



УДК 681.327

© Д. Г. Конопелько, 2008

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА КОДОВОГО РАЗДЕЛЕНИЯ КАНАЛОВ И СИНХРОНИЗАЦИИ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ ПО КОАКСИАЛЬНЫМ КАБЕЛЯМ¹

Конопелько Д. Г. – асп. кафедры «Автоматика и системотехника», e-mail: kon_denis@mail.ru (ТОГУ)

Быстрое развитие в последние годы микропроцессорной техники дает возможность использования технологии CDMA (кодовое разделение каналов) для организации множества независимых логических каналов в одном физическом. Также эта технология позволяет существенно повысить надежность физического уровня передачи данных. Рассматривается организация кодового разделения каналов и их синхронизации в промышленных системах передачи данных с использованием коаксиального кабеля.

The rapid development in recent years of microprocessor techniques provides a way to use the CDMA technology (code division multiple access) to organize a set of independent logic channels in one physical channel. The technology makes it possible to considerably buildup the reliability of the physical level in data transmission. The organization of code division multiple access and channel synchronization in data transmission industrial systems with the use of a coaxial cable are considered.

Ключевые слова: CDMA, QPSK, ФМ, ШПС, коаксиальный кабель, последовательности Уолша, M-последовательности.

В последнее время в связи с развитием информационных технологий происходит интенсивное развитие распределенных систем автоматизации. Технология построения единой информационной сети, объединяющей интеллектуальные контроллеры, датчики и исполнительные механизмы, определяется одним термином *fieldbus* (полевая шина, или промышленная сеть). Промышленные сети отвечают специфическому набору требований: жесткая детерминированность (предсказуемость) поведения; обеспечение функций реального времени; работа на длинных линиях с использованием недорогих физических сред (например, коаксиальный кабель); повышенная надежность физического и канального уровней передачи данных для работы в промыш-

¹ Статья написана под научным руководством д - р техн. наук, проф. Чье Ен Ун.

ленной среде (например, при больших электромагнитных помехах); наличие специальных высоконадежных механических соединительных компонентов.

На текущий момент практически все промышленные сети на физическом уровне построены на использовании различных вариантов работы с общей шиной (CSMA/CD, маркерный доступ и т.п.) и небольшое число систем использует метод временного разделения каналов.

Однако быстрое развитие в последние годы микропроцессорной техники дает возможность использования технологии CDMA (кодовое разделение каналов). Данная технология позволяет организовать множество независимых логических каналов в одном физическом, а также существенно повысить надежность физического уровня передачи данных, что позволит более полно удовлетворять требованиям, выдвигаемым к промышленным системам передачи данных, а также превзойти по многим характеристикам (скорость, помехоустойчивость, возможность ветвлений) системы, основанные на прочих принципах.

Теоретические основы кодового разделения каналов были разработаны в первой половине XX века, однако практическое использование до недавнего времени затруднялось сложностью реализации приемных и передающих устройств. Внедрение и использование данной технологии в промышленных системах передачи данных отвечает общей эволюционной направленности развития технологии к более сложным методам кодирования и модуляции, которые позволяют наиболее полно и эффективно использовать ограниченные ресурсы среды передачи сигнала. Все разработанные и разрабатываемые в последнее время системы передачи данных используют в том или ином виде данную технологию (например, системы мобильной связи 2.5 и 3 поколения [1]). Тем не менее, разработки на основе данной технологии, ориентированные на промышленные кабельные системы передачи данных, практически отсутствуют.

Таким образом, разработка и исследование физического протокола передачи данных основанного на кодовом разделении каналов и ориентированного на кабельную среду, в частности – коаксиальный кабель, позволят спроектировать промышленную систему, обладающую повышенными характеристиками (пропускная способность, помехоустойчивость, число подключаемых устройств, нелинейная топология подключения устройств) относительно уже существующих.

Кодовое разделение каналов

Принципы кодового разделения каналов основаны на использовании широкополосных сигналов (ШПС), полоса которых значительно превышает полосу частот, необходимую для обычной передачи сообщений, например, в узкополосных системах с частотным разделением каналов [2]. Основной характеристикой ШПС является база сигнала, определяемая как произведение ширины его спектра F на его длительность T :



$$B = FT$$

Для организации кодового разделения каналов необходимо использовать систему ортогональных функций [2]. В данном случае будут использоваться функции Уолша. Для разделения 64 каналов необходима система из 64 функций, и в данном случае база сигнала будет равна $B = 64$ и выигрыш при обработке 18 дБ. Существует несколько способов генерации ортогональных кодов. Наиболее распространенный – с помощью последовательностей Уолша длиной 2^n (данные коды используются, к примеру, в системах мобильной связи 2.5 и 3 поколения [2]).

Каждый из нулевых битов информационного потока будет заменяться соответствующей последовательностью (кодом) Уолша, а единицы – инвертированным кодом. В корреляторе неинвертированный код, совпадающий с исходным кодом, вызывает пик корреляционной функции и генерирует бит информации "0", последовательность, соответствующая "1", приводит к полной декорреляции.

Для повышения спектральной эффективности и соответственно повышения скорости передачи при максимальной помехоустойчивости для передачи битового потока наиболее выгодно применить 4 позиционную фазовую модуляцию 4-ФМ или иначе квадратурную фазовую модуляцию (QPSK) [3].

