

**Российская академия наук
Сибирское отделение
Институт систем информатики
им. А. П. Ершова**

А. В. Монастырный

**О ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ
С ПОМОЩЬЮ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА
С ОБРАТНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ**

**Препринт
59**

Новосибирск 1999

В последнее десятилетие словосочетание «корпоративная сеть» приобрело большую популярность. Стремительный рост вычислительной мощности компьютерной техники и удешевление средств телекоммуникаций сделали реальными замыслы соединения территориально распределенных источников и потребителей информации относительно недорогими высокоскоростными каналами связи и организации работы на основе современных технологий (распределенные базы данных, клиент-сервер и т. д.). Данная работа ставит своей целью, с одной стороны, провести краткий обзор существующих методов передачи данных с помощью широкополосного сигнала, а с другой — представить идею нового метода, использующего понятие обратной пространственной связи.

**Siberian Division of the Russian Academy of Sciences
A. P. Ershov Institute of Informatics Systems**

A. V. Monastyrnyi

**USING SPREAD SPECTRUM SIGNALS
WITH INVERSE SPATIAL LINK
FOR DATA TRANSMISSION**

**Preprint
59**

Novosibirsk 1999

The first part of the article briefly describes existing methods of spread spectrum signals usage in data transmission. The second part describes the new approach in spread spectrum signals usage for data transmission based on the inverse spatial link building in data transmission channel. The description of the method is presented and some numeric estimations are made.

ВВЕДЕНИЕ

В последнее десятилетие словосочетание «корпоративная сеть» приобрело большую популярность. Стремительный рост вычислительной мощности компьютерной техники и удешевление средств телекоммуникаций сделали реальным соединением территориально распределенных источников и потребителей информации при помощи относительно недорогих высокоскоростных каналов связи и организации работы на основе современных технологий (распределенные базы данных, клиент-сервер и т. д.).

Опыт построения и эксплуатации корпоративной сети ОАО «Ноябрьскнефтегаз» показал, что подход к созданию крупной корпоративной сети обуславливается несколькими факторами:

- наличием инфраструктуры сетей передачи данных (СПД) общего или ведомственного пользования (кабельных или беспроводных);
- удаленностью объектов друг от друга;
- спектром задач, которые будут решаться при помощи корпоративной сети (и, как следствие, предполагаемым трафиком в сети);
- требованиями к отказоустойчивости сети;
- информационной безопасностью при передаче данных по сети.

При наличии инфраструктуры СПД использование готовых каналов передачи данных снимает проблемы построения и эксплуатации собственных каналов, однако делает заказчика зависимым от качества услуг арендуемых линий (что особенно характерно для российской глубинки, Сибири и Дальнего Востока), ставит ограничения на скорость передачи данных, снижает информационную безопасность.

Более интересной и, как правило, более общей является задача построения корпоративной сети при отсутствии какой бы то ни было инфраструктуры, например крупных нефтегазодобывающих и угледобывающих компаний, нефтеперерабатывающих заводов, управлений магистральных трубопроводов, банков, муниципальных и федеральных служб и т. д. Обычно в такой ситуации речь идет о подключении множества объектов, удаленных друг от друга на десятки, а иногда и сотни километров. Сложность прокладки на такие расстояния кабельных сетей оставляет одну возможность — использовать беспроводные коммуникации.

Однако появление на рынке широкого спектра СВЧ-оборудования и, как следствие, постоянное увеличение доступных радиочастот повышает требования к помехоустойчивости и закрытости подобного рода систем.

Данная работа ставит своей целью, с одной стороны, провести краткий обзор существующих методов передачи данных с помощью широкополосного сигнала, а с другой — представить идею нового метода, использующего понятие обратной пространственной связи. Взятая из работы [1] идея использования обратной пространственной связи, в которой используется принцип радиолокации с двойным спектральным анализом шумового сигнала, предложена к использованию для передачи данных ведущим научным сотрудником ИРЭ РАН к. ф.-м. н. А. А. Каленкевичем.

Автором сделаны некоторые предварительные численные оценки метода и намечены этапы его реализации.

Большое участие в обсуждении идеи и метода принял ведущий инженер ВЦ ОАО ННГ С. А. Чернов.

Численные расчеты проводились автором с использованием системы Mathcad PLUS 6.0. Поскольку работа носит характер статьи, в ней опущены полные выкладки расчетов.

1. ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА

Узкополосный сигнал представляет собой узкую полосу радиоспектра, в которой есть базовая частота и окружающий ее частотный канал. Для передачи данных используется один из стандартных методов модуляции базовой частоты (фазово-амплитудная, фазово-частотная и т. д.). Для передачи в СВЧ-диапазоне мощного узкополосного сигнала необходимо дорогостоящее и довольно громоздкое оборудование. Аналогичное по сложности оборудование необходимо и для приема слабого узкополосного СВЧ-сигнала. Кроме того, два мощных СВЧ-сигнала, передаваемых в близких диапазонах частот, могут создавать существенные помехи. Для преодоления этих трудностей были начаты и успешно осуществлены разработки методов передачи данных с помощью широкополосного сигнала (ШПС), являющегося в настоящее время основой беспроводных коммуникаций. Идея ШПС состоит в том, что для передачи информации используется *значительно более широкая полоса частот*, чем требуется при обычной (в узком частотном канале) передаче. Разработано несколько принципиально различающихся между собой методов использования такой широкой полосы частот:

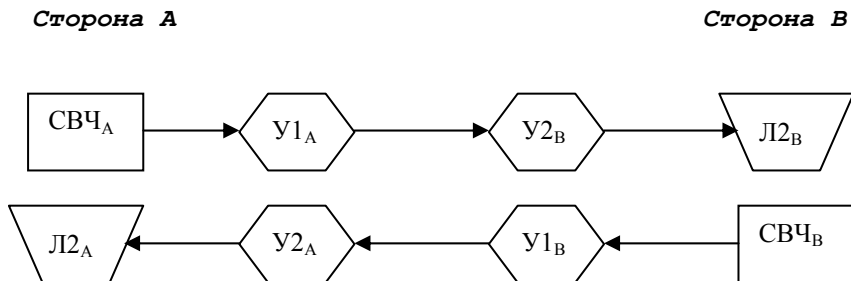
- метод прямой последовательности (Direct Sequence Spread Spectrum — DSSS);

- метод частотных скачков (Frequency Hopping Spread Spectrum — FHSS).

Методы DSSS и FHSS предусматриваются стандартом 802.11 (Radio-Ethernet).

Ниже приведена стандартная схема передачи данных с использованием широкополосного сигнала.

Схема 1



Здесь:

$СВЧ_{A,B}$ — СВЧ-генератор сторон *A* и *B* соответственно;

$У1_{A,B}$ — передающий усилитель сторон *A* и *B* соответственно;

$У2_{A,B}$ — принимающий усилитель сторон *A* и *B* соответственно;

$Л2_{A,B}$ — принимающая логика сторон *A* и *B* соответственно.

1.1. Метод прямой последовательности (DSSS)

В методе DSSS вся используемая «широкая» полоса частот делится на некоторое число подканалов (по стандарту 802.11 этих каналов 11). Каждый передаваемый бит информации по заранее зафиксированному алгоритму (так называемому алгоритму генерации M-последовательности) превращается в последовательность из 11 бит, которые передаются одновременно и параллельно по всем 11 подканалам. При приеме полученная последовательность бит декодируется с использованием того же алгоритма, что и при ее кодировке. Другая пара приемник-передатчик может использовать другой алгоритм кодировки — декодировки, и таких различных алгоритмов может быть очень много.

