{11} \oplus B_9 = 0 \oplus 0 \oplus 0 = 0 \\ B_{15} &= A_{15} \oplus B_{12} \oplus B_{10} = 1 \oplus 0 \oplus 0 = 1 \\ B_{16} &= A_{16} \oplus B_{13} \oplus B_{11} = 0 \oplus 1 \oplus 0 = 1 \\ B_{17} &= A_{17} \oplus B_{14} \oplus B_{12} = 1 \oplus 0 \oplus 0 = 1 \\ B_{18} &= A_{18} \oplus B_{15} \oplus B_{13} = 1 \oplus 1 \oplus 1 = 1 \\ B_{19} &= A_{19} \oplus B_{16} \oplus B_{14} = 0 \oplus 1 \oplus 0 = 1 \\ B_{20} &= A_{20} \oplus B_{17} \oplus B_{15} = 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0 \\ B_{21} &= A_{21} \oplus B_{18} \oplus B_{16} = 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0 \\ B_{22} &= A_{22} \oplus B_{19} \oplus B_{17} = 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0 \\ B_{23} &= A_{23} \oplus B_{20} \oplus B_{18} = 0 \oplus 0 \oplus 1 = 1 \\ B_{24} &= A_{24} \oplus B_{21} \oplus B_{19} = 1 \oplus 0 \oplus 1 = 0 \\ B_{25} &= A_{25} \oplus B_{22} \oplus B_{20} = 1 \oplus 0 \oplus 0 = 1 \\ B_{26} &= A_{26} \oplus B_{23} \oplus B_{21} = 1 \oplus 1 \oplus 0 = 0 \\ B_{27} &= A_{27} \oplus B_{24} \oplus B_{22} = 0 \oplus 0 \oplus 0 = 0 \\ B_{28} &= A_{28} \oplus B_{25} \oplus B_{23} = 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0 \\ B_{29} &= A_{29} \oplus B_{26} \oplus B_{24} = 0 \oplus 0 \oplus 0 = 0 \\ B_{30} &= A_{30} \oplus B_{27} \oplus B_{25} = 0 \oplus 0 \oplus 1 = 1 \\ B_{31} &= A_{31} \oplus B_{28} \oplus B_{26} = 0 \oplus 0 \oplus 0 = 0 \\ B_{32} &= A_{32} \oplus B_{29} \oplus B_{27} = 0 \oplus 0 \oplus 0 = 0 \end{aligned}$$

4. Получили новое сообщение, в котором всё равно присутствует достаточно длинная последовательность из 4х нулей, но главное избавились от последовательностей из 6 и из 5 нулей в исходном сообщении, что существенно улучшит синхронизацию.

5. Результат скремблирования: (в двоичном виде)

1101 1001 0000 1011 1110 0001 1000 0100

6. Результат скремблирования (в шестнадцатеричном виде):

D9 0B E1 84

По аналогичным причинам, что я описал в конце этапа избыточного кодирования, применю скремблированное сообщение для кодирования NRZI.

4.2 Применим для кодирования NRZI

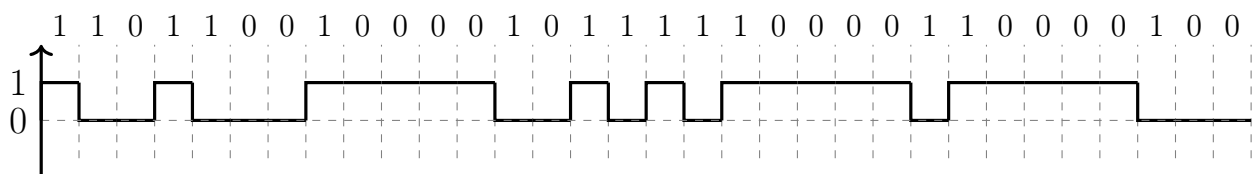


Рис. 7: NRZI-кодирование избыточного сообщения

Для определения верхней границы частот необходимо найти наиболее высокочастотную составляющую спектра в передаваемом сообщении, которая в NRZI образуется при передаче последовательных значений 0 и 1, при этом период гармонического сигнала (синусоиды), используемого для передачи прямоугольных сигналов 0 и 1, будет равен удвоенной длительности битового интервала τ : $T = 2\tau$, где τ определяется как величина, образная значению пропускной способности канала C : $\tau = \frac{1}{C}$. Отсюда верхняя граница частот будет равна

$$f_v = \frac{1}{T} = \frac{C}{2}$$

В общем случае, при кодировании любого сообщения с помощью метода NRZI наибольшая (верхняя) частота достигается при передаче последовательных значений 0 и 1, а наименьшая (нижняя) - при передаче длинных (в пределе - бесконечных) последовательностей нулей, что делает нижнюю границу частот близкой и в пределе равной нулю: $f_n = 0$. Следовательно, в предельном случае спектр: $S = f_v - f_n = f_v = \frac{C}{2}$.