Модулятор и демодулятор QPSK будет построен по квадратурной схеме. В целях упрощения приемника будет использована незначительная модификация QPSK – асинхронная квадратурная фазовая модуляция (AQPSK). Отличие от стандартной QPSK - на входы балансных модуляторов (Q и I) подаются два независимых битовых потока, т. е. отсутствует демультиплексор (рис. 1).

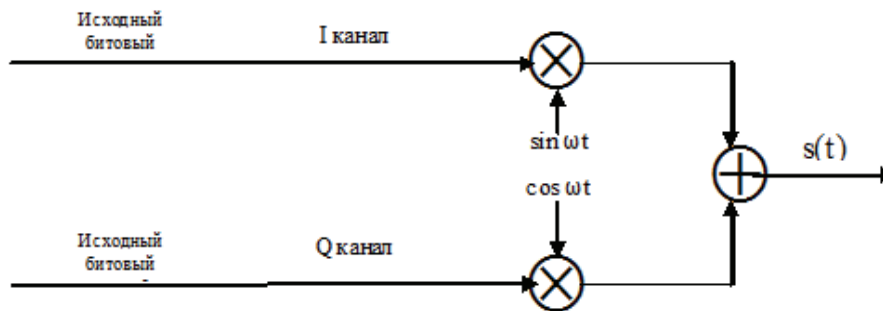


Рис. 1. Модулятор AQPSK

Таким образом, в случае модуляции функций Уолша 64 порядка (выигрыш при обработке 18 дБ) при помощи QPSK характеристика вероятности ошибки на бит P_e в зависимости от отношения сигнал/шум E_b/N_0 [4] принимает вид показанный на рис. 2. Из него видно, что для достижения вероятности ошибки на бит 10^{-12} требуемое соотношение сигнал/шум на входе приемника равно -4 дБ.

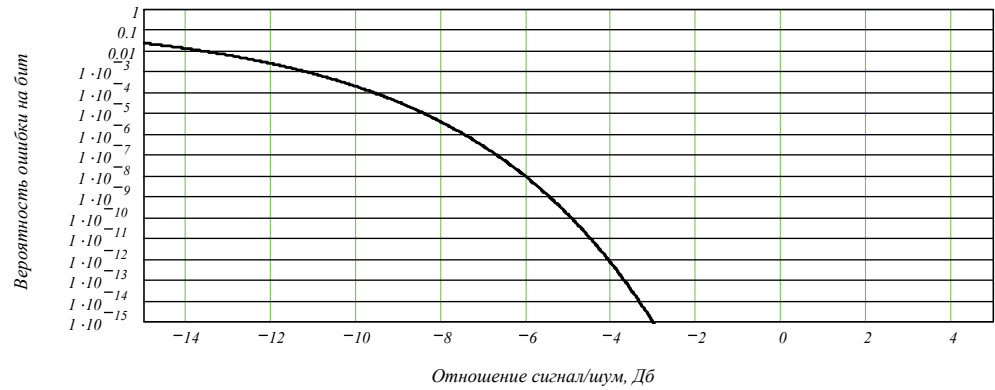


Рис. 2. Вероятность ошибки на бит

Примем исходную скорость битового потока в 16 кбит/с. Исходный поток поступает на демультиплексор, который разделяет его на 2 потока по 8 Кбит/с, которые будут соответствовать каналам Q и I квадратурного модулятора. Затем для каждого канала в блоке формирования сигнала ШПС происходит его умножение на ПСП Уолша 64 порядка и на выходе скорость битового потока будет составлять 524288 бит/с для каждого канала.

Затем сигналы поступают на квадратурный модулятор (рисунок 1), где они модулируются несущей с частотой 512 КГц. Таким образом исходные данные передаются в полосе частот 1 МГц.

Использование системы из 64 ортогональных функций Уолша позволит организовать в данной полосе частот до 64 независимых каналов передачи данных. На рисунке 3 изображен групповой сигнал образованный одновременной передачей данных (передается 2 бита «01», 1 по Q каналу, 0 по I каналу) по 64 каналам соответствующим системе из 64 функций Уолша, а на рисунке 4 изображен его спектр.