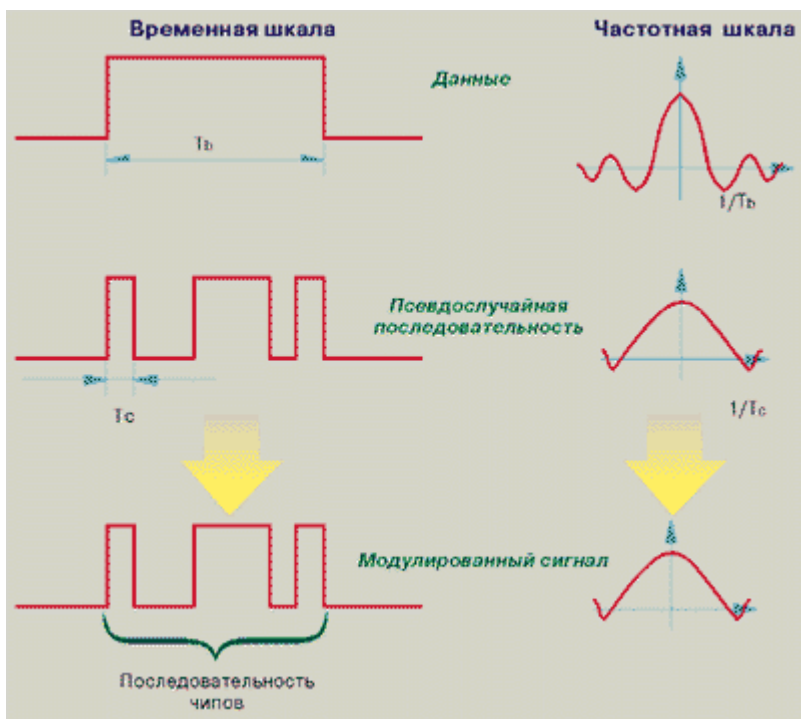


Рис. 1. Формирование широкополосного сигнала по методу DSSS

Первый очевидный результат применения этого метода — защита передаваемой информации от подслушивания («чужой» DSSS-приемник использует другой алгоритм и не сможет декодировать информацию не от своего передатчика). Но более важным оказалось другое свойство описываемого метода, заключающееся в том, что благодаря 11-кратной *избыточности* передачи можно обойтись *сигналом очень маленькой мощности* (по сравнению с уровнем мощности сигнала при использовании обычной узкополосной технологии), *не увеличивая при этом размеров антенн*.

При этом сильно уменьшается отношение уровня передаваемого сигнала к уровню *шума* (т. е. случайных или преднамеренных помех), так что передаваемый сигнал уже как бы неразличим в общем шуме, но благодаря его 11-кратной избыточности принимающее устройство все же сумеет распознать его.

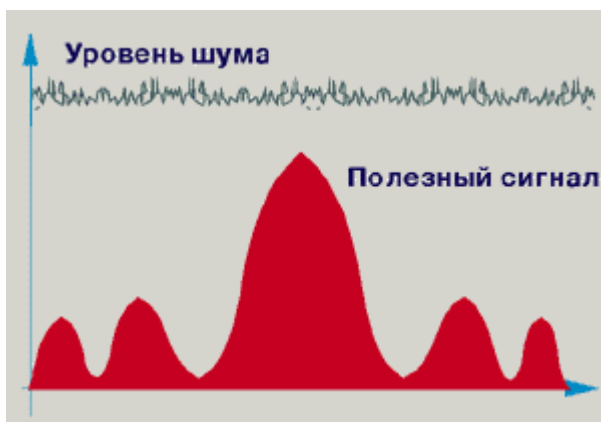


Рис. 2. Соотношение уровня шума и полезного сигнала при модуляции по методу DSSS

Еще одно чрезвычайно полезное свойство DSSS-устройств заключается в том, что благодаря очень низкому уровню мощности *своего* сигнала они практически не создают помех обычным радиоустройствам (узкополосным большой мощности), так как последние принимают широкополосный сигнал за шум в пределах допустимого. В другую же сторону — обычные устройства не мешают широкополосным, так как их сигналы большой мощности «шумят» каждый только в своем узком канале и не могут заглушить широкополосный сигнал целиком.

Таким образом, можно сказать, что использование широкополосных технологий позволяет использовать один и тот же участок радиоспектра *дважды* — обычными узкополосными устройствами и «поверх них» — широкополосными.

Суммируя вышеизложенное, можно выделить следующие свойства ШПС-технологии, по крайней мере для метода прямой последовательности:

- защищена от помех;
- не создает помех другим устройствам;
- сохраняет конфиденциальность передач;
- экономична при массовом производстве;
- имеет возможность повторного использования одного и того же участка спектра.

1.2. Метод частотных скачков (FHSS)

При кодировке по методу FHSS вся отведенная для передач полоса частот подразделяется на некоторое количество подканалов (по стандарту 802.11 этих каналов 79). Каждый передатчик в каждый данный момент использует только один из этих подканалов, регулярно перескакивая с одного на другой. Стандарт 802.11 не фиксирует частоту таких скачков — она может задаваться по-разному в каждой стране. Скачки происходят синхронно на передатчике и приемнике в заранее зафиксированной псевдослучайной последовательности, известной обоим; ясно, что, не зная последовательности переключений, принять передачу также нельзя.