С другой стороны, при передаче конкретного сообщения нижняя частота всегда больше нуля и зависит от максимальной длины последовательностей нулей. В этом случае для расчёта нижней границы частот необходимо в коде передаваемого сообщения найти *наиболее длинную последовательность нулей*. В исходном сообщении, закодированном по методу NRZI, представленному на рисунке 1, низкочастотная составляющая образуется при передаче единицы и 4 последовательных нулей. Период синусоидального сигнала при передаче таких

последовательностей равен 10 битовым интервалам и нижняя граница частот соответственно будет равна: $f_{\text{н}} = \frac{1}{10\tau} = \frac{C}{10}$. Тогда **спектр** при передаче данного сообщения кодом NRZI равен

$$S = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = \frac{C}{2} - \frac{C}{10} = \frac{2C}{5} = 4 \text{ МГц}$$

То есть, при пропускной способности канала связи $C = 10$ Мбит/с частота основной гармоники равна $f_{\text{в}} = \frac{10 \cdot 10^3}{2} = 5$ МГц, битовый интервал $\tau = 100$ нс, а нижняя частота гармоники $f_{\text{н}} = 1$ МГц.

Среднее значение частоты передаваемого сообщения находится в интервале $(f_{\text{н}}; f_{\text{в}})$ и показывает, какие частоты (низкие или высокие) преобладают в спектре передаваемого сигнала.

Для оценки среднего значения частоты передаваемого сообщения можно для каждого битового интервала определить соответствующую частоту сигнала, просуммировать их и разделить на количество битовых интервалов. В нашем случае: частота основной гармоники $f_0 = \frac{C}{2}$ соответствует 7 битовым интервалам, частота вдвое меньшая, т.е. $\frac{f_0}{2}$, соответствует 2 битовым интервалам, частота $\frac{f_0}{3}$ - также 2 битовым интервалам и частота $\frac{f_0}{4}$ - 3 битовым интервалам.

Тогда средняя частота рассматриваемого сообщения

$$f_{\text{ср}} = \left(7f_0 + 2\frac{f_0}{2} + 2\frac{f_0}{3} + 3\frac{f_0}{4} \right) / 14 = \frac{113f_0}{168} = \frac{113 \cdot 5}{168} \approx 3.363 \text{ МГц}$$

Поскольку середине спектра рассматриваемого сообщения соответствует частота

$$f_{1/2} = (f_{\text{н}} + f_{\text{в}}) / 2 = 3.334 \text{ МГц}$$

Можно констатировать, что в спектре сигнала практически идеальный баланс низких и высоких частот: $f_{\text{ср}} \approx f_{1/2}$.

Для качественной передачи двоичных сигналов по реальному каналу связи и возможности их распознавания на приёмной стороне с минимальным количеством ошибок, желательно на передающей стороне формировать сигналы, приближающиеся к прямоугольной форме. Однако, спектр таких сигналов оказывается слишком большим. Можно показать, что для качественного распознавания сигнала на приемной стороне при передаче чередующихся значений 0 и 1 достаточно сформировать сигнал, содержащий первые 4 гармоники (поскольку более высокочастотные гармоники оказывают незначительное влияние на результирующий сигнал) с частотами $f_0 = \frac{C}{2}$, $f_1 = 3f_0$, $f_2 = 5f_0$, $f_3 = 7f_0$. В этом случае верхняя граница частот $f_{\text{в}} = 7f_0$, а ширина спектра сигнала при передаче рассматриваемого сообщения соответственно будет равна $S = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = 7f_0 - f_0/4 = 27f_0/4 = 33.75$ МГц. Полоса пропускания F , необходимая для качественной передачи данного сообщения, должна быть не меньше спектра S , например, $F = 34$ МГц.

Итак, при пропускной способности канала связи $C = 10$ Мбит/с верхняя и нижняя границы частот в передаваемом сообщении равны соответственно

$f_{\text{в}} = 5 \text{ МГц}$ и $f_{\text{н}} = 1 \text{ МГц}$, спектр сигнала $S = 4 \text{ МГц}$, среднее значение частоты в спектре передаваемого сигнала $f_{\text{ср}} = 3.363 \text{ МГц}$, полоса пропускания, необходимая для качественной передачи данного сообщения $F = 34 \text{ МГц}$.