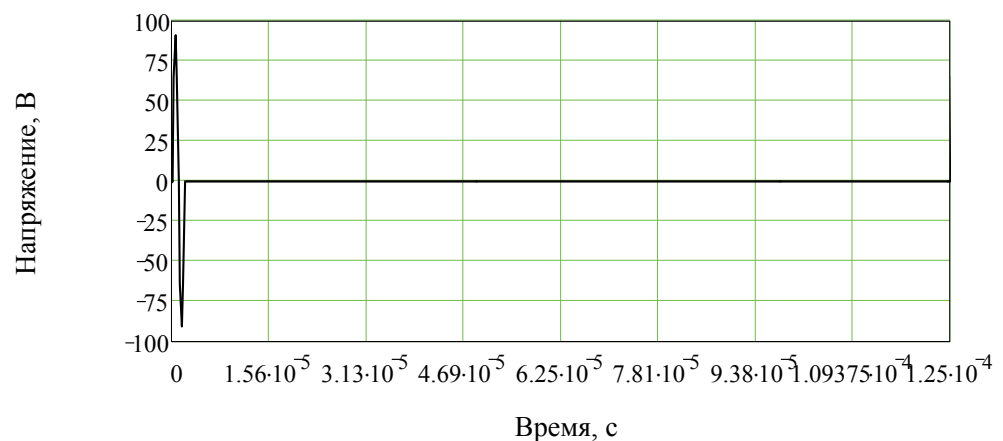


Рис. 3. Групповой сигнал

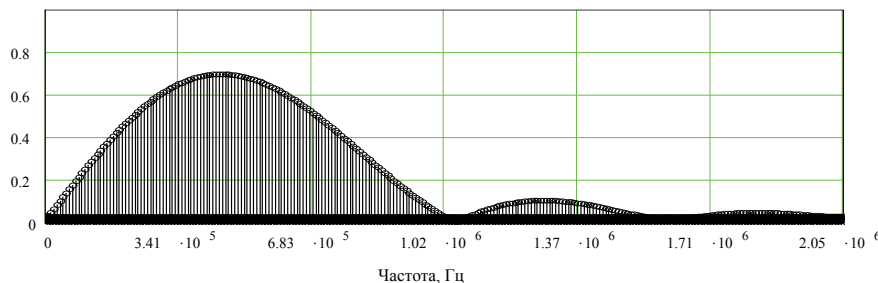


Рис. 4. Спектр группового сигнала

Прием сигнала в системах с кодовым разделением каналов осуществляется оптимальным приемником, который для сигнала с полностью известными параметрами вычисляет корреляционный интеграл.

Таким образом, входной сигнал $U(t)$, представляющий собой сумму сигналов кодовых каналов, и помехи в приемнике вначале поступает на квадратурный демодулятор, с выхода демодулятора сигналы каналов Q и I поступают на соответствующие корреляторы, где вычисляется взаимная энергия (коэффициент корреляции) входного сигнала $x(t)$ и полезного сигнала $u(t)$, представляющего собой соответствующую функцию Уолша. На основании полученного коэффициента корреляции z делается вывод о значении соответствующего бита информационного потока: 0 если $z > 0$, 1 если $z < 0$. Полученные битовые потоки Q и I каналов затем объединяются в мультиплексоре, образуя исходный информационный поток.

На рис. 5 изображен график корреляции группового сигнала $U(t)$, образованного одновременной передачей 64 кодовых каналов (по каждому каналу передается в цикле 2 бита «01», 1 по Q каналу, 0 по I каналу) и сигнала соответствующего 19 функции Уолша, по Q и I каналам соответственно.

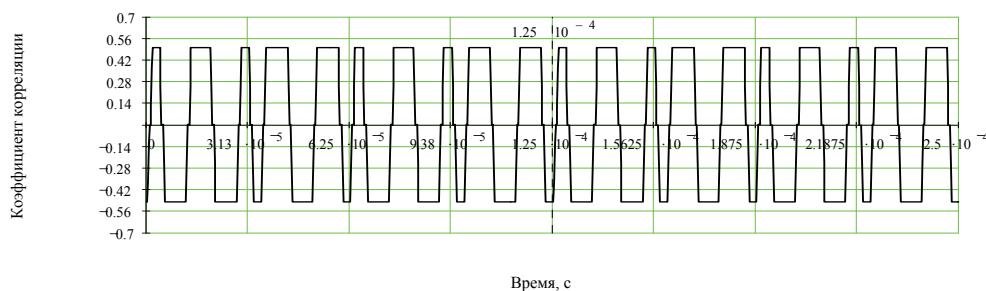


Рис. 5. Корреляционная функция группового сигнала и 19 кодового канала

Используя модель коаксиального кабеля, полученную в [5], произведем моделирование передачи и декодирования группового сигнала по длинной линии. В качестве линии будет использоваться коаксиальный кабель марки РК75-3,7-14Б длиной 2000 м. Рассмотрим 3 граничных варианта размещения устройств вдоль линии:

1. 64 устройства размещены в начале линии и ведут передачу данных каждый на своем кодовом канале, приемник располагается в конце линии, каждое устройство ведет передачу последовательности «01».

2. 63 устройства размещены в начале линии, 1 устройство расположено в конце и ведет передачу данных каждый на своем кодовом канале, приемник располагается в конце линии, каждое устройство ведет передачу последовательности «01».

3. 63 устройства размещены в конце линии, 1 устройство расположено в начале и ведет передачу данных каждый на своем кодовом канале, приемник располагается в конце линии, каждое устройство ведет передачу последовательности «01».

Первый вариант. 64 устройства размещены в начале линии и ведут передачу данных каждый на своем кодовом канале, приемник располагается в конце линии, каждое устройство ведет передачу последовательности «01», 1 по Q каналу, 0 по I каналу. На рис. 6 изображен график взаимной корреляционной функции группового сигнала и сигнала соответствующему 19 кодовому каналу, для Q канала, n_{lag} – задержка, вызванная конечной скоростью распространения сигнала в линии. Коэффициенты корреляции составляет -0.07 для Q канала (передача «1») и 0.07 для I канала (передача «0»), т.е. произошло уменьшение взаимной энергии сигналов на 11 дБ. Результаты моделирования позволяют сделать вывод об уверенном выделении кодового канала для данного варианта.