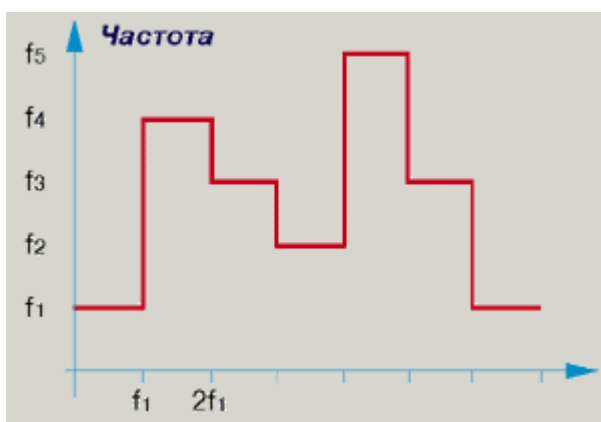


Рис. 3. Частотные скачки при формировании сигнала по методу FHSS

Другая пара передатчик-приемник будет использовать и другую последовательность переключений частот, заданную независимо от первой. В одной полосе частот и на одной территории прямой видимости таких последовательностей может быть много. Ясно, что при возрастании числа одновременных передач возрастает и вероятность коллизий, когда, например, два передатчика одновременно перескочили на одинаковую частоту, каждый в соответствии со своей последовательностью, и заглушили друг друга. Эту ошибку можно выявить (например с помощью протоколов более высоких уровней), и необходимый фрагмент (очень небольшой) будет передан еще раз.

Метод FHSS, так же как и описанный выше метод DSSS, обеспечивает *конфиденциальность и некоторую помехозащищенность передач*. Последняя обеспечивается тем, что если на каком-нибудь из 79 подканалов передаваемый пакет не смог быть принят, то приемник сообщает об этом, и передача данного пакета повторяется на одном из следующих (в последовательности скачков) подканалов.

С другой стороны, поскольку при использовании метода FHSS, в отличие от метода DSSS, передача на каждом подканале ведется на достаточно большой мощности (сравнимой с мощностью обычных узкополосных передатчиков), нельзя сказать, что метод FHSS не мешает другим видам передач.

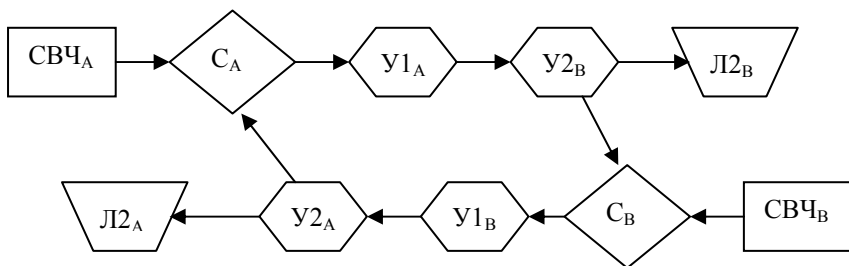
2. ПРИМЕНЕНИЕ ПРИНЦИПА ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Введем в схему 1 обратную пространственную связь.

Схема 2

Сторона А

Сторона В



Здесь:

- СВЧ_{А,В} — СВЧ генератор сторон *А* и *В* соответственно;
- У_{1А,В} — передающий усилитель сторон *А* и *В* соответственно;
- У_{2А,В} — принимающий усилитель сторон *А* и *В* соответственно;
- С_{А,В} — сумматор сигнала сторон *А* и *В* соответственно;
- Л_{2А,В} — принимающая логика сторон *А* и *В* соответственно.

Рассмотрим одну половину процесса — передачу со стороны *А* на сторону *В*. Передача в противоположном направлении происходит аналогично.