5 Сравнительный анализ

Метод кодирования	Спектральные характеристики	Постоянная составляющая	Самосинхронизация	Обнаруж. ошибок	Сложность реализации
Потенциальный код с инверсией при единице (NRZI)	Малая ширина спектра ($0-\frac{C}{2}$), итоговый спектр $\frac{3C}{7}$	Присутствует, но снижена по сравнению с NRZ	Отсутствует, возможны проблемы при длинных последовательностях '0'	Отсутствует	Низкая сложность реализации, два уровня потенциала \Rightarrow низкая стоимость
Манчестерское кодирование (M2)	Большая ширина спектра ($0-C$), итоговый спектр C	Отсутствует	Отличная, переход в середине каждого битового интервала обеспечивает синхронизацию	Отсутствует	Средняя сложность реализации, два уровня потенциала \Rightarrow умеренная стоимость
Дифф. манчестерское кодирование	Большая ширина спектра ($0-C$), итоговый спектр C	Отсутствует	Отличная, устойчива к инверсии сигнала	Отсутствует	Высокая сложность реализации, два уровня потенциала \Rightarrow умеренная стоимость
NRZI с 4B/5B кодированием	Уменьшенный итоговый спектр: $\frac{C}{3}$	Отсутствует (благодаря 4B/5B)	Улучшена, длинные последовательности '0' полностью устранены	Отсутствует	Низкая сложность реализации, простое сопоставление битов таблицей кодировки
NRZI со скремблированием	Меньше спектр, чем у изначального NRZI, но больше 4B/5B: $\frac{2C}{5}$	Отсутствует (благодаря скремблированию)	Улучшена, благодаря скремблированию, но остались длинные последовательности '0'	Отсутствует	Средняя сложность реализации, считать полином для каждого преобразования долго и муторно

Таблица 2: Сравнение методов кодирования из этапов 2, 3 и 4

NRZI снижает постоянную составляющую по сравнению с NRZ и сохраняет простоту реализации. Однако его эффективность сильно зависит от статистики передаваемых данных; при длинных последовательностях '0' возможны проблемы с синхронизацией, а постоянная составляющая всё ещё присутствует. Тем не менее, по сравнению с AMI, который является его прямым конкурентом, но не был рассмотрен в данном отчёте, NRZI имеет лишь два уровня потенциала, что делает его дешевле и предпочтительнее для использования.

С помощью методов логического кодирования можно существенно улучшить NRZI.

NRZI с 4B/5B кодированием устраняет постоянную составляющую и улучшает синхронизацию благодаря введению избыточности. Длинные последовательности нулей заменяются кодами без длительных последовательностей нулей, что повышает надёжность передачи. Спектр после 4B/5B кодирования стал $\frac{C}{3} = 3.333$ МГц, что на 0.7 МГц меньше, чем при скремблировании того же метода кодирования, что существенно повышает скорость передачи сообщения.

NRZI со скремблированием лишь частично устраняет длинные последовательности одинаковых битов, улучшая синхронизацию и также устраняя постоянную составляющую. При этом сохраняется узкая полоса пропускания, а сложность реализации существенно выше, чем у избыточного кодирования 4B/5B, а также спектр выше на 0.7 МГц.

Манчестерское кодирование обеспечивает отличную синхронизацию и не имеет постоянной составляющей, что повышает надёжность передачи. Однако в сравнении с NRZI с 4B/5B кодированием, мы получаем на $\frac{2}{3}$ С меньший спектр, при этом не проигрывая в синхронизации и постоянной составляющей. Таким образом, Манчестерское кодирование получается сложнее NRZI с 4B/5B кодированием, и дороже в реализации, не имея перед ним преимуществ.

Дифференциальное манчестерское кодирование наследует преимущества манчестерского кодирования и дополнительно устойчиво к инверсии сигнала, что важно в шумных средах. Хотя высокая сложность реализации и широкий спектр являются его недостатками, NRZI с 4B/5B кодированием не имеет устойчивости к инверсии сигнала - оно имеет лишь частичную возможность обнаружения ошибок за счёт наличия запрещённых символов. Исходя из этого, если важно иметь устойчивость к инверсии сигнала и есть возможность пожертвовать спектром, а соответственно более низкой скорости передачи сообщения, то предпочтительнее будет выбрать Дифференциальное манчестерское кодирование.

6 Выводы

В результате применения логического кодирования и скремблирования к исходному сообщению при использовании метода NRZI удалось значительно улучшить характеристики сигнала по сравнению с исходным методом NRZI. Благодаря избыточному кодированию 4B/5B и скремблированию были устранены

длинные последовательности нулей, что повысило надёжность синхронизации и устранило постоянную составляющую сигнала. При этом сохраняется узкая полоса пропускания и низкая сложность реализации, что делает эти методы эффективными для использования в системах с ограниченными ресурсами и требованиями к полосе пропускания.

По сравнению с манчестерскими методами кодирования, NRZI с логическим кодированием или скремблированием обеспечивает более эффективное использование полосы пропускания, так как требует меньшей ширины спектра. Однако манчестерское и дифференциальное манчестерское кодирование всё ещё превосходят по надёжности синхронизации и устойчивости к помехам, что делает их предпочтительными в системах, где эти факторы являются критически важными.

Таким образом, применение логических кодирований и скремблирования позволяет улучшить характеристики методов с низкой сложностью реализации, не имеющих надёжной синхронизации и обнаружения ошибок, приближая их по качеству к более сложным методам, таким как манчестерское кодирование. Выбор между этими методами должен основываться на конкретных требованиях системы передачи данных, включая допустимую полосу пропускания, сложность реализации и необходимость в надёжной синхронизации.