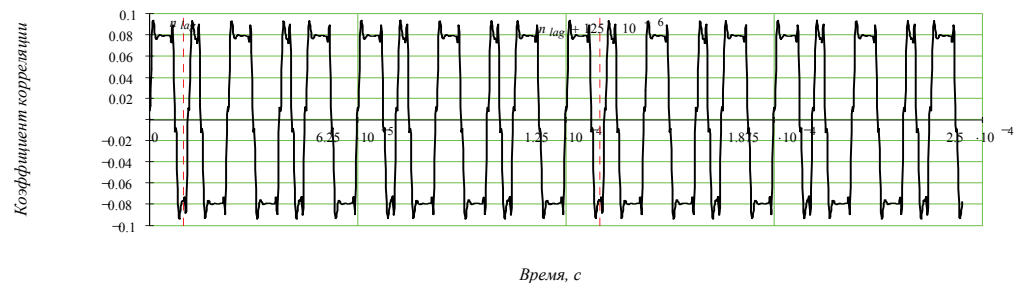


Рис. 6. Корреляционная функция (вариант №1)

Второй вариант. Позволит оценить прием слабых сигналов на фоне более сильного. 63 устройства размещены в начале линии; 64-е устройство (работает на 19 канале) расположено в конце. И ведут передачу данных каждый на своем кодовом канале, приемник располагается в конце линии, каждое устройство ведет передачу последовательности «01», 1 по Q каналу, 0 по I каналу. В данном случае на один канал не влияет затухание линии, и он несет большую энергию, чем остальные каналы группового сигнала. Время начала передачи сигнала устройством в конце линии синхронизировано с передачей сигнала устройствами в начале линии, для обеспечения ортогональности сигналов. На рис. 7 изображен график взаимной корреляционной функции групп-



пового сигнала и сигнала, соответствующему 29 кодовому каналу, для Q канала. Коэффициент корреляции составляет $-0,07$ для Q канала (передача «1») и $0,07$ для I канала (передача «0»), т.е. произошло уменьшение взаимной энергии сигналов на 11 дБ. На рис. 8 изображен график взаимной корреляционной функции группового сигнала и сигнала соответствующему 19 кодовому каналу, для Q канала. Коэффициенты корреляции составляет $-0,5$ для Q канала (передача «1») и $0,5$ для I канала (передача «0»), т.е. произошло уменьшение взаимной энергии сигналов на 3 дБ. Результаты моделирования позволяют сделать вывод об уверенном выделении кодового канала для данного варианта.

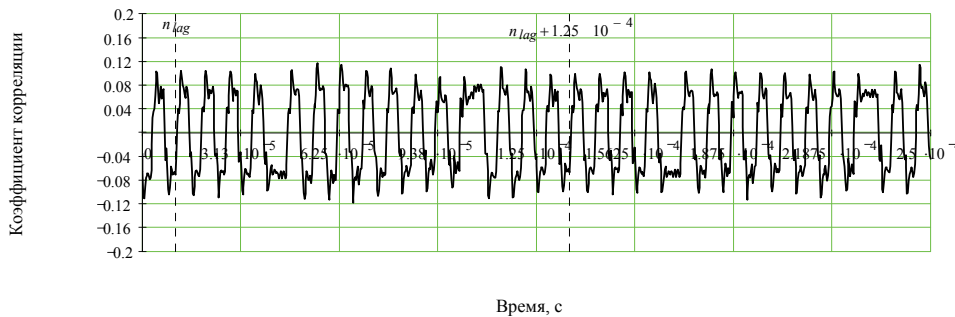


Рис. 7. Корреляционная функция (вариант № 2, 29 канал)

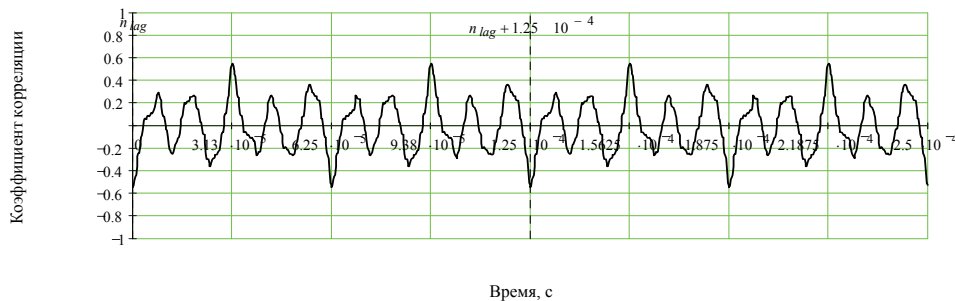


Рис. 8. Корреляционная функция (вариант № 2, 19 канал)

Третий вариант. Позволит оценить прием слабого сигнала на фоне более сильных. 63 устройства размещены в конце линии, 64-е устройство (работает на 19 канале) расположено в начале. И ведут передачу данных каждый на своем кодовом канале, приемник располагается в конце линии, каждое устройство ведет передачу последовательности «01», 1 по Q каналу, 0 по I каналу. В данном случае только сигнал от одного канала проходит через линию и он несет меньшую энергию, чем остальные каналы группового сигнала. Время начала передачи сигнала устройств в конце линии синхронизировано с передачей сигнала устройством в начале линии для обеспечения ортогональности сигналов. На рис. 9 изображен график взаимной корреляционной

функции группового сигнала и сигнала соответствующему 19 кодовому каналу, для Q и I каналов. Коэффициенты корреляции составляет $-0,07$ для Q канала (передача «1») и $0,07$ для I канала (передача «0»), т.е. произошло уменьшение взаимной энергии сигналов на 11 дБ. На рис. 10 изображен график взаимной корреляционной функции группового сигнала и сигнала соответствующему 29 кодовому каналу, для Q и I каналов. Коэффициенты корреляции составляет $-0,5$ для Q канала (передача «1») и $0,5$ для I канала (передача «0»), т.е. произошло уменьшение взаимной энергии сигналов на 3 дБ. Результаты моделирования позволяют сделать вывод об уверенном выделении слабого сигнала кодового канала на фоне более мощных для данного варианта.