Генератор СВЧ_А генерирует шумовой сигнал с постоянной фазой смещения (пусть, не уменьшая общности, фаза будет равна нулю) в диапазоне $[f_1 ; f_2]$. Сигнал через усилитель У1_А и передающую антенну передается на сторону **В**, где принимается усилителем У2_В. Здесь сигнал разветвляется. Одна копия сигнала поступает на вход принимающей логики Л2_В, а другая передается через усилитель У1_В обратно на сторону **А** в том виде, в котором она была получена. Сигнал, принятый усилителем У2_А, поступает на вход сумматора С_А, после чего суммарный сигнал от СВЧ_А и У2_А вновь передается на сторону **В**. При этом после нескольких циклов спектр передаваемого сигнала будет выглядеть, как набор пиков мощности с частотами, длины волн которых укладываются целое число раз в расстояние между сторонами **А** и **В**, поскольку при суммировании сигналов с разными фазами они будут либо взаимно гаситься, либо не давать таких пиков, как при суммировании сигналов с одинаковой фазой. Количество пиковых частот в этом спектре зависит от ширины $f_1 — f_2$ базового спектра и от расстояния между сторонами **А** и **В**.

Таким образом, при отсутствии внешних возмущений образуется устойчивая система с фиксированным спектром частот. Внешние помехи, длительность которых не превышает цикла стабилизации, система игнорирует, а к длительным внешним помехам приспосабливается, изменяя соответствующим образом свой частотный спектр.

Для того чтобы оценить потенциальные возможности предлагаемого метода, необходимо ответить на следующие вопросы:

- Как формируется частотный спектр для широкополосного сигнала определенного диапазона?
- Как сформированный спектр зависит от начальных и граничных условий?
- Как отразится применение обратной пространственной связи при подходе к передаче данных с использованием широкополосного сигнала?
- Какие виды модуляции сигнала можно применить для нашего случая?

Для этого необходимо провести численные оценки его основных компонентов:

- формирования частотного спектра и его зависимости от начальных условий,
- цикла получения устойчивой системы,
- подхода к модуляции частотного спектра.

Такой подход к формированию сигнала позволяет:

- повысить помехоустойчивость;
- сохранить конфиденциальность передачи данных;
- использовать частотный спектр несколькими парами «приемник-передатчик»;
- достичь высокой скорости передачи данных.

3. НЕКОТОРЫЕ ЧИСЛЕННЫЕ ОЦЕНКИ

3.1. Принцип формирования частотного спектра

Пусть S_1 и S_2 — передаваемый и принимаемый сигналы соответственно, φ — смещение фазы сигналов. Отвлекаясь от физической природы сигнала, для простоты положим, что они имеют форму плоской однородной электромагнитной волны, распространяющейся в вакууме:

$$S_1 = \sin(\omega t - kx); \quad S_2 = \sin(\omega t - kx + \varphi); \quad \varphi \in [0; 2\pi].$$

Пусть l — длина канала, λ — длина волны, ω — циклическая частота, ν — линейная частота. Тогда имеют место соотношения:

$$\begin{aligned} \omega &= 2\pi \cdot \nu, & k\lambda &= 2\pi, \\ \lambda \cdot \nu &= c, & \varphi &= l - n \cdot \lambda. \end{aligned}$$

Не уменьшая общности, считаем, что оба сигнала нормированы по амплитуде. При сложении на сумматоре S_A получаем сигнал

$$\begin{aligned} S &= S_1 + S_2 = \sin(\omega t - kx) + \sin(\omega t - kx + \varphi) = \\ &= 2 \sin\left(\omega t - kx + \frac{\varphi}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right). \end{aligned}$$

Плотность мощности суммарного сигнала S имеет вид

$$p \cong S^2.$$

Слагаемое $\varphi/2$ в первом множителе показывает смещение фазы суммарного сигнала, а множитель $\cos(\varphi/2)$ является коэффициентом ослабления. Поскольку полный спектр имеет форму

$$K = A \cdot \sum_{\omega=2\pi f_1}^{2\pi f_2} \sin(\omega t - kx),$$

вышесказанное применимо ко всему излучаемому спектру.

Таким образом, получаем, что сигналы с одинаковой фазой усиливаются, а с разной фазой гасятся тем сильнее, чем ближе разность фаз к значению π .

Сформированный таким способом частотный спектр обладает следующими свойствами:

— имеет конечное (возможно довольно большое) число пиков мощности;

— число пиков мощности и значения частот, на которых эти пики мощности наблюдаются, зависит от длины канала.

Чтобы понять, как можно использовать эти свойства для передачи данных с приемлемой скоростью, с одной стороны, и удовлетворения требований помехоустойчивости и закрытости канала — с другой, необходимо исследовать зависимость формирования частотного спектра от начальных и граничных условий. Это поможет оценить пространственные рамки и временные интервалы, в которых метод целесообразно применять.

3.2. Зависимость частотного спектра от начальных и граничных условий

Пусть стороны A и B находятся на расстоянии l друг от друга в интервале $[l_{\min}; l_{\max}]$, базовым диапазоном является интервал $[f_1; f_2]$. Тогда

$$l = n\lambda, \quad n \in N_6, \quad \lambda \in [l_{\min}, l_{\max}].$$

Пусть T — время распространения сигнала из A в B , c — скорость распространения радиоволн, в первом приближении считаем, что она совпадает со скоростью света в вакууме. Тогда

$$T = \frac{l}{c} = \frac{n\lambda}{c}, \quad c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}.$$

Длина волны связана с частотой соотношением

$$\lambda\nu = c \quad \Rightarrow \quad \nu = \frac{nc}{l}, \quad \nu \in [f_1; f_2].$$

Отсюда получаем неравенство

$$f_1 \leq \frac{nc}{l} \leq f_2 \quad \Rightarrow \quad f_1 \frac{l}{c} \leq n \leq f_2 \frac{l}{c}.$$

Для примера численной оценки возьмем

$$[f_1; f_2] = [2,4 \cdot 10^9 \text{ Гц}; 2,45 \cdot 10^9 \text{ Гц}]; \quad [l_{\min}; l_{\max}] = [10^3 \text{ м}, 10^5 \text{ м}].$$

Тогда для минимального и максимального значения l имеем

$$l_{\min} = 10^3 \text{ м}; \quad 2,4 \cdot 10^9 \cdot \frac{10^3}{3 \cdot 10^8} \leq n_{\min} \leq 2,45 \cdot 10^9 \cdot \frac{10^3}{3 \cdot 10^8};$$

↓

$$8 \cdot 10^4 \leq n_{\min} \leq 8,1(6) \cdot 10^4.$$

$$l_{\max} = 10^5 \text{ м}; \quad 8 \cdot 10^6 \leq n_{\max} \leq 8,1(6) \cdot 10^6.$$

Таким образом, видно, что число пиковых частот в спектре лежит в диапазоне $[10^3; 10^5]$.

Довольно большое число фиксированных частот с пиками мощности позволяет говорить о потенциальной возможности использования частотного диапазона несколькими парами «приемник-передатчик». Этому способствует также зависимость частоты с пиком мощности от расстояния между приемником и передатчиком.

3.3. Цикл получения устойчивой системы

В п. 3.1. получено, что суммарный сигнал после первого цикла имеет вид

$$S_1^1 = S_1^0 + S_2^0 = 2 \sin(\omega t - kx + \frac{\varphi_1}{2}) \cdot \cos(\frac{\varphi_1}{2}).$$

В отличие от п. 3.1. мы ввели верхние индексы для удобства дальнейшего изложения. Пусть

$$a_n = 2 \cos\left(\frac{\varphi_n}{2}\right).$$

Тогда суммарный сигнал после второго цикла будет иметь вид:

$$S_1^2 = S_1^1 + S_2^1 = a_1 2 \sin(\omega t - kx + \frac{\varphi_1}{4} + \frac{\varphi_2}{2}) \cdot \cos(\frac{\varphi_2}{2});$$

↓

$$S_1^n = S_1^{n-1} + S_2^{n-1} = \sin(\omega t - kx + \frac{1}{2^n} \sum_{m=1}^n 2^{m-1} \varphi_m) \cdot \prod_{m=1}^n a_m.$$

Очевидно, что после n -го цикла суммарный спектр ведет себя как функция вида a^n при $a \leq 1$. При существенной разности фаз с каждым новым циклом ослабленный сигнал еще более ослабляется. При совпадении же фазы сигнал будет иметь максимальную плотность мощности. При $n \geq 10$ можно говорить о получении устойчивой системы.