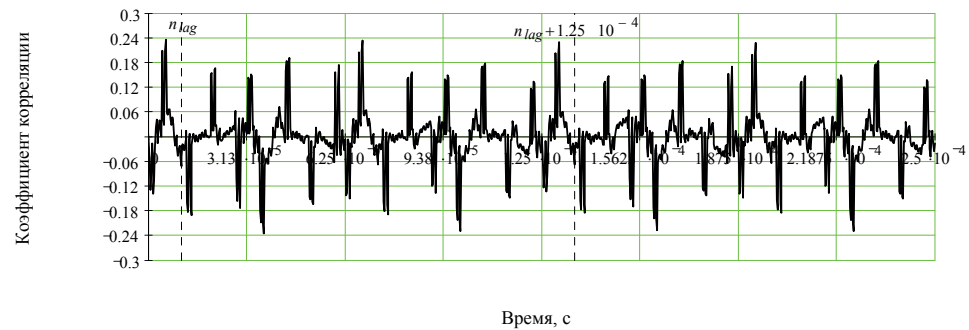


Рис. 9. Корреляционная функция (вариант № 3, 19 канал)

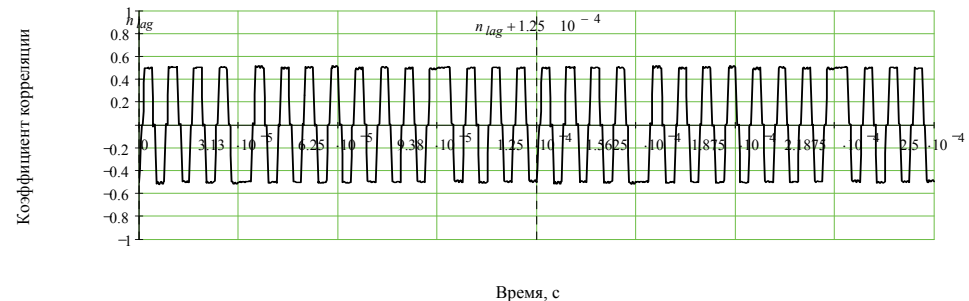


Рис. 10. Корреляционная функция (вариант № 3, 29 канал)

Система синхронизации

Последовательности Уолша обладают свойством ортогональности только в случае точной синхронизации передачи последовательностей всеми устройствами. Так как синхросигнал должен обладать не меньшей помехоустойчивостью, чем информационный, естественным вариантом передачи синхросигнала будет также использование шумоподобного сигнала. Основное требование к ПСП, которая будет применена в передаче синхросигнала, отличаются от требований к ПСП, примененной для передачи информационного сигнала: данная последовательность должна обладать «хорошими» автокорреляционными свойствами. Чтобы устранить взаимные помехи при передаче



группового информационного сигнала и синхросигнала (которые не ортогональны), последний необходимо передавать за пределами основного спектра информационного сигнала в высокочастотной области. При скорости передачи в канале каждого устройства 16 кбит/с и модуляции QPSK синхросигнал должен передаваться на частотах выше 1 МГц. Так как на данных частотах затухание линии резко повышается, база примененной ПСП должна быть больше базы ПСП, примененной для формирования информационного сигнала. Наиболее оптимальной ПСП, удовлетворяющей данным условиям, является М-последовательность. Для построения М-последовательностей обычно используют регистры сдвига или элементы задержки заданной длины. Длина М-последовательности равна 2^{N-1} , где N - число разрядов регистра сдвига. Различные варианты подключения выходов разрядов к цепи обратной связи дают некоторый набор последовательностей. В качестве синхросигнала была выбрана М-последовательность длиной 256 бит. База сигнала при этом равна $B = 256$. Скорость передачи 1 Мбит/с с двоичной фазовой модуляцией BPSK. Частота несущей будет составлять 1,5 МГц. Таким образом, спектр синхросигнала будет находиться в диапазоне от 1 до 2 МГц и не пересекаться со спектром информационного сигнала. На рис. 11 изображена автокорреляционная функция выбранной М-последовательности. Таким образом, максимум корреляционной функции будет определяться с точностью $\pm t/2$, где t – интервал дискретизации, равный в данном случае 250 нс.

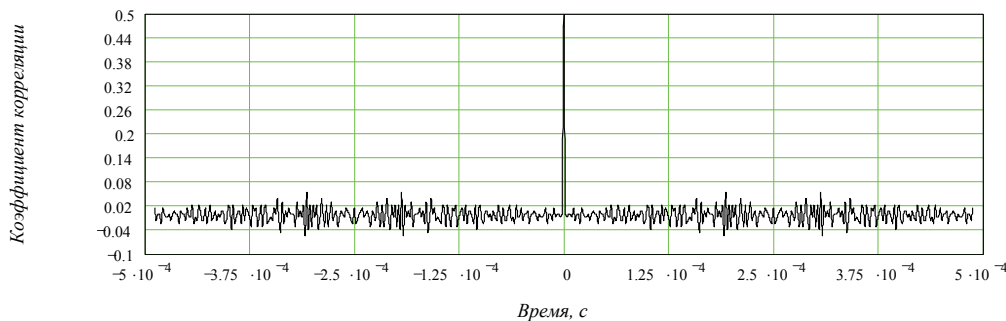


Рис. 11. Автокорреляционная функция М-последовательности

Было произведено моделирование передачи синхросигнала по коаксиальному кабелю (длина линии 2000 м, марка кабеля РК75-3,7-14Б). На рис. 12 изображен график корреляционной функции принятого сигнала и исходной М-последовательности (синхросигнала), где n_{lag} обозначает временную задержку сигнала на входе приемника, вызванную конечной скоростью распространения сигнала в линии по отношению ко времени начала передачи. Коэффициент корреляции составляет 0,017, т. е. произошло уменьшение энергии сигнала на 17 дБ. Выигрыш при обработке данного сигнала составляет 24 дБ. Таким образом, для приема синхросигнала с вероятностью ошибки 10^{-7} отношение сигнал/шум должно составлять 4 дБ.

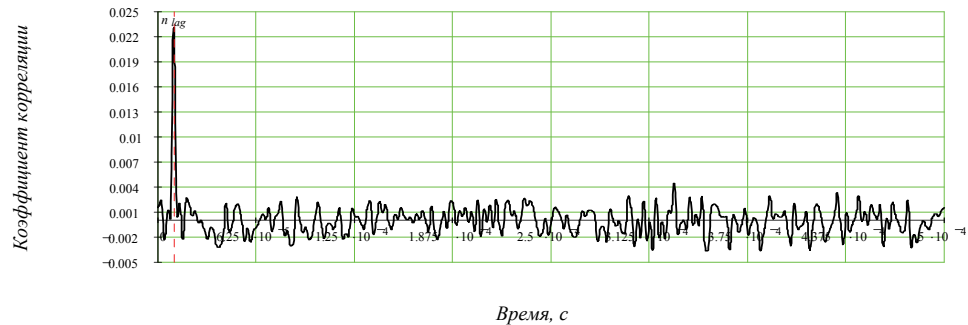


Рис. 12. Корреляционная функция М-последовательности

Так как для передачи синхросигнала используется фазовая модуляция, при приеме необходима так же и фазовая синхронизация сигнала. В процессе передачи по линии фаза несущей синхросигнала претерпевает сдвиг на априорно неизвестную величину φ_0 . Значения корреляционной функции в зависимости от фазы несущей φ при демодуляции принимают вид:

$$c = M \sin(\varphi + \varphi_0),$$

где M – значение АКФ (рис. 13). Для определения значения АКФ достаточно вычислить значение коэффициента корреляции в 2 точках, например $\varphi=0$ и $\varphi=\pi/2$:

$$c_1 = M \sin(\varphi_0),$$

$$c_2 = M \sin(\varphi_0 + \frac{\pi}{2}),$$

где c_1 и c_2 – значения корреляционной функции. Тогда

$$M = \sqrt{c_1^2 + c_2^2}.$$

Таким образом обеспечивается прием синхросигнала вне зависимости от внесенного линией фазового сдвига.

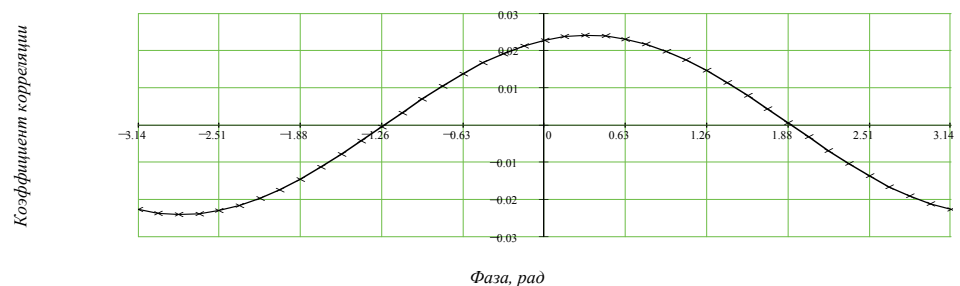


Рис. 13 Корреляционная функция синхросигнала в зависимости от фазы

Проблема фазовой синхронизации требует решения и при приеме информационного сигнала. На рис. 14 показаны графики зависимости коэффициентов корреляции от фазы несущей для I и Q каналов при приеме инфор-



мационного сигнала 19 кодового канала (передаются биты «11») на рис. 15 - 17 кодового канала (передаются биты «01»), групповой сигнал при этом включает все 64 кодовых канала.