При этом из неизменности расстояния между A и B фазы смещения связаны следующим соотношением:

$$\varphi_{n+1} = \left\| \frac{3^n}{2^n} \cdot \varphi_1 \right\|_{2\pi}.$$

Сигнал, сформированный таким способом, должен обладать некоторыми параметрами, которые не менялись бы в процессе получения устойчивой системы. Манипулируя значениями этих параметров, мы смогли бы промодулировать сигнал для передачи с помощью него данных. Из трех параметров сигнала — амплитуды, фазы и частоты — неизменными остаются только два. Из-за суммирования исходящего и приходящего сигналов происходит накопление, а значит, и изменение амплитуды. Поэтому для модуляции остаются два параметра — фаза и частота. Согласно п. 3.1. сложение сигналов не затрагивает смещение фазы начального экземпляра сигнала, поэтому при получении устойчивой системы смещение фазы сохранится. Согласно п. 3.2. набор частот с пиками мощности также вполне определен для конкретных начальных и граничных условий.

4. МОДУЛЯЦИЯ ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА

В обычных системах при передаче на частоте 2,4 ГГц со скоростью 2 Мбит/с каждая информационная единица передается в канале в течение не более 1200 периодов длины волны. Это так называемый «бодовый» интервал. Существует также нижний предел этого интервала — порядка 100 периодов — для обеспечения статистически надежной передачи информационной единицы. Иногда этот интервал выражается в единицах времени (миллисекундах, микросекундах и т.д.). Под информационной единицей здесь понимается значение параметров сигнала, с помощью которых кодируются и передаются наборы битов информации. Набор битов может состоять из фиксированного числа битов. В зависимости от этого числа должны существовать взаимно различные значения параметров сигнала, которые кодируют эти последовательности. Например, для кодирования двух состояний (0 и 1) потребуется два различных значения параметров сигнала, для кодирования четырех состояний (00, 01, 10, 11) — четыре и т.д.

Введение в схему передачи обратной пространственной связи накладывает определенные ограничения на подходы к передаче данных. Дело в том, что мы не можем непрерывно модулировать поступающие для передачи данные. Вместо этого необходимо накопить пакет определенного размера,

промодулировать его и передать в канал для прохождения цикла получения устойчивой системы.

Итак, в нашем случае необходимо промодулировать частотный спектр пакетом данных фиксированного размера, а остаток, зависящий от длины канала, заполнить стоп-битами. После чего, используя этот сформированный кадр, выдерживается цикл получения устойчивой системы. По предварительным оценкам продолжительность цикла $\Theta = 20T$.

$$\sigma = k \cdot \gamma \cdot \lambda < l, \quad \delta = l - \sigma, \quad \lambda = \frac{c}{v},$$

$$\gamma \in [f_1; f_2], \quad l \in [l_{\min}; l_{\max}], \quad \gamma \in [\gamma_{\min}; \gamma_{\max}].$$

Выведем приближенную зависимость между размером пакета данных k и длиной канала l , а также проведем оценку нижнего и верхнего пределов этой длины применительно к скорости передачи данных. Пусть s — скорость передачи данных (в бодах); γ — «бодовый» интервал, λ — число периодов длины волны, в течение которых передается одна информационная единица; δ — длина остатка — «хвоста». В первом приближении считаем, что передаются исключительно биты данных — без служебных и управляющих битов. Имеем

$$T = \frac{l}{c} = \frac{\sigma + \delta}{c} = \frac{k\gamma\lambda + \delta}{c} \quad \Rightarrow \quad k = \frac{cT - \delta}{\gamma\lambda}.$$

Считая в первом приближении, что δ много меньше l , получим оценку для k :

$$\frac{cT}{\gamma_{\max}\lambda} < k < \frac{cT}{\gamma_{\min}\lambda}; \quad \frac{vT}{\gamma_{\max}} < k < \frac{vT}{\gamma_{\min}}.$$

Таким образом, длина пакета данных зависит от расстояния передачи, и для эффективной работы система должна уметь динамически менять длину пакета данных в кадре.

Теперь оценим скорость передачи данных:

$$s = \frac{k}{\Theta} = \frac{k}{20T} \quad \Rightarrow \quad \frac{v}{20 \cdot \gamma_{\max}} < s < \frac{v}{20 \cdot \gamma_{\min}}.$$

Считая, что

$$[\gamma_{\min}; \gamma_{\max}] = [10^1; 10^3], \quad v = 2,4 \cdot 10^9 \text{ Гц},$$

получим

$$1,2 \cdot 10^5 < s < 1,2 \cdot 10^7.$$

«Бодовый» интервал — статистическая величина, определяющая надежность передачи набора битов. Из полученного неравенства видно, что уменьшение этой величины на порядок приводит к увеличению на порядок же скорости передачи. Полученное выше соотношение показывает верхнюю и нижнюю границы скорости передачи в «бодах». Скорость передачи информационных битов будет совпадать с ней, если значениями состояний сигнала кодируются отдельные биты. Если состояния сигнала кодируют пары бит, то информационная скорость увеличится вдвое и т.д. Для более точной оценки продолжительности «бодового» интервала и, соответственно, скорости передачи необходимо изучить, каким образом влияет обратная связь на эту характеристику.