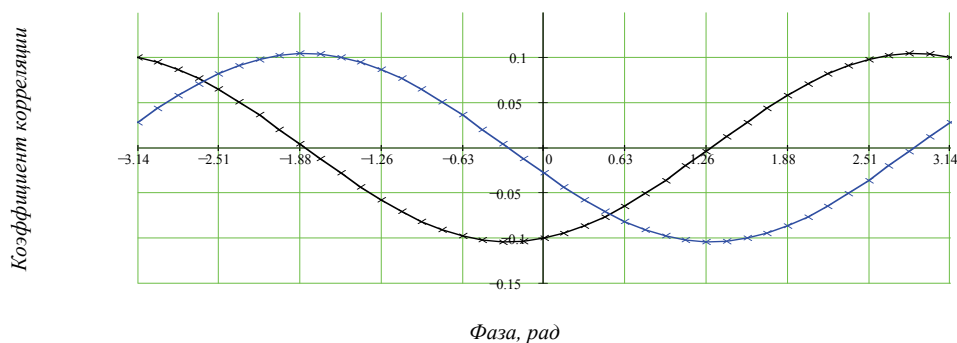


Рис. 14. Корреляционная функция 19 канала в зависимости от фазы

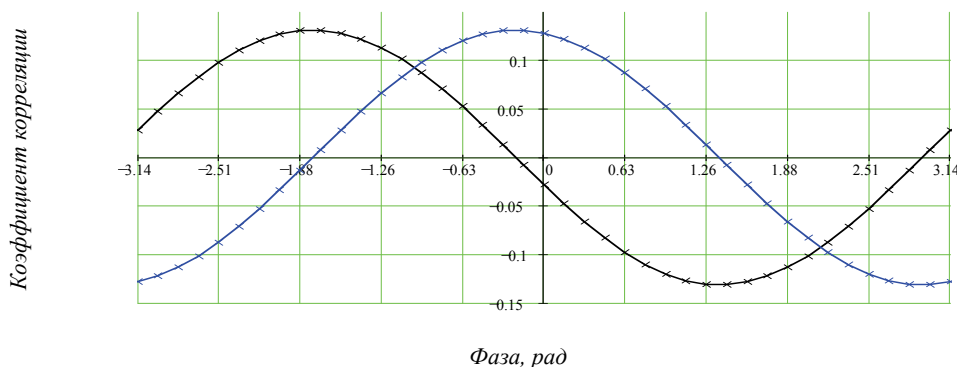


Рис. 15. Корреляционная функция 17 канала в зависимости от фазы

В следствие сложной формы группового информационного сигнала для определения фазы информационного сигнала необходима передача синхронизирующей информации в самом информационном канале. Наиболее оптимальным с точки зрения алгоритма реализации является передача символа соответствующего «1» одновременно по Q и I каналам.

Таким образом, для определения фазы информационного сигнала φ_0 вычисляются корреляционные коэффициенты по I каналу для $\varphi=0$ и $\varphi=\pi/2$ и тогда с учетом того, что при передаче бит «11» по Q и I каналу в модуляции QPSK исходная фаза несущей равна $\pi/4$:

$$\varphi_0 = \arctan 2\left(\frac{c_2}{\sqrt{c_1^2 + c_2^2}}; \frac{c_1}{\sqrt{c_1^2 + c_2^2}}\right) - \frac{\pi}{4}$$

Вычисленное значение фазы φ_0 сохраняется и используется для последующего приема информационного сигнала.

С точки зрения эффективного использования пропускной способности канала наиболее целесообразно использовать покадровую синхронизацию и передачу указанной выше синхронизирующей информации для фазовой синхронизации в начале каждого кадра.

Таким образом, после приема синхросигнала и установлении покадровой синхронизации в приемнике происходит вычисление фазы информационного сигнала, которое будет использовано для приема символов текущего кадра.

На рис. 16 приведены графики корреляционных функций синхросигнала, сигнала Q и I канала (17 кодový канал – передача «01») при одновременной передаче 64 каналов по описанной выше линии.

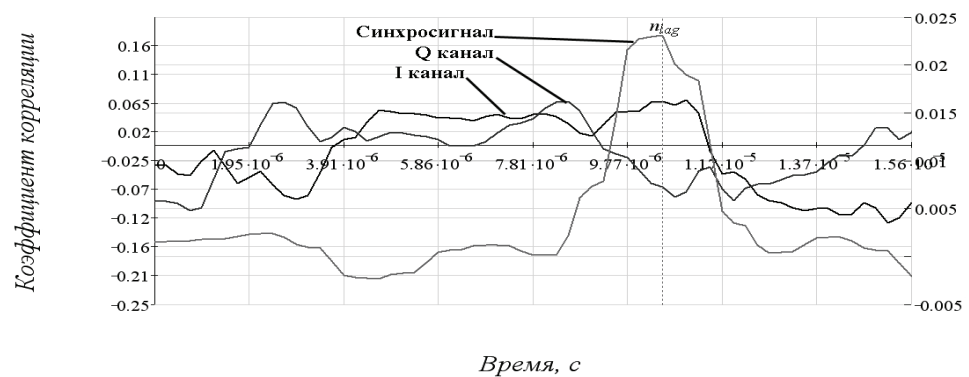


Рис. 16. Корреляционные функции синхросигнала и сигналов Q и I каналов (17 канал)

Топология

Все рассмотренные выше случаи относились к линейному расположению устройств вдоль кабеля, представляющему собой линию без ответвлений. Такая конфигурация линии при практическом использовании имеет ряд неудобств, связанных с увеличением общей длины кабеля и соответственно сокращением расстояния, на котором возможно подключение устройств из-за принятого ограничения на максимальную физическую длину линии в 2000 м. В то же время при использовании ответвлений часть участков линии будет нагружена на несогласованную нагрузку, что приведет к дополнительным искажениям сигнала.