Второй по значимости величиной, влияющей на скорость передачи, является длительность цикла получения устойчивой системы. Уменьшение этой величины позволит более эффективно использовать возможности системы.

Для выбора конкретного метода модуляции необходимо построение более полной и точной математической модели системы и исследование поведения ее основных характеристик. Однако уже сейчас можно сказать, что возможно использовать по отдельности в чистом виде частотную или фазовую модуляцию, поскольку значения этих параметров не изменяются при формировании устойчивой системы. Например, можно разбить спектр частот с пиками мощности на четыре группы для кодирования передачи пар битов. Для подобного кодирования можно использовать и смещение фазы сигнала на 0, 90, 180 и 270 градусов соответственно.

Большое число значений частот с пиками мощности можно использовать для повышения закрытости и помехоустойчивости (разбиение спектра частот на большее число подгрупп и реализация алгоритма смены частотных подгрупп при передаче), что также позволит реализовать дуплексную (двухстороннюю) передачу данных.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В целом, по предварительным оценкам, метод передачи данных с помощью шумоподобного сигнала с обратной пространственной связью не уступает существующим методам по основным характеристикам: скорости передачи данных, помехозащищенности и закрытости канала. Грубые предварительные оценки скорости передачи показывают возможность достижения скорости от 10 до 100 Мбит/с. Учитывая приведенные выше оценки,

можно определить потенциальные области применения предложенного метода:

- высокоскоростные радиоканалы «точка-точка» большой протяженности;
- каналы, решающие проблему «последней мили»;
- построение инфраструктуры сетей радио – АТМ, в которых существенными являются требования к высокой скорости передачи и к низкой мощности выходного сигнала.

Однако пока остаются неясными вопросы, связанные с общими закономерностями поведения системы, влиянием на систему внешних факторов, а также элементной базой прототипов системы.

Поэтому видятся перспективными следующие направления работ:

1. Построение математической модели метода и доказательство ее корректности.
2. Исследование основных характеристик метода:
 - формирования частотного спектра;
 - зависимости частотного спектра от начальных и граничных условий;
 - цикла получения устойчивой системы.
3. Исследование способов модуляции частотного спектра применительно к данному методу.
4. Построение численной модели метода с использованием современных средств САПР.
5. Исследование элементной базы для построения прототипов.
6. Разработка и построение прототипов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Кириллин К. Л.** Радиолокация с двойным спектральным анализом шумового сигнала как средство изучения взволнованной морской поверхности. — М.: ИРЭ РАН, 1993.
2. **Бертсекас Д., Галлигер Р.** Сети передачи данных. — М.: Мир, 1989.
3. **Протоколы** информационно-вычислительных сетей. — М.: Радио и связь, 1990.
4. **Никольский В. В.** Электродинамика и распространение радиоволн. — М.: Наука, 1978.
5. **Люк Ю.** Специальные математические функции и их аппроксимации. — М.: Мир, 1980.
6. **Крон Г.** Исследование сложных систем по частям. — М.: Наука, 1972.
7. **Филлипс Д., Гарсиа-Диас А.** Методы анализа сетей. — М.: Мир, 1984.
8. **Porter J.** The ORL Radio ATM System, Architecture and Implementation. — University of Cambridge Computer Laboratory & Olivetty Research Ltd., 1996.

А. В. Монастырный

**О ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ
С ПОМОЩЬЮ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА
С ОБРАТНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ**

**Препринт
59**

Рукопись поступила в редакцию 10.02.99

Рецензент Ф. А. Мурзин

Редактор Л. А. Карева

Подписано в печать 14.04.99

Формат бумаги 60 × 84 1/16

Тираж 50 экз.

Объем 1.2 уч.-изд.л., 1.3 п.л.

Отпечатано на ризографе "AL Group" 630090, г. Новосибирск: пр. Акад. Лаврентьева, 6