Для анализа приема и передачи сигналов по линии с разветвленной топологией воспользуемся следующим алгоритмом. Линия разбивается на n участков. Каждый участок соответствует части линии либо между 2 разветвлениями, либо между разветвлением и концом кабеля. Передаточная функция i -го участка – H_i , сопротивление нагрузки каждого участка Z_n будет представлять в случае конца линии $Z_n = Z_г$ (в исследуемом случае 75 Ом), или параллельно подключенные входные сопротивления $Z_{вх}$ далее следующих участков. В случае, если участок конечный $Z_{вх} = Z_n = Z_г$. Передаточная функция линии при передаче данных между устройствами H будет определяться как



произведение передаточных функций лежащих между ними участков. На рис. 17 изображена линия с одним ответвлением, длина каждого участка равна 1000 м.

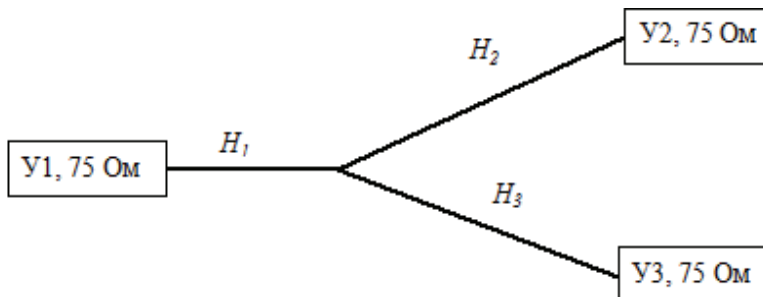


Рис. 17. Разветвленная линия

Таким образом, для данного случая при передаче данных от U1 к U2: $H=H_1H_2$, $Z_{nl}=Z_{ex2}||Z_{ex3}=37,5$ Ом. На рисунке 18 приведены графики корреляционных функций синхросигнала, сигнала Q и I канала (17 кодовый канал – передача «01»), при одновременной передаче 64 каналов по описанной выше линии.

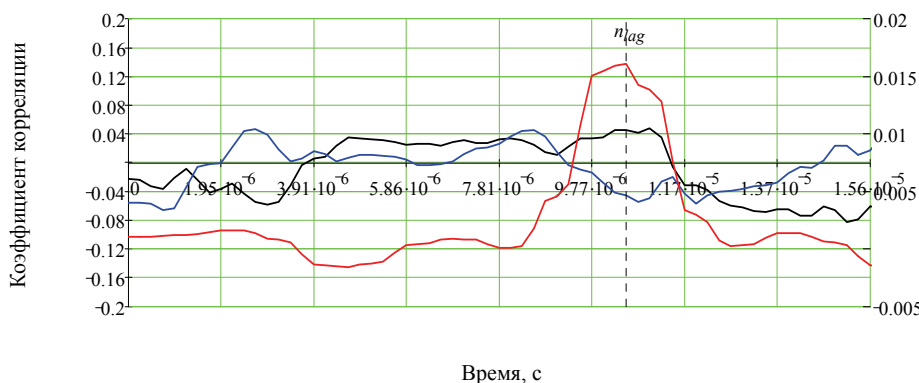


Рис. 18. Корреляционные функции синхросигнала и сигналов Q и I каналов (17 канал)

Коэффициенты корреляция составили: для синхросигнала 0,016, для информационного сигнала 0,045, что составляет уменьшение энергии сигнала на 3,4 дБ, по сравнению с линией без ответвления. Таким образом, уверенный прием сигналов возможен и при наличии одного ответвления от линии.

Заключение

Результаты проведенного исследования и моделирования позволяют сделать вывод об уверенном разделении кодовых каналов и приеме сигнала. Минимальный коэффициент корреляции, полученный при передаче сигнала через линию длиной 2000 м для кабеля РК75-3,7-146 составляет 0,07, что со-

ответствует уменьшению энергии сигнала на 11 дБ. Требуемое отношение сигнал/шум в данном случае, для обеспечения вероятности ошибки на бит 10^{-7} составляет 4 дБ. Также показано уверенное разделение каналов и декодирование при различных мощностях сигналов кодовых каналов в групповом, что соответствует различному расположению устройств вдоль линии. Использование для синхронизации M-последовательностей позволяет обеспечить уверенную покадровую синхронизацию. Коэффициент корреляции составляет для рассматриваемого случая 0,017, т. е. происходит уменьшение энергии сигнала на 17 дБ. Был описан способ обеспечения фазовой синхронизации принимаемых и передаваемых сигналов. Было произведено моделирование передачи данных по разветвленной линии, результаты позволяют сделать вывод о возможности уверенного приема сигналов и в этом случае.

Дальнейшие исследования по данной системе связаны с добавлением канала передачи энергии питания к устройствам, по той же физической линии, а также более глубокой проработкой предложенной технологии и доведением ее до законченной промышленной системы передачи данных.

Библиографические ссылки

1. *Thompson K., Whipple D.* How CDMA is applied to cellular telephone service. 1995.
2. *Варакин Л. Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М., 1985.
3. *Окунев Ю. Б.* Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами. М., 1991.
4. *Прокис Дж.* Цифровая связь. М., Радио и связь, 2000.
5. *Конопелько Д. Г., Чье Ен Ун.* Исследование частотных и энергетических характеристик коаксиальных кабелей на математических моделях // Материалы XXXXII научно-технической конференции студентов и аспирантов ХГТУ. Хабаровск, 2002.